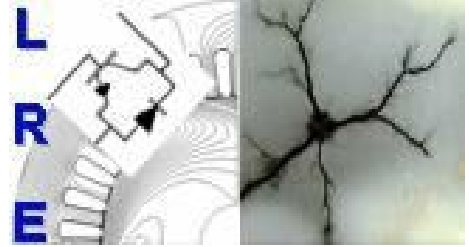


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

École Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'
Ingénieur d'État en Électrotechnique

Intitulé

Etude Electromagnétique et Vibratoire d'un Turboalternateur

Présenté par

Abderraouf OUAZIB

Sous la direction de **Pr. Kamel BOUGHRARA**

Soutenu publiquement le 09 juillet 2020

Membres du Jury

Président : Rachid IBTIOUEN, Professeur à l'ENP
Rapporteur : Kamel BOUGHRARA, Professeur à l'ENP
Examineur : Omar TOUHAMI, Professeur à l'ENP

ENP2020

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE)-Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP.182,16200 El Harrach, Alger, Algérie

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

École Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'

Ingénieur d'État en Électrotechnique

Intitulé

Etude Electromagnétique et Vibratoire d'un Turboalternateur

Présenté par

Abderraouf OUAZIB

Sous la direction de **Pr. Kamel BOUGHRARA**

Soutenu publiquement le 09 juillet 2020

Membres du Jury

Président : Rachid IBTIOUEN, Professeur à l'ENP
Rapporteur : Kamel BOUGHRARA, Professeur à l'ENP
Examineur : Omar TOUHAMI, Professeur à l'ENP

ENP2020

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE)-Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP.182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

Dédicaces

*À ma très chère mère et mon père,
pour tous les sacrifices qu'ils ont faits
à mon égard*

*À ma chère sœur, et mon petit frère
À mon grand-père et mes grands-mères
À toutes celles et ceux qui me sont chers*

*Je dédie ce modeste travail
Raouf*

Remerciements

Je tiens à exprimer d'abord ma sincère gratitude envers Mr BOUGHRARA Kamel, professeur à l'École Nationale Polytechnique et directeur de ce mémoire, pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de diriger ce travail. J'aimerais également lui dire à quel point j'ai apprécié sa grande disponibilité ainsi que ses idées et conseils judicieux apportés tout au long de ce travail. Enfin, j'ai été extrêmement sensible à ses qualités humaines d'écoute et de compréhension tout au long de ce travail.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Mr TOUHAMI Omar, professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait de faire partie du jury de soutenance et d'examiner mon travail.

Je souhaiterais également remercier Mr IBTIOUEN Rachid, professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements à l'ensemble des enseignants du département d'électrotechnique de l'ENP, j'ai énormément appris grâce à vous lors de ces trois dernières années et j'espère vous faire honneur en mettant ce savoir à profit dans un futur proche.

Je termine ces remerciements en saluant toute personne ayant participé de près ou de loin à ce travail, et également tous ceux qui m'ont soutenu tout au long de mes études.

ملخص:

يتم تقديم دراسة مغناطيسية اهتزازية صوتية لمولد ذو عضو دائر ذوأقطاب غاطسة باستخدام طريقة العناصر المحدودة. نحن مهتمون بالضوضاء والإشعاع الصوتي الناتج عن القوى الكهرومغناطيسية. أولاً ، يتم حساب القوى الكهرومغناطيسية المصدر للاهتزازات بطريقة ماكسويل عن طريق حل معادلة التوزيع الميداني في الآلة بطريقة العناصر المحدودة. من أجل دراسة تأثير القوى الكهرومغناطيسية ، تمت نمذجة الماكينة ميكانيكياً بحيث يتم تحديد التشوهات والاهتزازات والضوضاء الصوتية. يتم تحديد الأنماط والترددات الطبيعية وبالتالي الاستجابة التوافقية للجزء الثابت والدوار بشكل منفصل ويتم حساب الطاقة الصوتية لتردد معين. نحن مهتمون بالصوت الذي يشع من الجزء الثابت تحت افتراض اقتران ضعيف بين الحساب الاهتزازي والصوتي.

الكلمات المفتاحية: المولد المتزامن، اهتزاز، نموذج متعدد الفيزياء، طريقة العناصر المحدودة، القوى الكهرومغناطيسية، تردد الرنين، تحليل نموذجي، ضوضاء كهرومغناطيسية.

Abstract :

A magneto-vibro-acoustic study of non salient pole alternator with wound rotor using the finite element method is presented. We are interested in noise and acoustic radiation generated by electromagnetic forces. First, the electromagnetic forces that are the source of the vibrations are calculated by the Maxwell tensor method by solving the field distribution equation in the machine using the finite element method. In order to study the effect of electromagnetic forces, the machine is mechanically modeled so that distortions, vibrations and acoustic noise are determined. The natural modes and frequencies and therefore the harmonic response of the stator and the rotor are determined separately and the acoustic power is calculated for a given frequency. We are interested in the sound radiated by the stator under the assumption of weak coupling between the vibratory and acoustic calculation.

Key Words: Synchronous turbo alternator, vibration, Multi-physics model, finite elements method, electromagnetic forces, resonance frequency, modal analysis, electromagnetic noise.

Résumé :

Une étude magnéto-vibro-acoustique d'un alternateur à pôles lisses et rotor bobiné en utilisant la méthode des éléments finis est présentée. Nous nous intéressons au bruit et au rayonnement acoustique engendrés par les forces électromagnétiques. En premier lieu, les forces électromagnétiques sources des vibrations sont calculés par la méthode du tenseur de Maxwell en résolvant par la méthode des éléments finis l'équation de distribution du champ dans la machine. Afin d'étudier l'effet des forces électromagnétiques, la machine est modélisée d'un point de vue mécanique de sorte que les déformations, les vibrations et le bruit acoustique sont déterminés. Les modes et fréquences propres et donc la réponse harmonique du stator et du rotor sont déterminés séparément et la puissance acoustique est calculée pour une fréquence donnée. On s'intéresse au son rayonné par le stator sous l'hypothèse du couplage faible entre le calcul vibratoire et acoustique.

Mots clés: Turboalternateur synchrone, vibration, modèle multi-physique, méthode des éléments finis, forces électromagnétiques, fréquence de résonance, analyse modale, bruit électromagnétique.

Table des matières

Table des figures	7
Listes des tableaux	10
Introduction générale	11
1 Généralités sur les vibrations dans les machines électriques	13
1.1 Introduction	13
1.2 Vibration et bruit	13
1.2.1 Définitions	13
1.2.2 Sources de vibrations et bruits dans les machines électriques . . .	14
1.2.3 Sources de bruits électromagnétiques	15
1.2.4 Défauts à l'origine du bruit électromagnétique	16
1.3 Modélisation électromagnétique	18
1.3.1 Méthode des réseaux de perméances	18
1.3.2 La méthode analytique	19
1.3.3 Les méthodes numériques	19
1.4 Calculs des forces	20
1.4.1 Méthodes de calcul des forces	20
1.4.2 Paramètres influençant les forces à l'origine des vibrations	21
1.5 Modélisation mécanique	22
1.5.1 Modélisation par circuit équivalent	22
1.5.2 Modélisation par constantes localisées	23
1.5.3 Modélisation continue	25
1.5.4 Fréquences et modes propres	26
1.6 Conclusion	27
2 Étude électromagnétique de l'alternateur	29
2.1 Introduction	29
2.2 Paramètres et dimensions de l'alternateur	29
2.2.1 Stator	30
2.2.2 Rotor	32
2.2.3 Modèle de l'alternateur étudié	33
2.3 Géométrie et matériaux	34
2.3.1 Propriétés électromagnétique des matériaux	34
2.3.2 Géométrie	35
2.4 Calcul du champs électromagnétique	36
2.4.1 Modélisation électromagnétique	36
2.4.2 Résolution par éléments finis	38

2.4.3	Répartition spatiale du champ électromagnétique	40
2.4.4	Grandeurs électriques	42
2.5	Calcul des forces	43
2.5.1	Tenseur de Maxwell	43
2.5.2	Répartition des forces	44
2.6	Conclusion	46
3	Étude Vibro-acoustique de l'alternateur	48
3.1	Introduction	48
3.2	Calcul des forces harmoniques	49
3.2.1	Forces harmoniques basées en objets	49
3.2.2	Forces harmoniques basées en surfaces	49
3.2.3	Pas de calcul	49
3.3	Cadre théorique du calcul mécanique par éléments finis	51
3.3.1	Équation de la mécanique des solides linéaires	51
3.3.2	Application de la méthode des éléments finis	52
3.3.3	Analyse modale	53
3.3.4	Analyse harmonique	55
3.4	Géométrie et matériaux	56
3.4.1	Génération de la géométrie et du maillage	56
3.4.2	Propriétés mécanique des matériaux	57
3.5	Détermination des modes propres	58
3.5.1	Stator	58
3.5.2	Rotor	61
3.6	Réponse harmonique	62
3.6.1	Stator	62
3.6.2	Rotor	69
3.7	Réponse acoustique	72
3.7.1	Rayonnement acoustique	72
3.7.2	Le calcul acoustique	73
3.8	Conclusion	76
	Conclusion générale	77
	Références	78

Table des figures

1.1	Sources de bruit dans les machines électriques.	14
1.2	Mécanisme de génération du bruit électromagnétique	15
1.3	Types de déséquilibres du rotor.	16
1.4	types d'excentricités.	17
1.5	Tube de flux.	18
1.6	Modèle reluctant bidirectionnel.	19
1.7	Paramètres influençant les forces à l'origine des vibrations [9].	21
1.8	Equivalence entre la modélisation mécanique et la modélisation électrique	22
1.9	Moteur simple.	23
1.10	Modèle du moteur par les constantes localisées.	24
1.11	Modèle d'un alternateur par les constantes localisées.	25
1.12	Système à 1 degré de liberté.	26
2.1	Bobinage stator.	30
2.2	Forme de l'encoche stator.	31
2.3	Forme de l'encoche amortisseur.	33
2.4	Modèle de l'alternateur étudié.	33
2.5	Courbe $\mathbf{B} - \mathbf{H}$ de l'acier standard.	34
2.6	Modèles 2D et 3D du turboalternateur étudié.	35
	(a) 2D	35
	(b) 3D	35
2.7	Domaine de résolution	37
2.8	Maillage de l'alternateur	39
	(a) 2D	39
	(b) 3D	39
	(a) 2D ($t = 5ms$)	40
	(b) 2D ($t = 15ms$)	40
2.9	Distribution de l'induction magnétique \mathbf{B} dans la machine en 2D et 3D. .	40
	(c) 3D ($t = 5ms$)	40
	(d) 3D ($t = 15ms$)	40
2.10	Champ magnétique \mathbf{H}	41
	(a) 2D	41
	(b) 3D	41
	(a) Variation de la tension induite en fonction du temps.	42
2.11	Puissances et tensions	42
	(b) Variation de la puissance électrique et mécanique en fonction du temps	42
2.12	Volume élémentaire plongé dans un champ magnétique	43
2.13	Forces surfacique	45
	(a) 2D	45

(b)	3D	45
2.14	Forces Volumiques	46
(a)	2D	46
(b)	3D	46
3.1	Modèle du couplage électro-vibro-acoustique du stator dans Ansys Workbench.	48
3.2	Volume représentant une portion infinitésimale d'un solide contraint.	51
3.3	Exemples de déformations modales circonférentiels m et longitudinaux n	54
(a)	Mode circonférentiel 1	54
(b)	Mode circonférentiel 2	54
(c)	Mode circonférentiel 3	54
(d)	Mode longitudinal 1	54
(e)	Mode longitudinal 2	54
3.4	Élément tétraédriques utilisé dans la simulation.	56
3.5	Maillage du stator et du rotor.	57
(a)	Stator	57
(b)	Rotor	57
(c)	Stator complet	57
(a)	Mode (2,0) 179Hz	58
(b)	Mode (2,1) 467Hz	58
(c)	Mode (2,2) 881Hz	58
(d)	Mode (3,0) 469Hz	58
(e)	Mode (3,1) 636Hz	58
(f)	Mode (3,2) 982Hz	58
3.6	Modes propres de la culasse statorique.	59
(g)	Mode (4,0) 821Hz	59
(h)	Mode (4,1) 925Hz	59
(i)	Mode (4,2) 1190Hz	59
(j)	Mode (5,0) 1205Hz	59
(k)	Mode (6,0) 1594Hz	59
(l)	Mode (7,0) 1963Hz	59
3.7	Modes propres du stator avec les conducteurs et les isolants.	59
(a)	Mode (2,0) 285Hz	59
(b)	Mode (2,1) 494Hz	59
(c)	Mode (3,1) 843Hz	59
3.8	Modes propres locales dus aux conducteurs et isolants.	60
(a)	Mode local 192Hz	60
(b)	Mode local 211Hz	60
(c)	Mode local 238Hz	60
3.9	Modes propres du rotor.	61
(a)	1 ^{er} Mode propre 379 Hz	61
(b)	2 ^{me} Mode propre 420 Hz	61
(c)	Mode (2,0) 1892 Hz	61
(d)	Mode (2,1) 1952 Hz	61
3.10	Forces harmoniques sur le stator.	62
3.11	Spectre d'une force harmonique sur une dent stator.	63
(a)	réponse à 50Hz	63

(b)	réponse à $100Hz$	63
3.12	Déplacement total du stator.	64
(c)	réponse à $150Hz$	64
(d)	réponse à $200Hz$	64
3.13	Vitesse totale du stator	64
(a)	réponse à $100Hz$	64
(b)	réponse à $150Hz$	64
3.14	Réponse en fréquence du stator	65
(a)	Déformation totale	65
(b)	Contrainte normale	65
(c)	vitesse	65
(d)	Déformation normale	65
3.15	Forces harmoniques sur le stator	66
(a)	réponse à $50Hz$	66
(b)	réponse à $100Hz$	66
3.16	Déplacement total du stator	67
(c)	réponse à $150Hz$	67
(d)	réponse à $200Hz$	67
3.17	Vitesse totale du stator	67
(a)	réponse à $100Hz$	67
(b)	réponse à $150Hz$	67
3.18	Réponse en fréquence du stator	68
(a)	Déformation totale	68
(b)	Contrainte normale	68
(c)	vitesse	68
(d)	Déformation normale	68
3.19	Force harmonique sur le rotor	69
(a)	Déformation totale	69
(b)	Contrainte normale	69
3.20	Réponse en fréquence du rotor	70
(c)	vitesse	70
3.21	Réponse harmonique du rotor	70
(a)	réponse à $50Hz$	70
(b)	réponse à $100Hz$	70
3.22	vitesse de déplacement du rotor	71
(a)	réponse à $100Hz$	71
(b)	réponse à $150Hz$	71
3.23	vitesse parois importées $100Hz$	73
3.24	maillage du cors acoustique	74
(a)	réponse à $50Hz$	74
(b)	réponse à $100Hz$	74
3.25	Pression acoustique générer par stator	75
(c)	réponse à $150Hz$	75
(d)	réponse à $200Hz$	75
3.26	Spectre de pression acoustique	75
3.27	Spectre de pression acoustique par bande de fréquence	76

Liste des tableaux

1.1	Équivalence entre circuit mécanique et électrique.	22
2.1	Paramètres principaux de l'alternateur étudié.	29
2.2	Paramètres principaux du stator.	30
2.3	Propriétés du bobinage stator.	31
2.4	Dimensions de l'encoche stator.	31
2.5	Paramètres principaux du rotor.	32
2.6	Dimensions de l'encoche rotor.	32
2.7	Dimensions de l'encoche rotor	33
2.8	Propriétés électromagnétiques des matériaux utilisé.	34
3.1	propriétés mécanique des matériaux.	57

Introduction générale

Les alternateurs sont des éléments cruciaux dans la production de l'énergie électrique. Ce sont des machines synchrones à pôles lisses et rotor bobinés, responsables de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique.

Les machines électriques en général et en particulier les alternateurs présentent des vibrations d'origine et de causes diverses. Parmi ces vibrations, les vibrations électromagnétiques qui sont dues principalement à la force électromagnétique générée dans l'entrefer de la machine. C'est dans cette zone que la conversion d'énergie s'effectue, cette conversion s'effectue grâce à l'interaction entre les champs statorique et rotorique, mais c'est aussi cette interaction qui est à l'origine des forces qui causent les vibrations [1].

La compréhension des phénomènes à l'origine des vibrations d'origine magnétique est donc primordiale en vue de concevoir des alternateurs où le risque de défaillance et de défaut causé par des vibrations, l'usure et les défauts dans les matériaux est amoindrie, ainsi que d'assurer un fonctionnement plus silencieux, et de permettre de diagnostiquer et de résoudre les problèmes de vibrations [2].

Les vibrations qu'un alternateur génère dépend de ses paramètres de constructions géométriques ainsi que de ses performances électromagnétiques.

Le but de ce travail est de prévoir les performances électromagnétiques d'un alternateur ainsi que son comportement vibratoire à partir de ses paramètres de construction géométrique, et d'évaluer son rayonnement acoustique à partir du comportement vibratoire, et ceci en se basant sur le calcul numérique par la méthode des éléments finis.

Le premier chapitre représente une introduction générale au sujet de l'étude électro-vibro-acoustique dans les machines électriques. On va explorer dans ce chapitre les concepts fondamentaux liés aux vibrations et bruits ainsi que les différentes techniques de modélisation des phénomènes électromagnétiques, mécaniques et aux différentes méthodes de calcul des forces électromagnétiques.

Le second chapitre est consacré à la modélisation électromagnétique de l'alternateur et la résolution des équations du modèle par la méthode des éléments finis. Et on terminera ce chapitre par la description de la méthode employée pour le calcul des forces.

Le dernier chapitre présente la modélisation mécanique de l'alternateur pour évaluer son comportement vibratoire. Une fois le comportement vibratoire déterminé il sera utilisé pour évaluer le rayonnement acoustique de la structure.

Chapitre 1

Généralité sur les vibrations dans les machines électrique

Chapitre 1

Généralités sur les vibrations dans les machines électriques

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous commençons par donner une définition de la vibration et du bruit ainsi que les différentes sources de vibrations dans les machines électriques en précisant la source qui nous intéresse dans notre étude.

On abordera ensuite les différentes méthodes de modélisation électromagnétique et mécanique utilisés dans le calcul des forces électromagnétiques et les fréquences propres qui sont d'une importance capitale dans l'étude vibro-acoustique.

1.2 Vibration et bruit

1.2.1 Définitions

La vibration est un mouvement alternatif limité d'une particule d'un corps ou milieu élastique dans des directions opposées alternativement de sa position d'équilibre, lorsque cet équilibre a été perturbé. Pour vibrer, le corps ou le système doivent avoir la caractéristique d'élasticité.

La vibration est caractérisée par sa fréquence et son amplitude, l'amplitude de vibration est le déplacement maximal d'une particule ou corps vibrant depuis sa position de repos. La fréquence d'intérêt pour les vibrations est généralement comprise entre 0 et 1000 Hz [1].

Le son est défini comme les vibrations transmises à travers un solide élastique, liquide ou gazeuse avec des fréquences dans la plage approximative de 20 à 20000 Hz, pouvant être détectée par l'oreille humaine [1].

Le bruit est un son désagréable ou indésirable. Une distinction est faite entre les bruits aériens causés par le mouvement de grands volumes d'air et l'utilisation de haute pression, et les déplacements de bruit à travers des objets solides au moyen de vibrations.

1.2.2 Sources de vibrations et bruits dans les machines électriques

Les vibrations et le bruit produit par les machines électriques peuvent être divisés en trois catégories [2] :

- La vibration mécanique et le bruit associé à l'ensemble mécanique, en particulier dans les paliers. Ils sont principalement liés au contact et à la friction entre différentes pièces d'un assemblage.
- Les vibrations et le bruit aérodynamique associés à l'écoulement de l'air de ventilation à travers le moteur qui crée de la turbulence.
- Vibration électromagnétique produite 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. Les vibrations auront des fréquences correspondantes aux fréquences des forces qui les ont créées. Ces vibrations sont alors transmises à l'air ambiant par la carcasse.

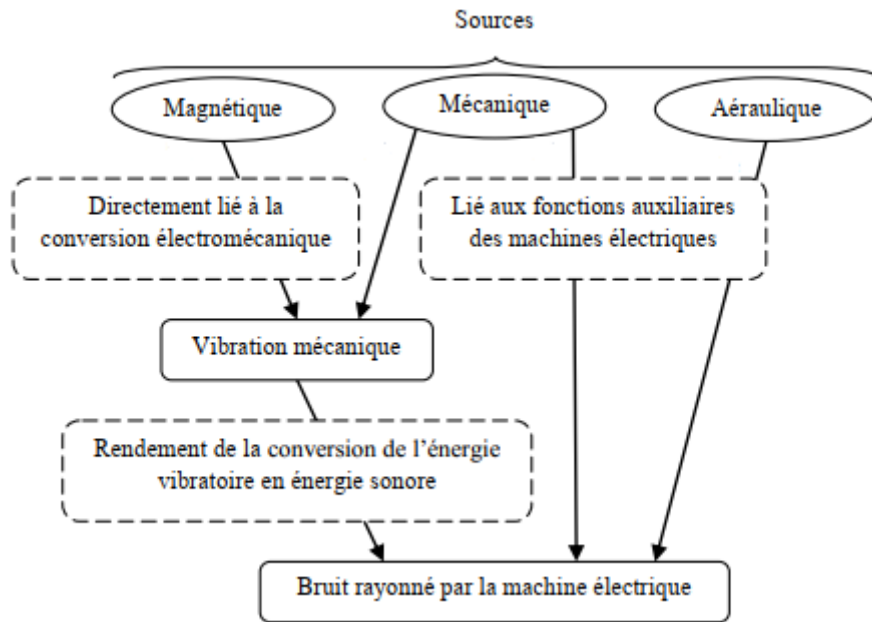


FIGURE 1.1 – Sources de bruit dans les machines électriques.

On présente dans la figure 1.1 les sources de vibration ainsi que leur lien avec le bruit dans les machines électriques. Les forces magnétiques créent des vibrations mécaniques qui s'ajoutent aux vibrations d'origine mécanique (frottements...). Le bruit généré dépendra de la capacité de la structure à convertir ces vibrations en bruits ; le bruit généré par ces vibrations s'ajoutera au bruit généré par voie aéraulique et celui généré d'une manière directe par les parties mécaniques flexibles.

1.2.3 Sources de bruits électromagnétiques

Dans le présent travail on va s'intéresser particulièrement au bruit électromagnétique causé par la vibration des parties actives des machines électriques. Ces efforts magnétiques dépendent de plusieurs paramètres, tels que la topologie de la machine.

Il y a principalement trois sources de bruit électromagnétique dans les machines électriques [3] : 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 souvent négligés [3], étant donné leur confinement dans les encoches avec des coefficients de remplissage inférieur à 1 laissant place à des évidements empêchant la propagation de vibrations, et la densité du flux statorique qui est trop basse pour produire des vibrations significatives à transmettre à la culasse du stator, même si dans le cas des turbo-alternateurs elles peuvent être assez conséquentes pour endommager les isolants d'encoches.

Les efforts de magnétostriction dû à la propriété magnéto-mécanique qu'ont les matériaux ferromagnétiques de se contracter ou se dilater dans la direction des lignes de champ magnétique qui provoquent une déformation directe du circuit magnétique statorique. Ces efforts sont également souvent négligés par rapport aux efforts de Maxwell.

Les efforts de Maxwell agissant dans l'entrefer de la machine sont responsables de la création du couple. Ils sont principalement appliqués sur les dents du stator avec trois composantes : radiale, tangentielle et axiale. Les efforts de ces forces provoquent des vibrations transmises des dents du stator à la carcasse de la machine provoquant une propagation radiale de bruit, considérée comme la principale source de bruit sonore indésirable de la machine.

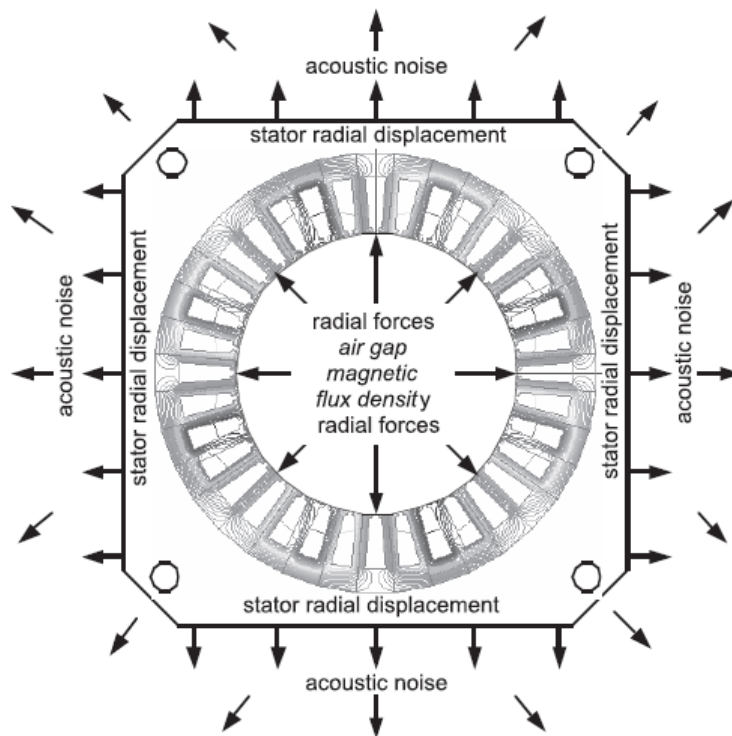


FIGURE 1.2 – Mécanisme de génération du bruit électromagnétique dans les machines électriques. [1]

1.2.4 Défauts à l'origine du bruit électromagnétique

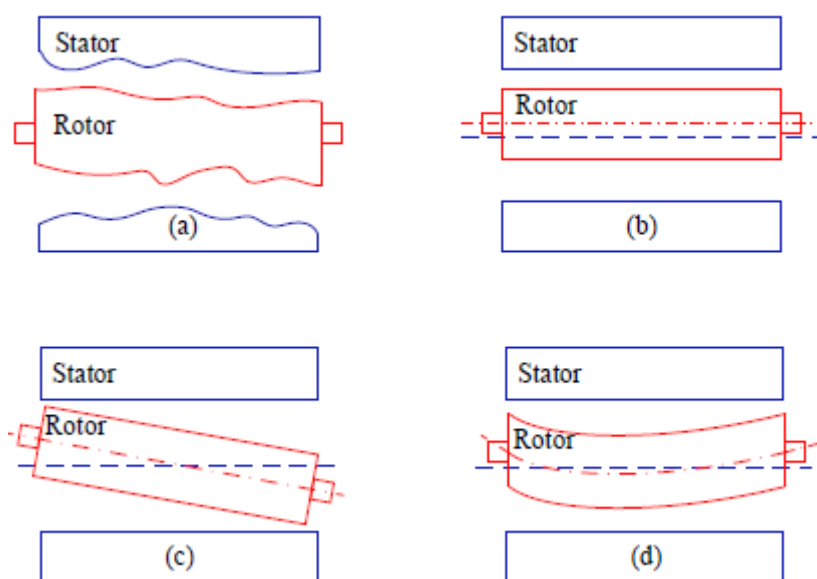
Même sans aucun défaut géométrique ou électrique, les machines électriques présentent des vibrations dues aux raisons cités précédemment, mais la présence de défauts peuvent être une nouvelle source de défauts et accentuer les vibrations des machines. Deux types de défauts peuvent être cités [4] :

Défauts mécaniques

Les causes mécaniques de la force électromagnétique sont principalement l'excentricité de l'entrefer entre le stator et le rotor.

Dans des conditions idéales le rotor n'intervient pas dans le calcul du bruit électromagnétique car il tourne dans un champ uniforme et donc la somme des forces radiales qui agissent sur lui est nulle. Contrairement au stator qui présente des vibrations et émet un bruit même dans le cas idéal à cause de l'onde de pression qui agit sur sa structure et qui est générée par la composante radiale de la force électromagnétique.

Généralement, il y a des défauts d'alignement qu'on appelle excentricité qui provoquent une variation de la section de l'entrefer et entraînent un déséquilibre dans la répartition du champ magnétique. Ceci provoque des efforts électromagnétiques qui agissent dans les directions radiales et tangentielles. Les forces radiales, appelées « attractions magnétiques déséquilibrées » (Unbalanced Magnetic Pull, ou UMP), causent des vibrations de l'arbre en flexion, tandis que les forces tangentielles déséquilibrées produisent un couple électromagnétique parasite (vibrations en torsion).

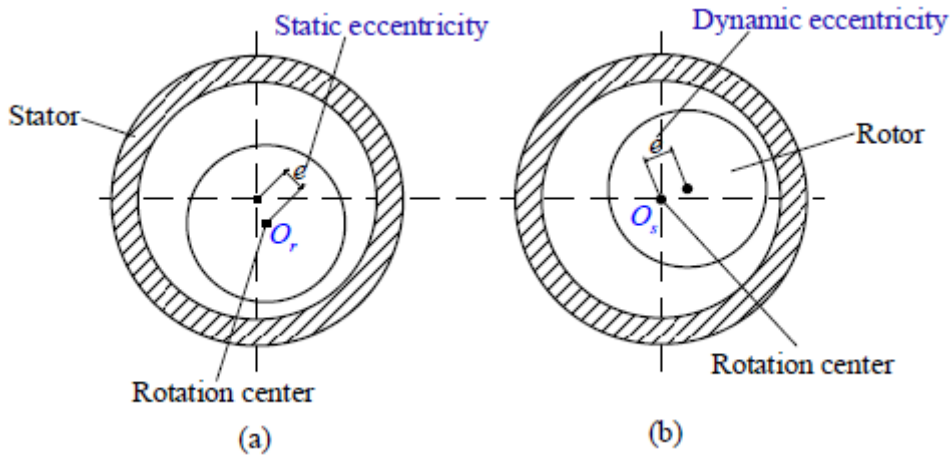


(a) Déviation de forme (b) excentricité parallèle (c) excentricité inclinée (d) excentricité courbée

FIGURE 1.3 – Types de déséquilibres du rotor.

On peut aussi différencier les excentricités selon qu'elle soit statique, dynamique ou combinée. Une excentricité statique correspond à un rotor qui tourne autour de son axe qui est décalé par rapport à l'axe du stator, et ceci est probablement due à un mauvais

positionnement du rotor sur l'arbre lors de l'assemblage ou lors de son fonctionnement. Donc l'entrefer n'est pas uniforme mais il est constant en fonction du temps. Une excentricité dynamique correspond à un rotor dont le centre tourne autour du centre du rotor et donc l'entrefer est variable en fonction du temps et de l'espace, c'est généralement dû à un déplacement du aux forces magnétiques ou à une dilatation thermique et la flexion de ligne de l'arbre.



(a) Déviation statique (b) excentricité dynamique

FIGURE 1.4 – types d'excentricités.

L'expression du flux magnétique est altérée à cause de l'excentricité car l'entrefer non constant fait que la perméance de l'entrefer devient dépendante de l'espace et/ou du temps.

Défauts électromagnétiques

Ils peuvent être résumés en quatre catégories : court-circuit, circuit ouvert, irrégularité de magnétisation et asymétrie de topologie d'enroulement.

Dans des circonstances normales, le flux d'entrefer et la répartition des forces électromagnétiques sont réguliers et symétriques. Lorsqu'un court-circuit se produit dans une encoche du rotor ou du stator, le flux magnétique de l'entrefer change. L'UMP entraîne des vibrations radiales. Les raisons des courts-circuits incluent l'extrémité d'enroulement d'excitation non fixée, la déformation de l'enroulement, les défauts de fabrication de l'enroulement etc. Le courant traversant la bobine en court-circuit est nul, ce qui provoque une diminution du potentiel magnétique du pôle magnétique correspondant et une asymétrie du champ magnétique. Ainsi, l'UMP est généré.

1.3 Modélisation électromagnétique

L'analyse vibro-acoustique d'une machine électrique passe nécessairement par le calcul des forces électromagnétiques qui agissent sur les structures de la machine (stator et rotor), et pour ce faire on doit impérativement calculer la distribution du champ dans l'entrefer. On s'intéresse aux forces radiales car elles sont généralement prépondérantes par rapport aux forces tangentielles mais ces dernières peuvent avoir une influence et causer des torsions dans le rotor et des couples pulsatoires surtout en cas de défauts. Dans le cas d'un alternateur, une variation dynamique du couple transmis de la turbine à l'alternateur, si petite soit-elle, peut causer des problèmes importants si sa fréquence correspond à une fréquence naturelle de résonance électromagnétique de l'alternateur, car elle est alors amplifiée et il en résulte des variations indésirables de la puissance transmise au réseau électrique.

Plusieurs méthodes peuvent être employées pour le calcul du champ magnétique, on va citer quelques-unes :

1.3.1 Méthode des réseaux de perméances

Le développement d'un réseau de perméances revient à une décomposition de la structure en un ensemble de tubes de flux. Cette Méthode est basée sur la dualité entre les équations électrique et magnétique [5] due à l'équivalence entre ces équations ce qui permet le calcul du flux magnétique d'une manière assez simple.

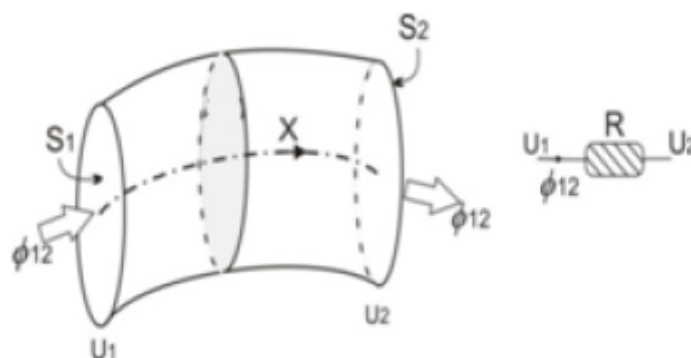
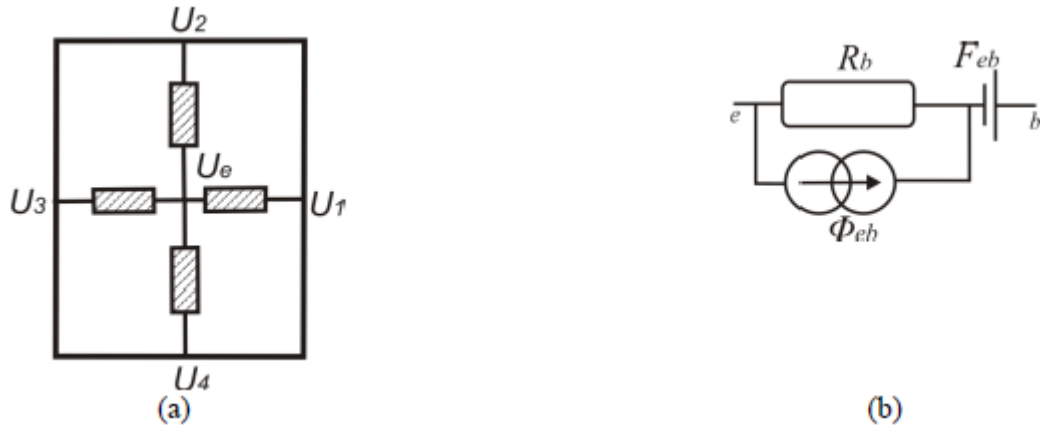


FIGURE 1.5 – Tube de flux.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la fixation de ligne de flux et donc elle ne tient pas en compte de la variation de la direction du flux lorsque ce dernier est influencé par l'état magnétique de la machine. Pour résoudre ce problème, un maillage du tube de flux est utilisé, cette méthode consiste à décomposer l'élément en 4 branches comme le montre la figure 1.6 [6].



Représentation des quatre branches

Les éléments qui constituent une branche

FIGURE 1.6 – Modèle reluctif bidirectionnel.

L'expression du flux dans une branche est donnée par la relation :

$$\phi_b - \phi_{eb} = (U_e - U_b - F_{eb})/R_b \quad (1.1)$$

Où $b = 1, 2, 3$ ou 4 représente les numéros des nœuds latéraux pour chaque bloc, " e " est le nœud central du bloc, R_b la réluctance de la branche ($e - b$), ϕ_{eb} source de flux et F_{eb} source de F.M.M.

Cette méthode de modélisation est utilisée pour prédire le champ magnétique des machines. Pour ce faire, la culasse du rotor, les dents du rotor, les flux de fuite du rotor, l'entrefer, les flux de fuite du stator, les dents du stator et le stator sont équivalents à une boucle de tension. Les nœuds de cette boucle de tension représentent des potentiels magnétiques scalaires à différentes positions spatiales dans la machine électrique. Le courant dans la boucle de tension passe à travers chaque nœud et cela signifie que le flux magnétique traverse l'élément magnétique. La méthode du circuit équivalent magnétique est principalement basée sur la loi de Kirchhoff et la loi de Gauss. Les équations sont résolues par la méthode d'élimination de Gauss [4].

1.3.2 La méthode analytique

Comme on l'a évoqué précédemment la méthode des réseaux de réluctances est simple à employer mais manque de précision de calcul. Pour une modélisation plus précise on peut avoir recours à des méthodes analytiques qui consistent à essayer de résoudre les équations de Maxwell dans chaque région de la machine en tenant compte des conditions aux limites et conditions de passages entre milieux, cette méthode est exacte et instantanée mais nécessite des calculs analytiques très poussés surtout là où la géométrie est complexe, donc des hypothèses simplificatrices sur la géométrie de la machine ont souvent lieu ce qui réduit la précision.

1.3.3 Les méthodes numériques

Les méthodes les plus souvent utilisées dans le calcul du champ sont les méthodes numériques surtout ceux basées sur la méthode des éléments finis car elles permettent une modélisation en 3D ou 2D qui tient compte des géométries réelles de la machine sous

certaines conditions et des régimes transitoires et effets de saturation. Le seul désavantage est le temps de calcul qui devient important pour les géométries complexes.

Dans le présent travail c'est à l'aide de cette méthode que le calcul électromagnétique de l'alternateur va être réalisé et ceci grâce au logiciel de simulation numérique Ansys Maxwell.

1.4 Calculs des forces

1.4.1 Méthodes de calcul des forces

Comme déjà évoqué, le calcul des forces est une étape essentielle dans la compréhension des phénomènes vibro-acoustique puisqu'ils sont leurs sources. Une fois la distribution du champ magnétique calculée, différentes méthodes de calcul des forces peuvent être employées.

Pour l'étude électro-vibro-acoustique on doit calculer la distribution des forces locales. Il existe plusieurs méthodes pour calculer les forces locales mais qui ne donnent pas nécessairement les même résultats. On cite quelques une de ces méthodes ainsi que les expressions des forces obtenues en les utilisant [7], [8] :

- Méthode des courants équivalents

$$\mathbf{F} = \left[\frac{1}{2} \mu_0 (\mu_r^2 - 1) H_t^2 \right] \mathbf{n} + [(1 - \mu_r) H_t B_n] \mathbf{t} \quad (1.2)$$

où \mathbf{n} et \mathbf{t} sont respectivement les vecteurs normal et tangentiel à la surface qui sépare les régions vide et électromagnétique.

- Méthode des masses magnétiques équivalentes

$$\mathbf{F} = \left[\frac{1}{2} \frac{1}{\mu_0} \left(1 - \frac{1}{\mu_r^2} \right) B_n^2 \right] \mathbf{n} + \left[\left(1 - \frac{1}{\mu_r} \right) H_t B_n \right] \mathbf{t} \quad (1.3)$$

- Méthode des masses et des courants surfaciques

$$\mathbf{F} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\mu_0} B_n^2 - \mu_0 H_t^2 \right] \mathbf{n} + [H_t B_n] \mathbf{t} \quad (1.4)$$

- Méthode basée sur le tenseur de Maxwell

Ce résultat s'exprime sous la forme de contrainte normale et tangentielle suivante :

$$\begin{cases} \sigma_n = \frac{B_n^2}{2\mu} - \frac{\mu H_t^2}{2} \\ \sigma_t = B_n H_t \end{cases} \quad (1.5)$$

C'est la méthode basée sur le tenseur de Maxwell qu'on utilisera pour le calcul des efforts.

1.4.2 Paramètres influençant les forces à l'origine des vibrations

Plusieurs paramètres influencent la force excitatrice qui est source des vibrations tel que l'excentricité, l'effet des encoches sur la trajectoire du flux dans l'entrefer et la forme non sinusoïdale de la force magnétomotrice. Ces effets peuvent être résumés dans le schéma suivant :

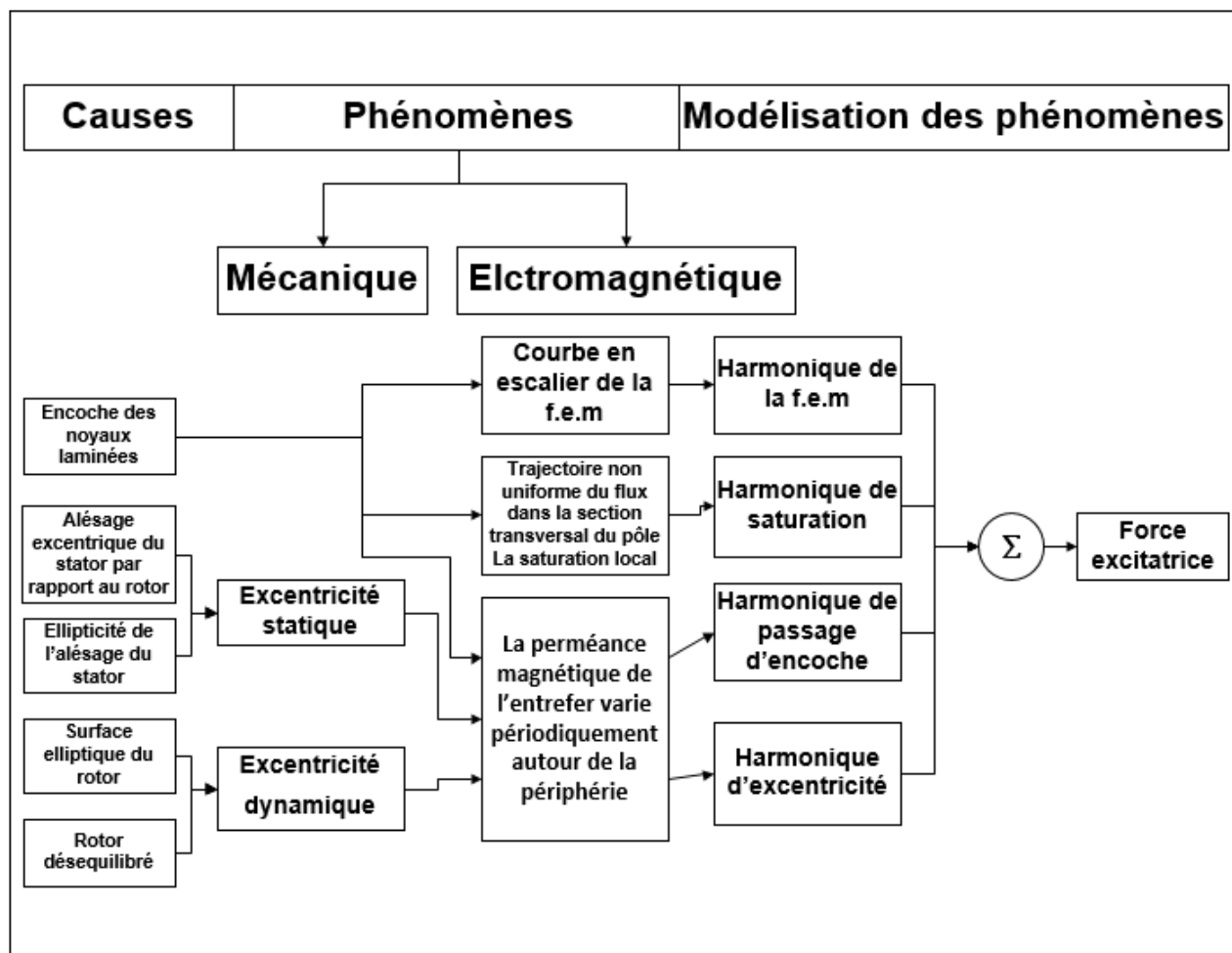


FIGURE 1.7 – Paramètres influençant les forces à l'origine des vibrations [9].

1.5 Modélisation mécanique

Afin d'étudier l'effet des forces électromagnétiques précédemment calculées, la machine étudiée doit être adéquatement modélisée d'un point de vue mécanique de sorte que les déformations et mouvement de ces structures calculés correspondent à la réalité. Plusieurs modélisations sont envisageables selon les structures étudiées et la précision que l'on veut obtenir ainsi que la méthode de résolution employée.

1.5.1 Modélisation par circuit équivalent

Comme pour le cas de l'analogie entre circuit électrique et magnétique, cette méthode consiste à exploiter la similitude des équations qui régissent le comportement d'un circuit électrique et une structure mécanique sous certaines hypothèses pour simplifier la résolution des équations de Newton [2], [3].

Le tableau suivant résume l'analogie entre circuits mécaniques et électriques :

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 = Constante de raideur	$\frac{1}{C}$ =l'inverse de la capacité
$T = 2\pi\sqrt{\frac{m}{K}}$ =période propre	$T = 2\pi\sqrt{LC}$ =période propre

TABLE 1.1 – Équivalence entre circuit mécanique et électrique.

Exemple d'un système d'un degré de liberté.

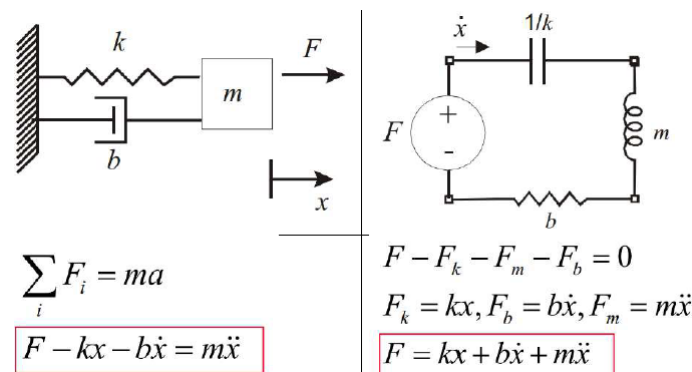


FIGURE 1.8 – Equivalence entre la modélisation mécanique et la modélisation électrique pour un système à un degré de liberté.

1.5.2 Modélisation par constantes localisées

Le système de constantes localisées se réfère généralement à un processus de modélisation simplifiée dans laquelle la dépendance spatiale de la variable en cours d'examen peut être négligée [1]. Pour les structures mécaniques, la masse distribuée est remplacée par un nombre fini de masses localisées ou des corps rigides qui sont reliés par des élastiques sans masse et des éléments d'amortissement. Le principe de base impliqué dans de telles simplifications est que le changement de la variable, tel que le déplacement de vibration ou de la vitesse, est considéré comme égale et simultané pour chaque élément. Ceci indique donc que l'approche est valable uniquement aux basses fréquences où la longueur d'onde est beaucoup plus longue que la dimension de la structure, de sorte que les variations spatiales dans une variable sont petites [2].

En fonction de la complexité de la structure et les objectifs de modélisation, le modèle par constante localisée peut se réduire à un système oscillateur masse-ressort-amortisseur. Mathématiquement le nombre minimal de variables nécessaires pour décrire chaque masse localisée et corps rigides du système représente le nombre d'équations différentielles à résoudre et ils sont généralement déterminés grâce à la 2ème loi de Newton. En supposant que x_{je} et θ_{je} sont les coordonnées généralisées du système, représentant respectivement le mouvement transversal et de rotation. Les équations du mouvement sont de la forme :

$$\begin{cases} m_i \ddot{x}_i = \sum_j F_{ij} \dots (a) \\ J_j \ddot{\theta}_i = \sum M_{ij} \dots (b) \end{cases} \quad (1.6)$$

(a) pour les masses m_i , (b) pour les corps rigides J_{ij} [1].

Application d'un moteur modélisé avec la méthode des constantes localisées

Un exemple simple de l'utilisation de cette méthode est représenté ci-après :

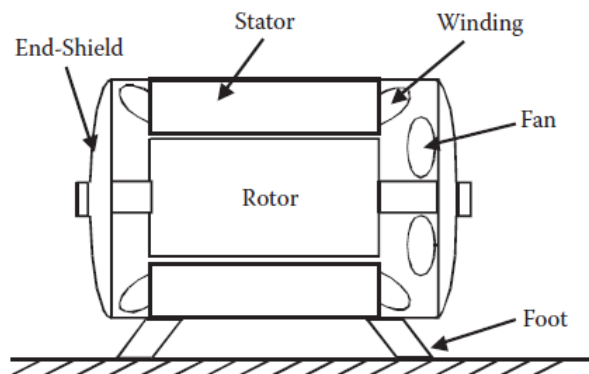


FIGURE 1.9 – Moteur simple.

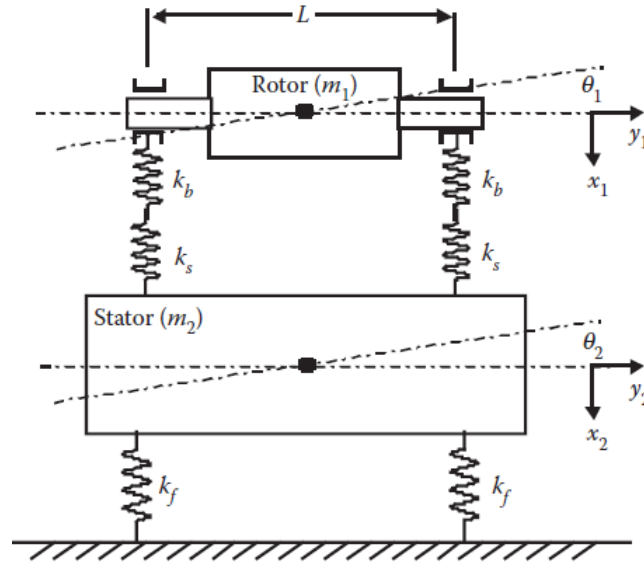


FIGURE 1.10 – Modèle du moteur par les constantes localisées.

Chaque élément rigide peut effectuer un mouvement suivant l'axe des x ou une rotation suivant l'axe des z alors deux variables suffisent pour décrire chaque élément et les équations sont les suivantes :

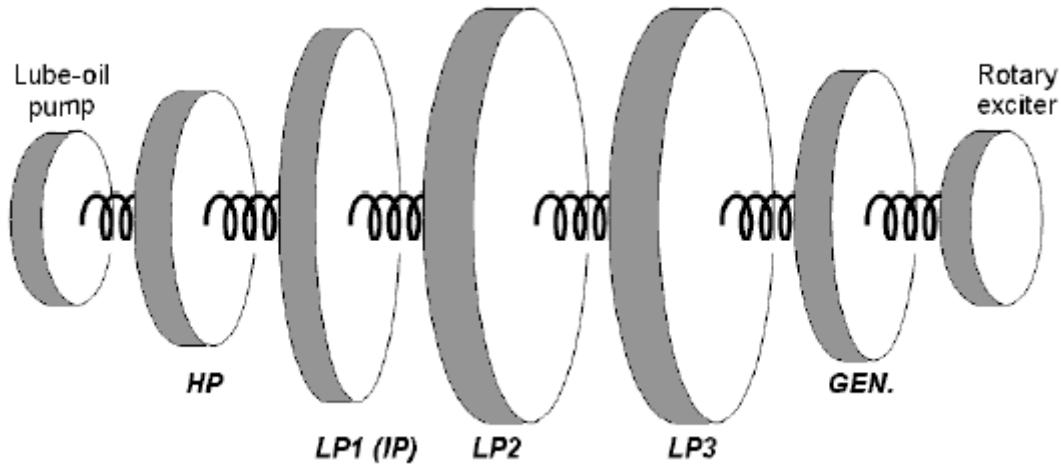
$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2k_1 & -2k_1 & 0 & 0 \\ -2k_1 & 2(k_1 + k_2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_1 L^2}{2} & -\frac{k_1 L^2}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{k_1 L^2}{2} & \frac{(k_1 + k_2) L^2}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

avec $k_1 = \frac{k_s k_b}{(k_s + k_b)}$ et $k_1 = 2k_f$.

On voit bien qu'on se retrouve avec un système d'équations dont la résolution est assez simple [1].

Application pour un Turboalternateur

Comme on l'a vu pour le cas d'un simple moteur, la méthode de constante localisée peut être utilisée dans le cas d'un turboalternateur avec tous les composants liés à son arbre (Générateur, excitatrice rotorique, les turbines haute et basse pression) et chaque composante est représentée par un corps rigide avec masse localisée et ils sont liés entre eux avec des ressorts non massives [10].



(lube-oil pump) Pompe d'huile lubrifiante, (HP) turbine haute pression, (LP1,2,3) turbines basses pressions, (Gen) générateur, (rotary exciter) excitatrice rotorique

FIGURE 1.11 – Modèle d'un alternateur par les constantes localisées.

Dans ce modèle simple, toutes les masses ont 2 degrés de libertés (mouvement transversal suivant l'axe de l'arbre et un mouvement de rotation sur l'axe de l'arbre). Cette méthode permet de plutôt bien prédire les vibrations de la structure pour des basses fréquences mais pour les hautes fréquences des modélisations plus complexes doivent être employées.

1.5.3 Modélisation continue

Dans la réalité la masse et la rigidité dans une structure mécanique sont distribués sur l'ensemble du système de manière continue et donc les vibrations sont des ondes qui prennent naissance à cause de la relation entre les contraintes et la déformation élastique des matériaux. Les équations qui régissent le comportement vibratoire diffèrent selon le type de vibration (longitudinale, transversale, torsion...) mais ils s'écrivent tous de cette manière [1] :

$$\lambda L\left(\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z}\right)u + \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = 0 \quad (1.8)$$

où u est le déplacement

ρ la densité de matière

$L(\cdot)$ est un opérateur différentiel

et λ paramètre liée à la rigidité

$L(\cdot)$ et λ prennent différentes formes pour différents types de formes d'onde.

Pour une vibration longitudinale suivant la direction x par exemple :

$$\lambda L\left(\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z}\right) = E \frac{\partial^2}{\partial t^2} \quad (1.9)$$

où E est le module de Young

Pour résoudre ces équations on peut soit prendre l'approche analytique après l'application d'hypothèses simplificatrices selon la géométrie étudiée, ou les résoudre par approche numérique où la méthode des éléments finis est très souvent appliquée.

1.5.4 Fréquences et modes propres

Si un système oscillatoire est écarté de sa position d'équilibre et livré à lui-même (il ne subit aucune force extérieure) alors le système est dit en oscillation libre et les fréquences de sa vibration sont appelés fréquences propres (naturelles). Si ce système est soumis à une force qui impose sa fréquence d'oscillation alors il devient en oscillation forcée. Les vibrations dans les machines électriques sont causées par les forces électromagnétiques qui interagissent avec les structures de la machine. Si la fréquence de ces forces devient proche des fréquences propres des structures alors le risque d'avoir des vibrations et donc un bruit important augmente d'où l'importance de la connaissance préalable des fréquences naturelles de la machine et des fréquences des forces électromagnétiques qui permettent d'éviter les phénomènes de résonance qui correspond à l'égalité des fréquences entre les forces d'excitations et les fréquences propres de la structure pouvant engendrer des vibrations importantes. Donc il est possible de réduire le risque de vibration dans un alternateur si les amplitudes, les modes et les fréquences correspondantes de ces forces électromagnétiques ainsi que les fréquences naturelles de la structure sont bien connues en avance pour une conception donnée. Les constructeurs habituellement évitent de construire des alternateurs dans la fréquence naturelle de la structure est proche de la fréquence de rotation et de ces multiples [9].

Le calcul des fréquences propres et la détermination des modes propres qui leurs correspondent, et qui sont les formes spatiales selon lesquelles le système excitable peut osciller après avoir été perturbé au voisinage de son état d'équilibre, s'effectue en utilisant la modélisation mécanique continue. La méthode de calcul la plus précise qui existe à ce jour est celle des éléments finis car elle permet de prendre en compte avec une précision raisonnable les détails de la machine complète comme les paliers et les fixations. Mais la prise en compte de tout ces paramètres nécessite un temps de calcul élevé et des ressources de calcul importantes, et même avec cette méthode des simplifications doivent être effectuées car l'intégralité des propriétés physiques des matériaux utilisés dans la conception des machines électriques n'est pas connue. Autres que la méthode des éléments finis, des méthodes analytiques ont été développées pour ce calcul, mais pour les appliquer des hypothèses simplificatrices doivent être impérativement employées, ces hypothèses se justifient par l'expérience et elles sont validées par les méthodes numériques. On présente ici le cas simple d'un élément à 1 degré de liberté :

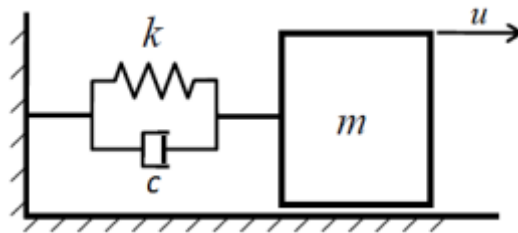


FIGURE 1.12 – Système à 1 degré de liberté.

Ce système a la liberté de se déplacer suivant l'axe u , il est constitué d'une masse m , d'une raideur k et d'un amortissement structurel c . Il est excité par une force harmonique suivant l'axe des u tel que $F = F_0 e^{j\omega t}$. L'équation du mouvement du système est donc [2] :

$$m\ddot{u} + c\dot{u} + ku = F_0 e^{j\omega t} \quad (1.10)$$

Les fréquences propres se déterminent pour une structure non-amortie subissant des vibrations libres, et donc l'équation (1.10) se réécrit :

$$m\ddot{u} + ku = 0 \quad (1.11)$$

et avec u le déplacement harmonique qui s'écrit $u = u_0 e^{(j\omega t - \varphi)}$, et la fréquence propre $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$.

La fonction de transfert du système liant le déplacement à l'excitation est la suivante [8] :

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2j\frac{c}{2\sqrt{km}}\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (1.12)$$

La résonance est atteinte lorsque $\omega \simeq \omega_0$

1.6 Conclusion

Nous avons énoncées dans ce chapitre les définitions essentielles liées aux phénomènes principaux en relation avec les vibrations et bruits dans les machines électriques d'une manière générale. On a listé les sources à l'origine des vibrations et du bruit ainsi que les défauts qui peuvent les accentuer. On a aussi présenté les méthodes de modélisation et de calculs principales liées à l'étude électro-vibro-acoustique qui se résume dans les techniques de modélisations électromagnétique des machines ainsi que leurs modélisations mécaniques, en plus des différentes méthodes de calculs de forces électromagnétiques et les phénomènes qui peuvent les influencer. On a illustré quelques phénomènes par des exemples simples en relation avec notre étude pour avoir une meilleure compréhension de ces phénomènes.

On a vu que les méthodes de modélisations et de calculs sont divers et elles présentent des temps de calcul et des précisions différentes. Celle qu'on a choisie pour la suite de ce travail est la méthode des éléments finis car même si elle présente un temps de calcul élevé elle permet d'avoir une modélisation qui s'approche le plus de la réalité.

Chapitre 2
Étude électromagnétique de
l'alternateur

Chapitre 2

Étude électromagnétique de l'alternateur

2.1 Introduction

Dans ce chapitre on va effectuer l'étude électromagnétique d'un générateur $125MVA$ à 2 pôles par la méthode des éléments finis en $2D$ et $3D$.

2.2 Paramètres et dimensions de l'alternateur

L'alternateur étudié présente les paramètres et les dimensions géométriques suivants (Table 2.1).

Type de machine	Machine synchrone triphasés à pôles lisses
Nombre de pôles	2
Vitesse de référence	$3000tr/min$
Puissance apparente	$125MVA$
Tension	$13.8kV$
Facteur de puissance	0.8
Efficacité de l'excitatrice	90%

TABLE 2.1 – Paramètres principaux de l'alternateur étudié.

2.2.1 Stator

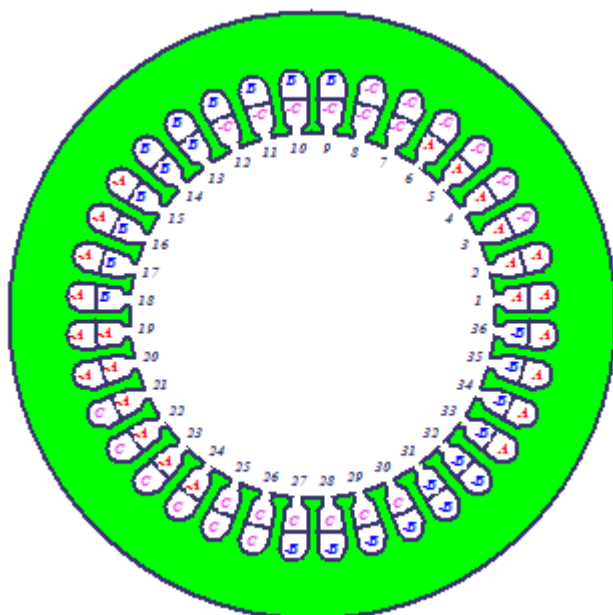
Les paramètres et dimensions géométriques du stator sont donnés dans le tableau 2.2 :

Nom	Valeur	Description
Diamètre externe	2350mm	Diamètre externe de la culasse stator
Diamètre interne	1440mm	Diamètre interne de la culasse stator
Longueur	3450mm	Longueur utile du stator
Facteur d'empilement	0.97	Facteur d'empilement du stator
Nombre d'encoches	36	Nombre d'encoches au stator

TABLE 2.2 – Paramètres principaux du stator.

Bobinage du stator

Le stator est à 2 pôle, 36 encoches et 3 phases, son bobinage est réparti sur 6 encoches par phase. On présente dans la figure 2.1 la répartition des conducteurs de chaque phase dans les encoches.



conducteur	Phase	Tours	Entré	Sortie
1	A	1	1T	15B
2	A	1	2T	16B
3	A	1	3T	17B
4	A	1	4T	18B
5	A	1	5T	19B
6	A	1	6T	20B
7	-C	1	7T	21B
8	-C	1	8T	22B
9	-C	1	9T	23B
10	-C	1	10T	24B
11	-C	1	11T	25B
12	-C	1	12T	26B
13	B	1	13T	27B
14	B	1	14T	28B
15	B	1	15T	29B
16	B	1	16T	30B
17	B	1	17T	31B
18	B	1	18T	32B

FIGURE 2.1 – Bobinage stator.

Le bobinage stator est un bobinage double couches à pas imbriqué, c'est-à-dire dans chaque encoche se trouvent deux barres conductrices, la barre d'entrefer (noté T dans la figure 2.1) et la barre de fond (noté B dans la figure 2.1), pour former trois phases du circuit électrique du stator.

On présente dans le tableau 2.3 plus de détails sur les paramètres relatifs au bobinage

telque le pas de bobinage qui représente le nombre d'encoches entre l'entrée et la sortie du conducteur et le nombre de brins par conducteur car chaque barre conductrice est constituée de plusieurs brins conducteurs.

Nom	Valeur	Description
Couches d'enroulement	2	nombre de couches d'enroulement stator
Branches parallèles	1	Nombre de branches parallèles d'enroulement stator
Conducteurs par encoche	2	Nombre de conducteurs par encoche
Pas de bobinage	14	Pas de bobinage mesurer en nombre d'encoches
Nombre de brins	80	Nombre de brins par conducteur

TABLE 2.3 – Propriétés du bobinage stator.

Encoche du stator

Lors de de la modélisation des encoches on cherche à s'approcher le plus de la réalité sachant que plusieurs modèles d'encoches sont envisageables. L'encoche de l'alternateur étudié est présentée dans la figure 2.2 et les valeurs correspondant à chaque paramètre sont présentées dans le tableau 2.4.

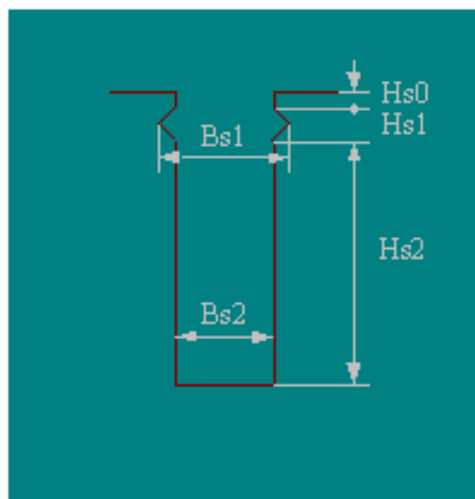


FIGURE 2.2 – Forme de l'encoche stator.

Paramètres	Symboles	Dimension
Longueur de la lèvre	H_{s0}	5mm
Longueur de la cale	H_{s1}	14mm
Longueur du compartiment actif	H_{s2}	120mm
Largeur de la cale	B_{s1}	70mm
Largeur de l'encoche	B_{s2}	56mm

TABLE 2.4 – Dimensions de l'encoche stator.

2.2.2 Rotor

Les paramètres et dimensions géométriques du rotor ainsi que le facteur d'empilement et le nombre d'encoches rotoriques sont donnés dans le tableau 2.5.

Nom	Valeur	Description
Diamètre externe	1300mm	Diamètre externe du rotor
Diamètre interne	365mm	Diamètre interne du rotor
Longueur	3500mm	Longueur du rotor
Facteur d'empilement	0.97	Facteur d'empilement du rotor
Nombre d'encoches	28	Nombre d'encoches au rotor
Encoches index	42	Nombre d'encoches index rotor

TABLE 2.5 – Paramètres principaux du rotor.

Bobinage Rotor

Pour ce bobinage, le nombre de branches parallèles est égal à 1 et le nombre de conducteurs par encoche est de 12 .

Encoche Rotor

Le modèle d'encoche du rotor est le même que celui du stator (Figure 2.2). Les valeurs numériques qui correspondent à chacun des paramètres de l'encoche sont présentées dans le tableau 2.6.

Paramètres	Symboles	Dimension
Longueur de la lèvre	H_{s0}	2.5mm
Longueur de la cale	H_{s1}	38.5mm
Longueur du compartiment conducteur	H_{s2}	120mm
Largeur de la cale	B_{s1}	52mm
Largeur de l'encoche	B_{s2}	38mm

TABLE 2.6 – Dimensions de l'encoche rotor.

Amortisseur

Le type et dimensions de l'encoche amortisseur ainsi que ces propriétés sont représentés dans la figure 2.4 et le tableau 2.7.

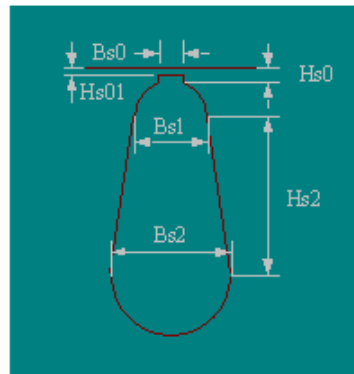


FIGURE 2.3 – Forme de l'encoche amortisseur.

Paramètres	Dimension
H_{s0}	$2.5mm$
H_{s1}	$0mm$
H_{s2}	$20mm$
B_{s0}	$2.5mm$
B_{s1}	$10mm$
B_{s2}	$8mm$

TABLE 2.7 – Dimensions de l'encoche rotor

La largeur axiale et la hauteur radiale de l'anneau amortisseur sont respectivement $20mm$ et $30mm$.

2.2.3 Modèle de l'alternateur étudié

Le modèle de l'alternateur qui correspond aux paramètres cité est présenté dans la figure suivante :

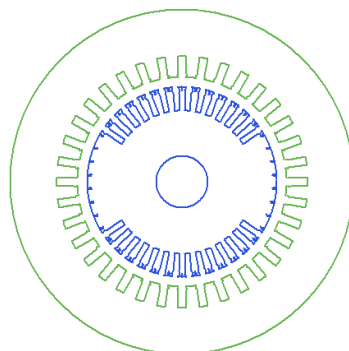


FIGURE 2.4 – Modèle de l'alternateur étudié.

2.3 Géométrie et matériaux

2.3.1 Propriétés électromagnétique des matériaux

Les performances électromagnétiques dépendent fortement des propriétés électromagnétiques des matériaux, c'est ces derniers qui vont imposer la distribution du champs dans l'entrefer et ainsi la distribution des forces électromagnétiques. Les paramètres électromagnétiques les plus importants sont la perméabilité magnétique μ qui caractérise la faculté d'un matériau à modifier un champ magnétique \mathbf{B} et qui relie donc l'induction magnétique \mathbf{B} à l'excitation magnétique \mathbf{H} , et la conductivité électrique σ qui caractérise l'aptitude d'un matériau à laisser les charges électriques se déplacer librement et donc permettre le passage d'un courant électrique [11]. On présente dans le tableau 2.8 les matériaux utilisés dans la constitution de l'alternateur on précisant à quelle structure chaque matériau est affecté, ainsi que les valeurs de la perméabilité et la conductivité.

Matériaux	Structures affectés	Perméabilité relative μ_r	Conductivité électrique $\sigma(S/m)$
Acier standard	Stator/Rotor	Courbe $\mathbf{B} - \mathbf{H}$	0
Cuivre	Conducteurs	0.999991	58000000
Aluminium	Amortisseur	1.000021	23000000

TABLE 2.8 – Propriétés électromagnétiques des matériaux utilisé.

La perméabilité de l'acier n'est pas défini par une valeur constante mais plutôt par la courbe $\mathbf{B} - \mathbf{H}$ qui représente la variation de \mathbf{B} en fonction de \mathbf{H} (figure 2.6) et qui permet donc de tenir compte de la non linéarité du matériau et de la saturation.

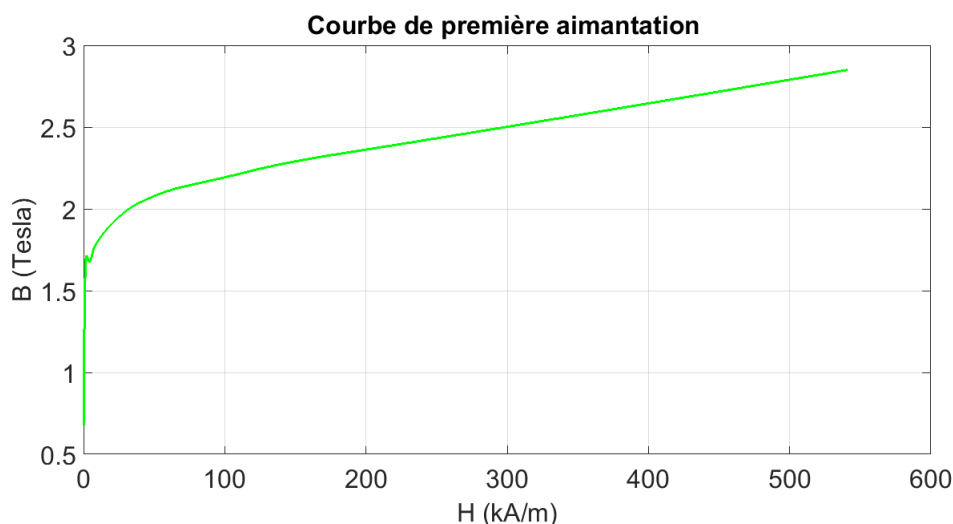


FIGURE 2.5 – Courbe $\mathbf{B} - \mathbf{H}$ de l'acier standard.

2.3.2 Géométrie

Les modèles $2D$ et $3D$ du turboalternateur étudié sont présentés dans la figure 2.7.

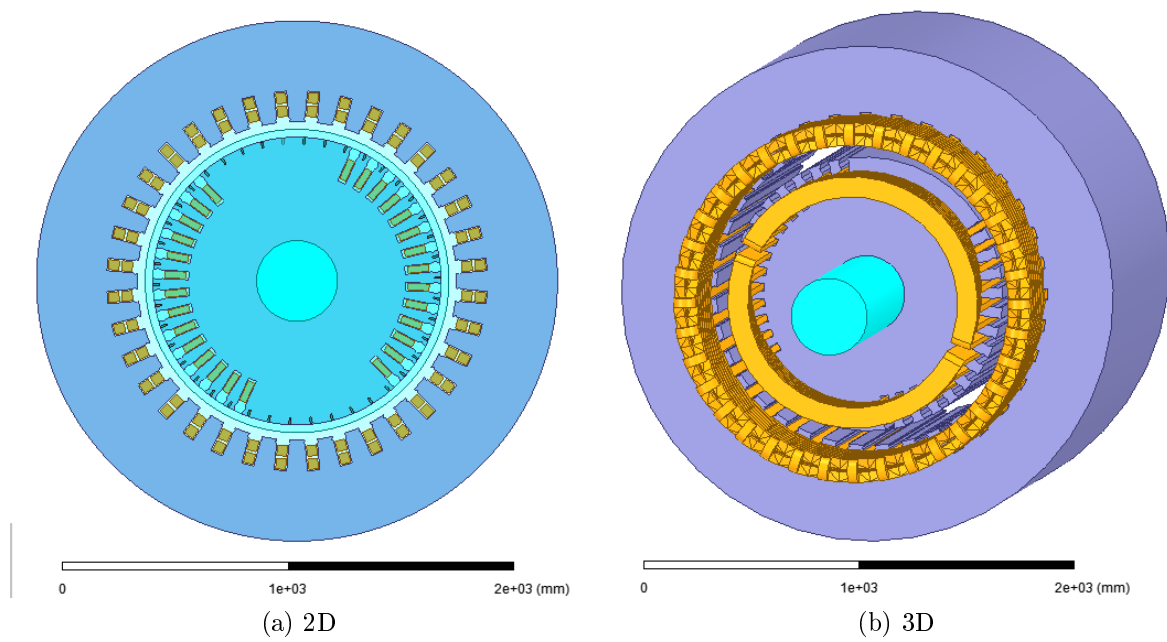


FIGURE 2.6 – Modèles $2D$ et $3D$ du turboalternateur étudié.

2.4 Calcul du champs électromagnétique

2.4.1 Modélisation électromagnétique

Le calcul électromagnétique est basé sur la résolution de la combinaison des équations de Maxwell dans chacune des régions d'étude (stator, rotor, entrefer, encoche, etc...). On rappelle ici les équations de Maxwell d'où découlent les équations à résoudre [11].

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

$(\nabla \cdot)$ est l'opérateur divergence et $(\nabla \times)$ est l'opérateur rotationnel.

$\mathbf{D}[C/m^2]$ est l'induction électrique, $\mathbf{B}[T]$ est l'induction magnétique, $\mathbf{E}[V/m]$ est le champ électrique, $\mathbf{H}[C/m^3]$ est l'excitation magnétique, $\mathbf{J}[A/m^2]$ la densité de courant.

En basse fréquence, le terme $\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$ est négligeable devant \mathbf{J} , alors l'équation (2.3) devient :

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2.5)$$

Ce qui conduit à la relation de conservation de densité de courant.

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = 0 \quad (2.6)$$

\mathbf{J} se compose de deux parties :

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_s + \mathbf{J}_{ind} \quad (2.7)$$

\mathbf{J}_s représente la densité de courant source, et \mathbf{J}_{ind} représente la densité de courant induit.

Certains champs présents dans les équations de Maxwell sont liés entre eux via les lois de comportement qui mettent en jeu les caractéristiques physiques des matériaux. Ces lois sont les suivantes [11] :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{J}_{ind} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.10)$$

Où μ est la perméabilité magnétique absolue du matériau, ε la permittivité absolue du matériau, et σ la conductivité électrique du matériau.

Le système à résoudre dans notre cas se résume aux équations (2.2), (2.3) et (2.5). Pour résoudre ce système, on introduit le potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} qui représente la conservation du flux magnétique représenté par l'équation (2.2) et est défini par :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.11)$$

Pour garantir l'unicité de ce potentiel on impose la condition $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$ (jauge de Coulomb).

Grâce à cette définition, l'équation (2.3) peut se réécrire sous la forme :

$$\nabla \times \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = \mathbf{0} \quad (2.12)$$

De cet équation on conclue que $\left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right)$ est nul à un gradient près, ce qui nous permet d'écrire en introduisant le potentiel scalaire φ :

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \varphi \quad (2.13)$$

L'utilisation des lois de comportement des milieux représentées par les équations (2.8), (2.10) et (2.13) permet de réécrire l'équation (2.5) sous la forme [12] :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) + \sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \varphi \right) = \mathbf{J}_s \quad (2.14)$$

En appliquant l'opérateur divergence sur cet équation, l'équation (2.6) devient :

$$\nabla \cdot \left(\sigma \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \varphi \right) \right) = 0 \quad (2.15)$$

Le problème revient donc à résoudre les deux équations (2.14) et (2.15) dans un domaine D à frontière $\partial D = \Gamma$.

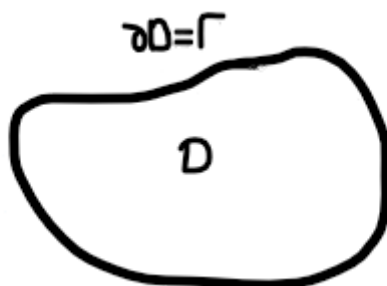


FIGURE 2.7 – Domaine de résolution

2.4.2 Résolution par éléments finis

La résolution des équations (2.14) et (2.15) de manière analytique sur un domaine qui englobe toute la géométrie de l'alternateur est très compliquée, à voir impossible en considérant la géométrie réel, c'est pour cela qu'il est impératif de ce contenter d'un calcul numérique basé sur la méthode des éléments finis.

La méthode des éléments finis consiste en la discrétisation du problème et qui revient à découper le domaine D en une multitudes d'éléments. Il y a donc une redéfinition de la géométrie, et à chercher une solution des équation (2.14) et (2.15) sur chaque élément. Ce qui présume que les propriétés physiques sont constantes dans chaque élément, cette condition est assurée par le bon choix de la taille des éléments surtout la où les variations du champs sont importantes chose qu'on peut visualiser sur le maillage effectué sur l'alternateur (Figure 2.13). Où on remarque que la taille des éléments est très petite dans l'entrefer et à proximité de ce dernier sur les interfaces où les propriétés des matériaux varient à cause du changement du milieu, alors qu'elle est plus ou moins grande pour les éléments où les milieux sont homogènes comme dans la culasse du stator.

La formulation faible permet d'introduire le maillage sur la formule mathématique du problème. Après l'application de la méthode de Galerkin qui consiste à l'application de fonctions de projection (fonctions poids) et l'application du théorème de Green cette formulation peut s'écrire [12] :

$$\iiint_D \left[\nabla \times \mathbf{W} \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) + \sigma (\nabla \cdot \mathbf{W}) \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \varphi \right) \right] dD = \iiint_D \mathbf{W} \cdot \mathbf{J}_s dD \quad (2.16)$$

$$\iiint_D \left[\sigma (\nabla \cdot \mathbf{W}) \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \varphi \right) \right] dD = 0 \quad (2.17)$$

On remplace ce système continue par un système discret où le vecteur potentiel \mathbf{A} et scalaire φ sont remplacés par leur approximation à travers les fonctions d'interpolations [13] :

$$\mathbf{A} = \sum_{i=1}^{N_n} \mathbf{W}_i \mathbf{A}_i$$

$$\nabla \varphi = \sum_{i=1}^{N_n} \mathbf{W}_i \nabla \varphi_i$$

La résolution des équations (2.16) et (2.17) se réduit alors à la résolution d'un système d'équations, la taille de ce système et donc le temps de calcul dépendra du nombre d'éléments du maillage. Les conditions aux frontières sont définies sur les frontières du système global (Γ) et pas sur les frontières de chaque élément fini, il est donc impossible de résoudre indépendamment chaque système. Les matrices sont donc réunies au sein d'une matrice globale. La méthode de Newton-Raphson est utilisée pour résoudre de façon itérative le système d'équations global.

On présente dans la Figure 2.8 le maillage réalisé sur l'alternateur. Ce maillage est effectué d'une manière automatique à l'aide d'un algorithme optimisé qui définit un maillage de

type et de taille différents selon la pièce en question pour réaliser un maillage optimal [14].

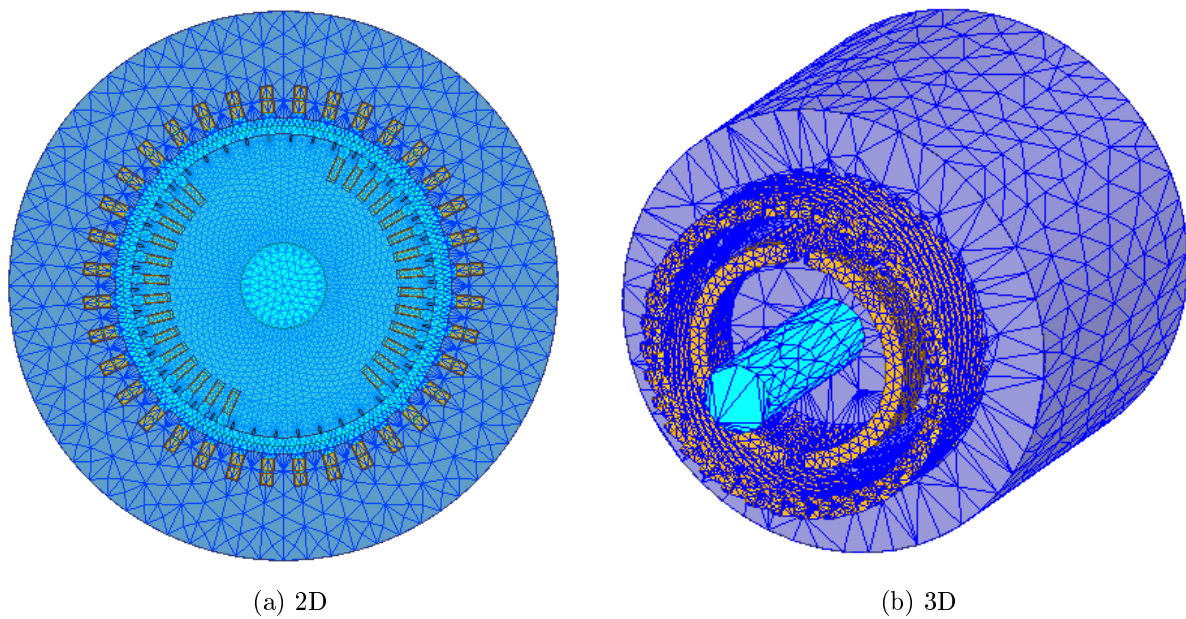


FIGURE 2.8 – Maillage de l'alternateur

La condition de Dirichlet est appliquée à la frontière du domaine qui est la surface externe de la couronne du stator (le potentiel magnétique \mathbf{A} est forcé à zéro) [9].

2.4.3 Répartition spatiale du champ électromagnétique

La figure 2.9 représente la distribution de l'induction dans l'alternateur à différents instants de la simulation pour les deux modèles développés 2D et 3D. Les temps de simulation en 2d et 3d sont respectivement $40ms$ et $50ms$ avec des pas de $0.4ms$ et $0.5ms$.

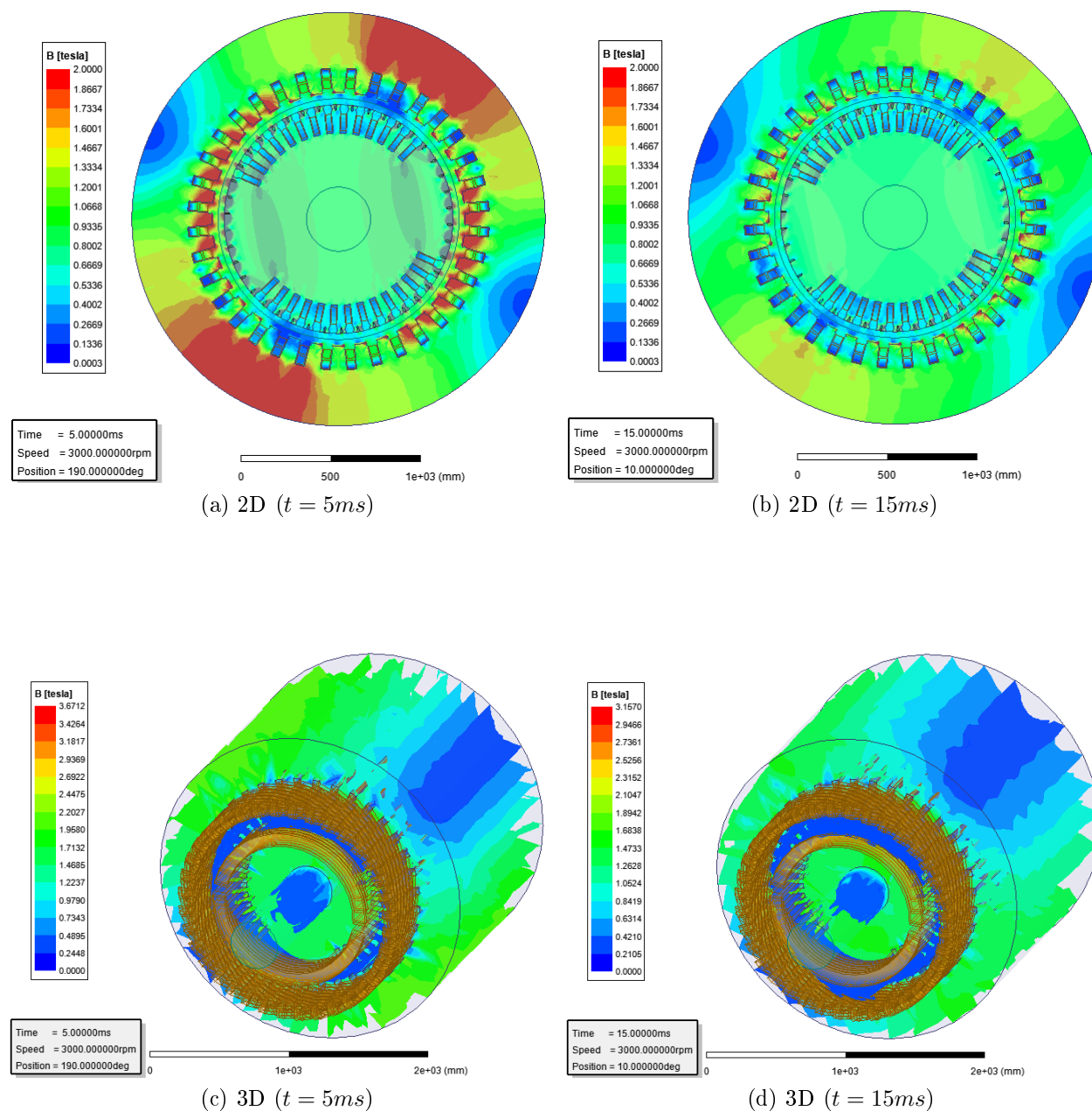
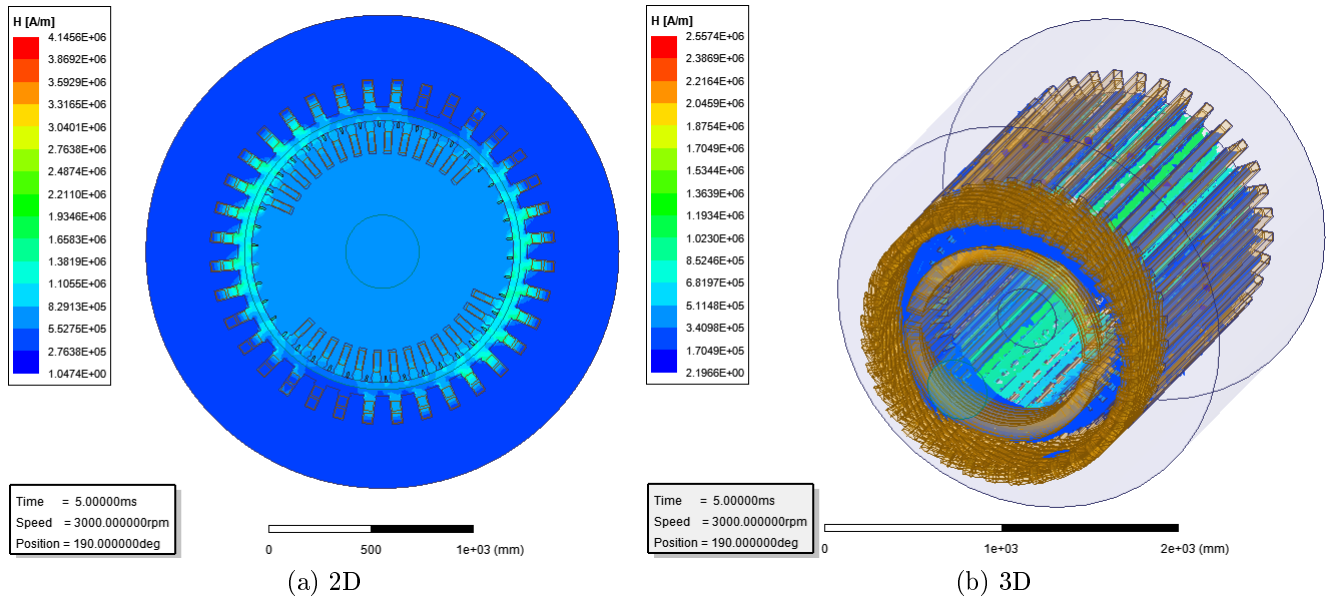


FIGURE 2.9 – Distribution de l'induction magnétique B dans la machine en 2D et 3D.

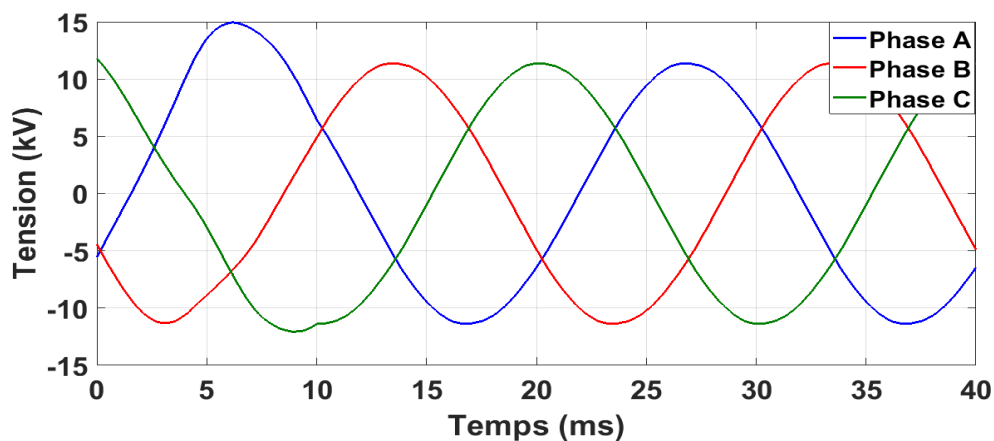
Une concentration des lignes de champs est observée à proximité des dents du stator et au niveau de l'interface dents stator et l'entrefer. La force électromagnétique résulte de l'interaction entre le champ d'excitation et d'induction magnétique. Nous présentons dans la figure 2.10 la répartition spatiale de l'excitation magnétique H .

FIGURE 2.10 – Champ magnétique H

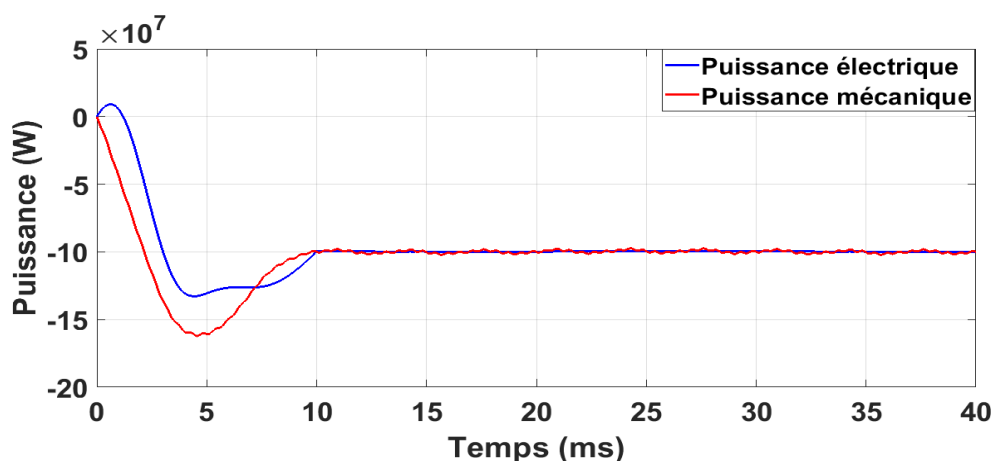
Nous pouvons remarquer dans la figure 2.10 que l'excitation magnétique est concentrée dans l'entrefer. Ce résultats était prévisible vue la perméabilité élevée de l'acier. Selon la distribution de l'induction B et l'excitation magnétique H , on voit bien que les forces vont être localisées dans l'entrefer de l'alternateur.

2.4.4 Grandeurs électriques

On présente dans la figure 2.11 les courbes de variation de la tension induite et des puissances électrique et mécanique en fonction du temps calculés par la méthode des éléments finis.



(a) Variation de la tension induite en fonction du temps.



(b) Variation de la puissance électrique et mécanique en fonction du temps

FIGURE 2.11 – Puissances et tensions

La valeur maximale de la tension induite est de $11.3kV$ qui correspond à la tension entre phases de $13.5kV$, et la valeur de la puissance électrique produite en régime nominal est égale à $100MW$ ce qui correspond à une puissance apparente de $125MVA$ avec un facteur de puissance de 0.8.

2.5 Calcul des forces

Nous utilisons le tenseur des efforts de Maxwell pour calculer les forces.

2.5.1 Tenseur de Maxwell

Le calcul de la force magnétique par le tenseur de Maxwell suppose la connaissance de la distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer [2].

La force à laquelle est soumis un volume élémentaire selon un axe i (i peut être x , y ou z) s'écrit (on note \mathbf{T} le tenseur de Maxwell) [7] :

$$F_i = \frac{\partial T_{ix}}{\partial x} + \frac{\partial T_{iy}}{\partial y} + \frac{\partial T_{iz}}{\partial z} \quad (2.18)$$

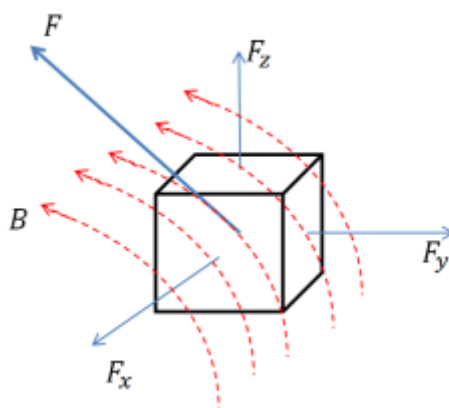


FIGURE 2.12 – Volume élémentaire plongé dans un champ magnétique

Et on note alors :

$$\mathbf{F} = \nabla \cdot [\mathbf{T}] \quad (2.19)$$

La construction du tenseur de Maxwell s'effectue à l'aide des équations de Maxwell (équations (2.2), (2.3) et (2.5)) auxquelles on rajoute l'expression de la force de Lorentz :

$$\mathbf{F} = q\mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.20)$$

L'application de cette équation sur un courant électrique permet d'écrire la loi de Laplace :

$$\mathbf{F} = \mathbf{J} \times \mathbf{B} \quad (2.21)$$

On se limite d'expliciter le calcul d'une composante de la force les deux autres peuvent être déduites en suivant la même procédure :

$$F_x = J_y B_z - J_z B_y \quad (2.22)$$

En utilisant l'équation (2.5) \mathbf{J} peut être écrit sous forme de dérivée partielle de \mathbf{H} et l'équation (2.22) devient :

$$F_x = \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \mu H_z - \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \mu H_y \quad (2.23)$$

On rajoute à cette équation le terme nul qui découle de l'équation (2.2)

$$H_x (\nabla \cdot \mathbf{B}) = \mu H_x \left(\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial z} \right) \quad (2.24)$$

Et la force F_x s'écrit finalement :

$$F_x = \mu \left(H_x \frac{\partial H_x}{\partial x} - H_y \frac{\partial H_y}{\partial y} - H_z \frac{\partial H_z}{\partial z} \right) + \mu \left(H_y \frac{\partial H_x}{\partial y} - H_x \frac{\partial H_y}{\partial x} \right) + \mu \left(H_z \frac{\partial H_x}{\partial z} - H_x \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (2.25)$$

En effectue la même procédure pour les deux autres composantes et une identification donne chaque composante du tenseur de Maxwell, et le tenseur s'écrit alors sous la forme suivante [7] :

$$[\mathbf{T}] = \mu \begin{bmatrix} H_x^2 - \frac{1}{2}H^2 & H_x H_y & H_x H_z \\ H_y H_x & H_y^2 - \frac{1}{2}H^2 & H_y H_z \\ H_z H_x & H_z H_y & H_z^2 - \frac{1}{2}H^2 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

avec :

$$H^2 = H_x^2 + H_y^2 + H_z^2 \quad (2.27)$$

En choisissant un repère où l'axe x est suivant la normale sortante et l'axe y est orienté selon \mathbf{H}_t , on peut retrouver les résultat de l'équation (1.5) du chapitre précédent en réécrivant H^2 sous la forme $H^2 = H_n^2 + H_t^2$

2.5.2 Répartition des forces

Soit \mathbf{f}_v la force volumique agissant sur un élément de volume, la force agissant sur un volume V est donné par :

$$\mathbf{F} = \iiint_V \mathbf{f}_v dv = \iiint_V \nabla \cdot [\mathbf{T}] dv \quad (2.28)$$

On utilisant la formule d'Ostrogradski

$$\iiint_V \nabla \cdot [\mathbf{T}] dv = \iint_S \mathbf{n}[\mathbf{T}] ds \quad (2.29)$$

où \mathbf{n} est le vecteur normal à la surface ds , et donc la force s'écrit [8] :

$$\mathbf{F} = \iint_S \mathbf{n}[\mathbf{T}] ds \quad (2.30)$$

C'est cette formule qui est utilisée pour effectuer le calcul de la force à partir du champ magnétique calculé, et c'est ce calcul qui permet de déterminer les densités de

force surfacique et volumique qu'on va présenter et qui vont être couplés avec le modèle mécanique. Le couplage entre le modèle électromagnétique et mécanique est un couplage faible. Ce couplage faible suppose que les déformations mécaniques n'influent pas sur le comportement magnétique du modèle [15].

Densité de force surfacique

La densité de force surfacique sur un élément ayant une surface S se calcule en utilisant la formule [16] :

$$\mathbf{f} = \frac{\mathbf{F}}{S} \quad (2.31)$$

où \mathbf{F} est la force calculée à l'aide de la formule (2.30).

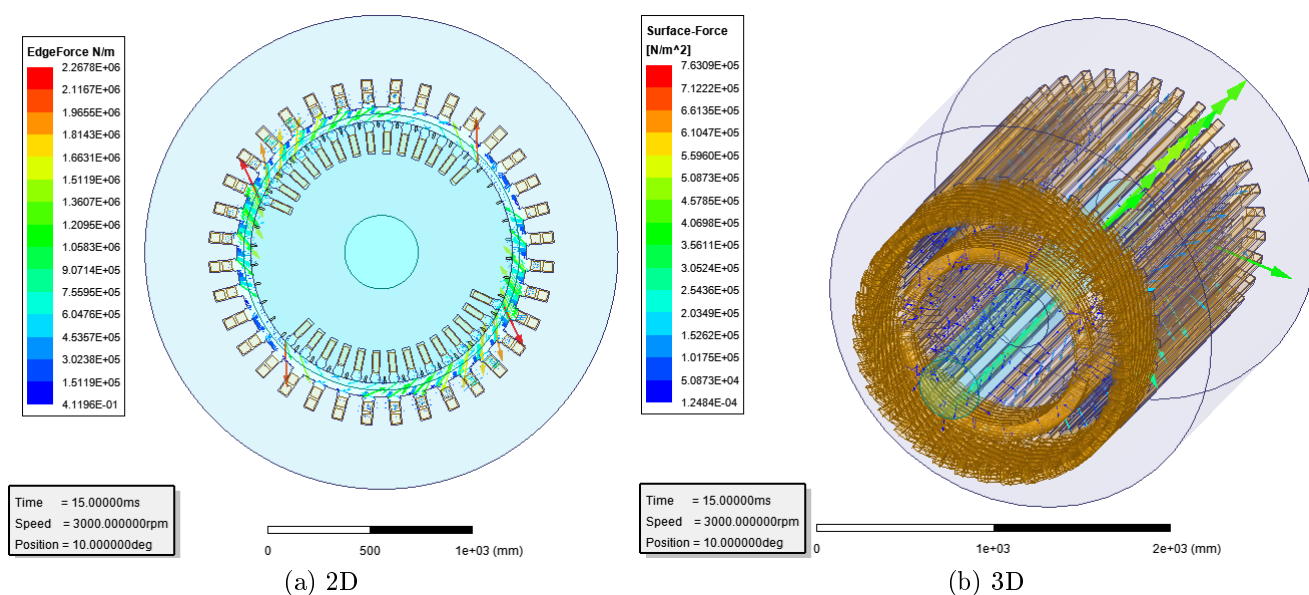


FIGURE 2.13 – Forces surfaciques

Densité de force volumique

La densité de force volumique sur un élément de volume V se calcule par la formule [16] :

$$\mathbf{f} = \frac{1}{V} \sum_{i=0}^N \mathbf{F}_i \quad (2.32)$$

où N est le nombre de surfaces en 3D (d'arêtes en 2D) de l'élément et \mathbf{F}_i les forces calculées par la formule (2.30) pour chaque surface (arête).

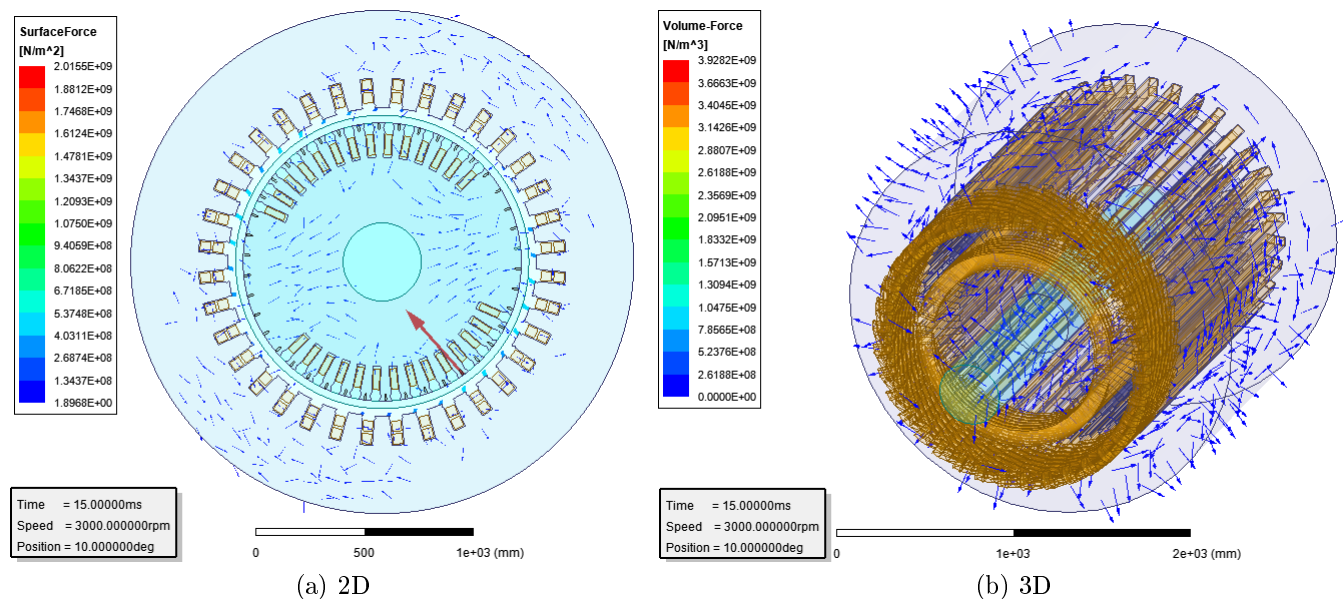


FIGURE 2.14 – Forces Volumiques

Les figures 2.15 et 2.16 qui représentent respectivement les forces surfaciques et volumiques calculées. On observe que les forces les plus importantes se trouvent dans l'interface entre les dents statorique/rotorique et l'entrefer. Alors que les forces volumiques ont des valeurs relativement faibles. Ces résultats sont une conséquence directe de la distribution de l'induction et l'excitation magnétique, qui est concentrée dans cette zone de l'entrefer.

2.6 Conclusion

Après avoir listé tous les paramètres et dimensions de l'alternateur étudié, on a mis en évidence les étapes maillage et garnissage (affectation des propriétés des matériaux) des modèles 2D et 3D de la modélisation par éléments finis.

On a ensuite établi le modèle électromagnétique en précisant les équations du champ qui règnent au seins de chaque partie de notre machine, et à l'aide d'une simulation numérique basée sur les éléments finis on a procédé à la résolution de ces equations et d'évaluer les performance électromagnétiques de l'alternateur. Ensuite on a décrit la méthode employée pour le calcul des forces électromagnétiques qui permet à partir de la distribution du champ déterminer les forces électromagnétiques appliquées à l'alternateur et on a représenté ces forces à des instants différents. On a constaté que ces forces sont plus importantes dans l'interface entre les dents statorique/rotorique et l'entrefer. Dans le chapitre suivant on va effectuer une étude de la réponse mécanique de cet alternateur en se basant sur une décomposition fréquentielle des forces calculées.

Chapitre 3

Étude Vibro-acoustique de l'alternateur

Chapitre 3

Étude Vibro-acoustique de l'alternateur

3.1 Introduction

Dans ce chapitre on va déterminer le comportement vibratoire et acoustique de l'alternateur causé par les forces électromagnétiques en employant la méthode des éléments finis. Pour cela, on doit effectuer une analyse multi-physiques on commençant par la détermination des composantes harmoniques des forces (radiales et tangentielles) agissant sur les structures de l'alternateur avant de procéder à l'analyse mécanique dans les 2 environnements de Ansys (modale et harmonique). Cet analyse consiste à importer les forces électromagnétiques harmoniques calculées dans Maxwell vers l'environnement Ansys harmonique pour voir leurs différents effets sur les structures étudiées.

La méthode de résolution employée dans Ansys harmonique consiste à effectuer une superposition modale pour déterminer la réponse de la structure et donc une connaissance préalable des modes de déformation des structures est nécessaire et c'est pour cet raison qu'on doit déterminer les modes propres de chaque structure avant d'entamer l'étude harmonique.

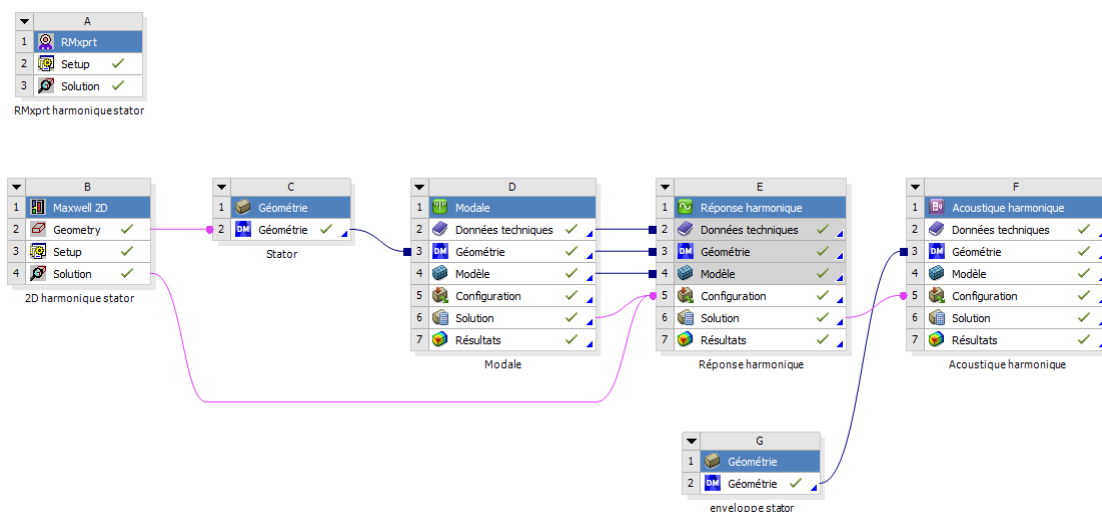


FIGURE 3.1 – Modèle du couplage électro-vibro-acoustique du stator dans Ansys Workbench.

Plusieurs paramètres peuvent être extraits de l'étude tel-que le déplacement (vitesse, accélération..) et les déformations. L'étude acoustique peut être mise en œuvre en important les vitesses de surface de la structure (le cylindre externe) pour une simulation acoustique de l'air qui englobe la structure.

On présente dans la figure 3.1 le modèle Workbench utilisé pour le couplage électro-vibro-acoustique du stator.

3.2 Calcul des forces harmoniques

La densité de flux magnétique à l'intérieur du matériau ferromagnétique non saturé est très faible par rapport à la distribution du flux dans l'entrefer, par conséquent, la force électromagnétique sur ces pièces est faible [17]. Cette constatation est visible à travers la distribution du champ magnétique et des forces surfaciques représentées dans le chapitre précédent.

On peut effectuer le calcul des forces avec le modèle électromagnétique 3D qui est plus précis mais très couteux en terme de temps de calculs. Néanmoins, on peut calculer les forces avec le modèle électromagnétique 2D et ensuite l'appliquer sur la structure mécanique en 3D. Cette méthode suppose l'invariance par translation suivant l'axe de rotation de la machine et donc ne prend pas en compte les effets de bord magnétiques. Deux méthodes de couplages des forces sont possibles.

3.2.1 Forces harmoniques basées en objets

Les forces sont calculées en construisant des objets géométriques dans l'entrefer à proximité et à base des dents statoriques et rotoriques qui seront le lieu de génération de forces distantes et propres à chaque dent. Le calcul s'effectue à chaque pas de temps. Ensuite, une transformation de Fourier discrète est effectuée pour transférer les données du domaine temporel vers le domaine fréquentiel.

3.2.2 Forces harmoniques basées en surfaces

Pour le couplage harmonique basé sur les éléments (surface), la densité de force est calculée au niveau de chaque élément de surface des objets sélectionnés à chaque pas de temps. Ensuite, une transformation de Fourier discrète est effectuée pour transférer des données du domaine temporel vers le domaine fréquentiel. La densité de force de surface est appliquée en tant que pression de surface aux surfaces sélectionnées. Il n'y a aucune restriction sur la sélection de la surface. La magnétostriction n'est pas incluse pour la force harmonique basée sur les éléments de surface.

3.2.3 Pas de calcul

Les forces calculées par l'une des deux méthodes de couplage sont automatiquement appliquées avec leurs composantes réels et imaginaires et la fréquence minimale et maximale de ces forces et donc le nombre de points de calcul exportés dépend de la résolution temporelle choisie et du nombre d'échantillons pris en compte et il se calcul comme suit :

$$f_{max} = \frac{1}{2 * \Delta T} \quad (3.1)$$

où ΔT représente le pas de calcul choisie qui est de $0.4ms$ et donc

$$f_{max} = 1250Hz$$

$$f_{min} = \frac{2 * \text{multiplicateur de symmtrie}}{T_{el} * k * 2p} \quad (3.2)$$

où T_{el} représente une période électrique et p le nombre de pair de pôles et k un paramètre d'échantillonnage

$$p = 2$$

$$T_{el} = \frac{120}{\text{vitesse de rotation} * 2p} \quad (3.3)$$

et donc

$$T_{el} = 20ms$$

On a effectué le calcul sur le modèle complet en circonférence donc

$$\text{multiplicateur de symmtrie} = 1$$

donc on a choisi le facteur k égale à 2 pour avoir la valeur de la fréquence minimale

$$f_{min} = 25Hz$$

3.3 Cadre théorique du calcul mécanique par éléments finis

3.3.1 Équation de la mécanique des solides linéaires

Un solide élastique isotrope est caractérisé mécaniquement par sa densité ρ , son module d'élasticité (module de Young) E et son coefficient de Poisson ν .

Le module d'élasticité est la constante qui relie la contrainte de traction (ou de compression) et le début de la déformation d'un matériau élastique isotrope.

Le coefficient de Poisson correspond au rapport entre sa contraction transversale à l'effort appliqué et sa déformation axiale.

D'autre part, une contrainte est une réaction interne définie par une force par unité d'aire. Cet état est défini par 6 composantes, 3 composantes normales et 3 composantes en cisaillement.

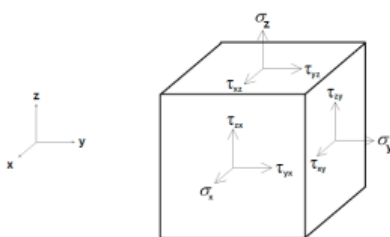


FIGURE 3.2 – Volume représentant une portion infinitésimale d'un solide contraint.

Lorsqu'un matériau élastique et isotrope présente des déformations de faible amplitude, son comportement mécanique est régi par la loi de Hooke. Cette loi fait le lien entre l'état de contrainte et les déformations et vice versa. Sous sa forme généralisée, la loi de Hooke prend la forme des équations suivantes [18] :

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= \frac{1}{E}[\sigma_x - \nu(\sigma_y - \sigma_z)] \\ \varepsilon_y &= \frac{1}{E}[\sigma_y - \nu(\sigma_z - \sigma_x)] \\ \varepsilon_z &= \frac{1}{E}[\sigma_z - \nu(\sigma_x - \sigma_y)] \\ \gamma_{xy} &= \frac{1}{G}\tau_{xy} \\ \gamma_{yz} &= \frac{1}{G}\tau_{yz} \\ \gamma_{zx} &= \frac{1}{G}\tau_{zx}\end{aligned}\tag{3.4}$$

avec G le module de cisaillement donné par

$$G = \frac{E}{2(1 + \nu)} \quad (3.5)$$

Pour réaliser l'étude du comportement dynamique d'une structure complexe à laquelle sont appliquées plusieurs forces, la méthode du travail virtuel peut être utilisée, l'équation qui régit la dynamique du système selon cette méthode est la suivante [18] :

$$\begin{aligned} \int \{\partial u\}^T \{F\} dV + \{\partial u\}^T \{\Phi\} dS + \sum_{i=0}^n \{\partial u\}_i^T \{p\}_i = \int [\{\partial u\}^T \rho \{\ddot{u}\} + \{\partial u\}^T c \{\dot{u}\} \\ + \int \{\partial \varepsilon\}^T \{\sigma\}] dV \end{aligned} \quad (3.6)$$

où u représente le déplacement virtuelle.

Le premier terme de l'équation correspond à la contribution des forces de volume, le second, à celles des forces appliquées aux surfaces et le troisième, à celles des forces ponctuelles. Le premier terme de la portion de droite correspond à la contribution des forces inertielles, le second terme, à celles des forces d'amortissement et le troisième terme, à celles des forces internes (les contraintes). C'est sur cette formulation que repose la résolution mécanique structurelle.

3.3.2 Application de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis appliquée au problème posé consiste à discrétiser les termes continus de déplacement et de déformation de l'équation (3.6) comme définis par les équations suivantes [2] :

$$\begin{aligned} \{u\} &= [N]\{d\} \\ \{\varepsilon\} &= [B]\{d\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\{\sigma\} = [E][B]\{d\}$$

La matrice $[N]$ représente les fonctions de forme qui sont liées à la géométrie, le vecteur $\{d\}$ représente les degrés de liberté de déplacement aux nœuds. $[B]$ représente la matrice d'opération des dérivées spatiales du déplacement.

L'équation (3.6) peut alors s'écrire après développement sous la forme classique suivante :

$$[M]\{\ddot{d}\} + [C]\{\dot{d}\} + [K]\{d\} = \{F_{ext}\} \quad (3.8)$$

où les matrices $[M]$, $[C]$ et $[K]$ représentent respectivement la matrice masse, amortissement et rigidité ; alors que $\{F_{ext}\}$ représente le vecteur charge imposé.

3.3.3 Analyse modale

Par éléments finis

L'analyse modale consiste à déterminer les fréquences et les modes propres en supposons que le champ de déplacement de la structure est de type harmonique. La structure est considérée libre donc aucune force externe ni amortissement sont considérés et donc le problème revient à une résolution de l'équation (3.9), qui n'est rien d'autre que l'équation (3.8) lorsqu'on élimine les termes liés à l'amortissement et les forces extérieures.

$$[M]\{\ddot{d}\} + [K]\{d\} = \{0\} \quad (3.9)$$

avec :

$$\{d\} = \{D\}\sin(\omega t)$$

et donc le problème se réduit à un problème de calcul de valeurs propres suivant [19] :

$$([K] - \omega^2[M])\{d\} = 0 \quad (3.10)$$

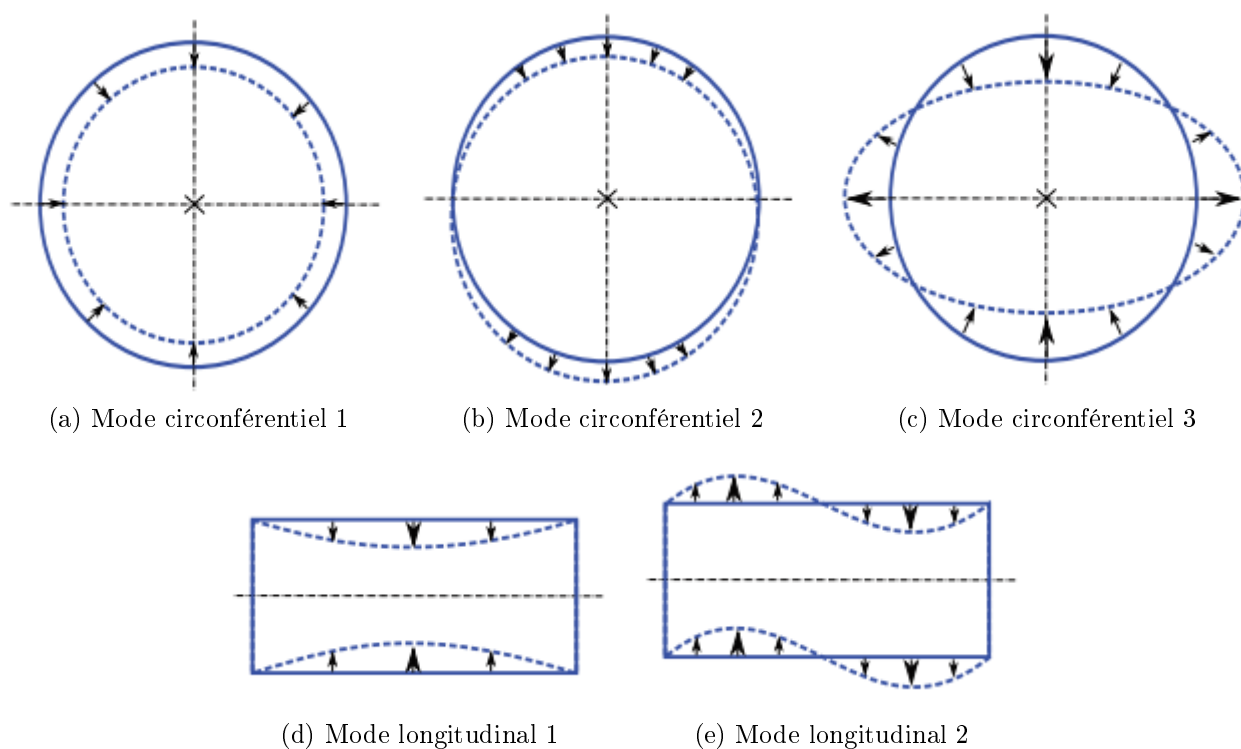
Les solutions $f_i = \frac{\omega_i}{2\pi}$ et $\{d_i\}$ sont les fréquences naturelles et les vecteurs propres de déplacements.

Pour un système donné, il existe autant de fréquences naturelles et modes propres que de degrés de libertés. Trouver tout les modes propres d'une structure complexe étant pratiquement impossible. L'algorithme utilisé doit balayer une plage de fréquences définis pour ne pas avoir à résoudre le problème dans son intégralité.

Par la méthode analytique

La résolution de l'équation(3.6) analytiquement est très compliquée pour des géométries complexes tel-qu'un moteur électrique complet, c'est pour cette raison que plusieurs techniques de modélisations analytiques sont développées en prenant en compte des simplifications tirés de l'expérimentation ; pour réaliser un calcul approximatif des modes propres dans le but de l'étude vibratoire. Le rotor constitué de la culasse rotorique et de l'arbre est considéré comme un cylindre plein, alors que le stator constitué de la culasse statorique, des dents et de la carcasse est considéré comme un cylindre creux avec une masse $M_{eq(m,n)}$ et une raideur $K_{eq(m,n)}$ équivalente pour tenir compte des dents et de la carcasse. Le stator est considéré comme la structure la plus importante pour l'étude vibratoire (cette hypothèse sera validée par le calcul numérique).

On va présenter des formules analytiques qui permettent le calcul des fréquences propres en admettant l'hypothèse du cylindre creux, la déformation peut être due à une combinaison de modes circonférentiels (déformation dans le plan de l'anneau) et longitudinaux (déformation dans la longueur axiale) respectivement notés m et n .

FIGURE 3.3 – Exemples de déformations modales circconférentiels m et longitudinaux n .

Les fréquences se calculent alors ainsi [17] :

$$f_{m,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{m,n}}{M_{m,n}}} \quad (3.11)$$

où $M_{m,n}$ et $K_{m,n}$ sont fonction des paramètres géométriques et les ordres spatial m et n .
Par exemple pour le modes $m \geq 2$ et $n = 0$

$$K_{m \geq 2, n=0} = 4\pi \frac{EhL}{D} \frac{h^2}{3D^2} \frac{m^2(m^2 - 1)^2}{m^2 + 1}$$

$$M_{m \geq 2, n=0} = M \frac{2(v^2)}{2 + \frac{h^2}{3D^2} - \sqrt{4 + \frac{h^4}{9D^4}}}$$

avec :

E module de Young

ν coefficient de poisson

h hauteur de la culasse statorique

L longueur de l'empilement de tôles stator

M masse de la culasse stator

D diamètre du cylindre

3.3.4 Analyse harmonique

Le calcul de la réponse harmonique s'effectue par le principe de superposition modale et permet d'exprimer le comportement de la structure à l'aide de son comportement modal. Le déplacement $\{d\}$ en un point de la structure peut alors être approché par une combinaison linéaire finie de la réponse de chacun de ses modes $\{d_i\}$:

$$\{d(t)\} = \sum_{i=0}^n \alpha_i(t) \{d_i\} \quad (3.12)$$

avec :

$\alpha_i(t)$ coefficients de pondérations modaux.

n le nombre de modes pris en compte dans le calcul.

La réponse fréquentielle de la structure à une excitation F s'exprime ensuite comme la somme des réponses de chacun de ses modes à cette excitation [15].

$$\{d(\omega)\} = \sum_{i=0}^n \frac{F_i}{\omega_i^2 - \omega^2 + 2\xi_i \omega_i \omega} \{d_i\} \quad (3.13)$$

avec :

F_i force généralisée qui correspond à la projection orthogonale de la force F sur le mode $\{d_i\}$.

ξ_i amortissement modal.

3.4 Géométrie et matériaux

3.4.1 Génération de la géométrie et du maillage

Dans cette étude on va réaliser le calcul des modes propres et donc de la réponse harmonique du stator et du rotor séparément. Une étude plus pertinente aurait été de considérer la structure complète de l'alternateur (stator, rotor, palier...), car ils sont mécaniquement liés et donc le comportement mécanique d'une structure peut influencer les autres. Pour simplifier notre étude on va considérer uniquement le stator et le rotor séparément.

En plus du fait de considérer que le stator et le rotor séparément, d'autres simplifications géométriques ont été faites. Les amortisseurs du rotor ont été supprimés pour l'étude mécanique car ils rajoutent une complexité géométrique qui nécessite un maillage plus raffiné et donc une puissance et un temps de calcul plus importants alors qu'ils n'influencent pas sur le comportement mécanique global du rotor.

Pour le calcul électromagnétique on avait le choix entre une des deux modélisations $2D$ ou $3D$. Plusieurs études ont montré que la modélisation $3D$ présente des résultats largement plus représentatifs de la réalité que ceux en $2D$ et les modélisations $2D$ sont dans plusieurs cas peu fiables et c'est pour cette raison que les ingénieurs vibroacousticiens utilisent principalement des modèles $3D$ et c'est cette modélisation qu'on va utiliser.

On doit réaliser un maillage de la géométrie $3D$ du stator et du rotor. Plusieurs formes de maillage peuvent être réalisées, et le choix de la forme dépend de la structure à étudier, dans notre cas le choix d'éléments sous formes de tétraèdres offre une précision adéquate.



FIGURE 3.4 – Élément tétraédriques utilisé dans la simulation.

En plus de la forme, la taille des éléments du maillage est spécifiée. La taille des éléments est spécifique à chaque corps, car elle doit être plus petite pour les corps qui présentent des petites surfaces et des complexités géométriques comme les conducteurs et les isolants. C'est le choix de la forme et la taille qui va définir les éléments et la taille de la matrice formée de l'équation (3.7) et donc va imposer le temps de calcul nécessaire. Le choix dans notre étude a été fait de telle sorte à avoir une précision acceptable et avec un temps de calcul raisonnable. On présente dans la figure 3.5 le maillage réalisé.

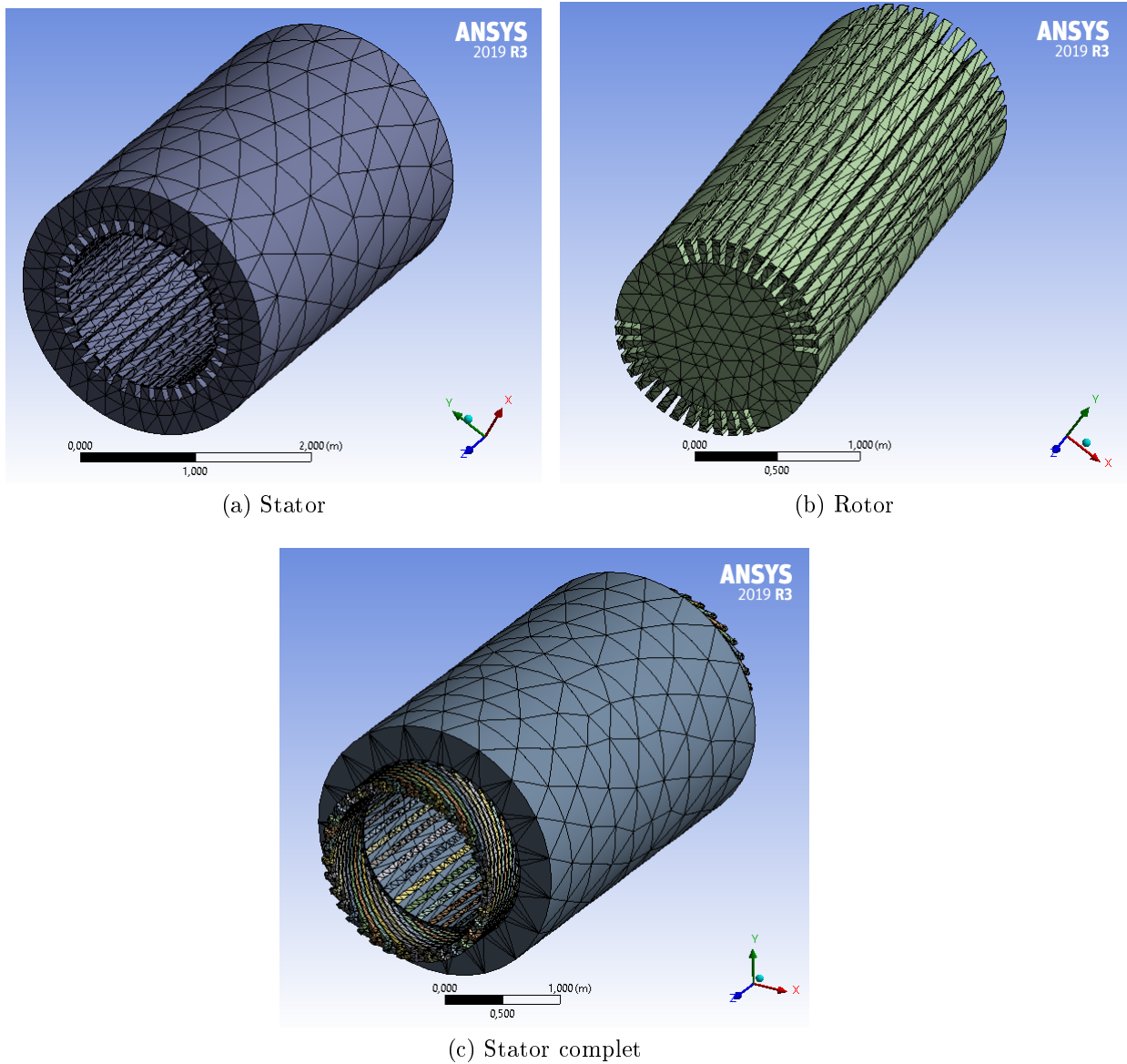


FIGURE 3.5 – Maillage du stator et du rotor.

3.4.2 Propriétés mécaniques des matériaux

La réaction des structures mécaniques dépend principalement des propriétés mécaniques des matériaux utilisés. Ces propriétés sont présentées dans le tableau suivant :

Matériaux	structures affectés	Masse volumique (kg/m^3)	Module de Young (GPa)	Coefficient de Poisson
Acier standard	stator/rotor	7850	200	0,3
Cuivre	Conducteurs	8900	124	0,33
Epoxy	Isolants	1186	9,52	0,4

TABLE 3.1 – propriétés mécanique des matériaux.

3.5 Détermination des modes propres

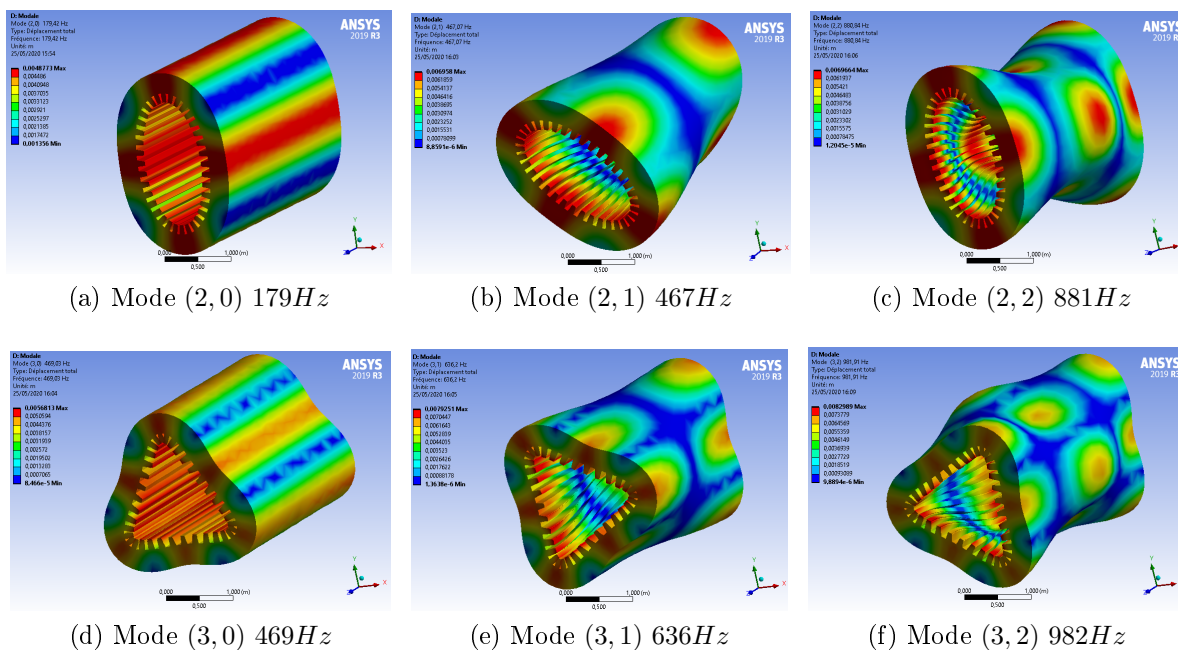
On présente dans cette partie les résultats des modes de déformation avec leurs fréquences propres correspondantes. Comme expliqué précédemment, la résolution des équations modales est réalisée en balayant une plage de fréquences jusqu'à 1,5 fois la fréquence maximale d'analyse harmonique. Comme la fréquence maximale de la force harmonique calculée a été fixée à 1250Hz , la fréquence maximale de la plage à balayer est 2000Hz . En plus de la plage de fréquence, on doit aussi déterminer les supports des structures qui vont servir à établir les conditions aux limites du calcul. On utilise un support cylindrique pour les parois externes du stator et un sur celles du rotor pour empêcher les déplacements axiaux et laissant les mouvements radiaux et longitudinaux libres.

3.5.1 Stator

Dans la littérature on trouve plusieurs méthodes de modélisation du stator et des comparaisons entre ces méthodes dans le but de trouver celles qui présentent les résultats les plus proches de la réalité avec un temps et une puissance de calcul raisonnable pour la résolution numérique. Dans le présent travail, les modes propres du stator ont été calculés par deux méthodes. Une fois en considérant la culasse du stator avec les dents statoriques et une autre en considérant le stator complet avec les conducteurs, isolants et les têtes de bobines.

Culasse statorique

Les déformations du stator pour les premiers modes radiaux et longitudinaux sont représentées dans la figure 3.6 suivante.



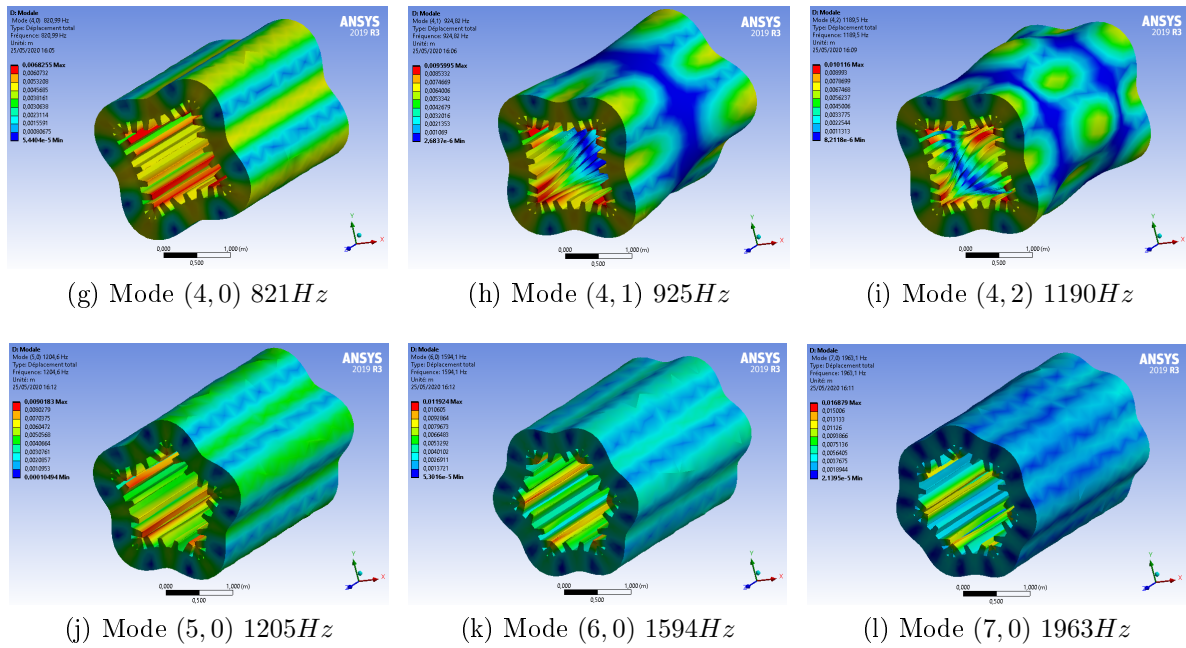


FIGURE 3.6 – Modes propres de la culasse statorique.

A travers ces résultats on peut constater que les fréquences propres correspondantes aux modes calculés ne coïncident pas avec les premiers multiples de la fréquence du réseau. Le mode avec la fréquence propre la moins élevée est 179Hz et est largement supérieur à 2 fois la fréquence du réseau.

Stator avec conducteurs et isolants

Les modes du stator complet sont représentés dans les figures suivantes :

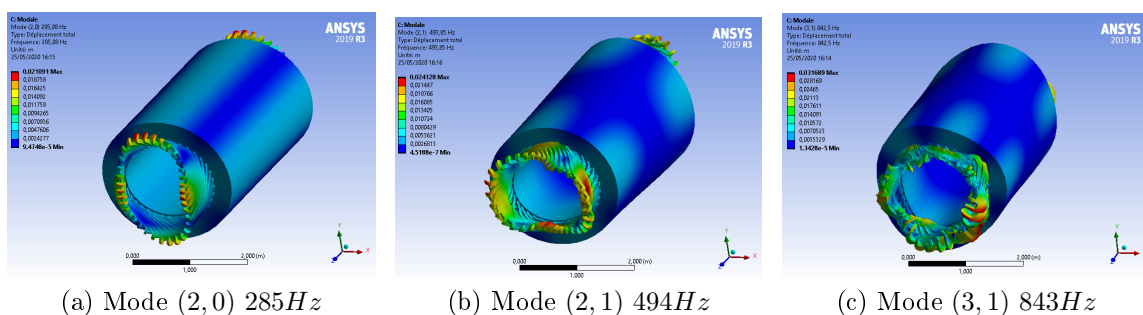


FIGURE 3.7 – Modes propres du stator avec les conducteurs et les isolants.

Pour les 3 modes présentés, à part pour le mode (2,1), les valeurs des fréquences propres calculées pour la culasse statorique sont assez éloignées de celles calculées pour le stator complet.

En plus des modes globales du cylindre statorique, la prise en compte des bobines conductrices fait paraître des modes locaux du bobinage, comme présenté dans la figure 3.8 :

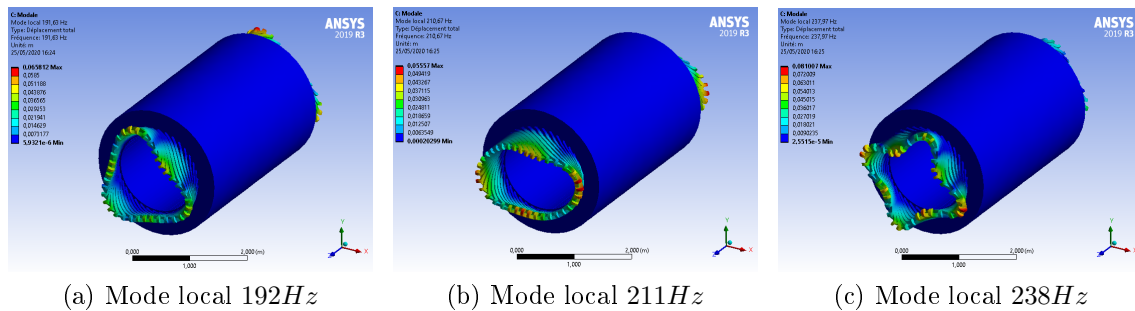


FIGURE 3.8 – Modes propres locales dus aux conducteurs et isolants.

Discussions des résultats

Les résultats du calcul modale de la culasse stator et du stator complet montrent que les conducteurs (têtes de bobines) rajoutent beaucoup de modes locaux propres aux conducteurs. Ceci rajoute un temps de calcul énorme par rapport au calcul pour la culasse statorique. Alors que ces modes locaux sont qualifiés d'irréalistes à travers la littérature [15] (ces modes calculés ne correspondent pas aux modes mesurés expérimentalement) et plusieurs méthodes sont proposées pour modéliser les conducteurs généralement en ramenant leurs équivalents en masses aux dents statoriques tout en tenant compte de leurs raideurs. Ces techniques ne font pas partie de notre étude et on va se contenter donc de réaliser l'étude sur la culasse statorique, qui présente un modèle simplifié certes, mais assez représentatif de la réalité.

3.5.2 Rotor

Le rotor est modélisé par un cylindre plain en supprimant les extrémités de l'arbre car elles présentent des modes locaux qui vont alourdir le calcul et ne sont pas sollicitées par les forces magnétiques.

Les modes propres globales calculés pour la culasse rotorique sont :

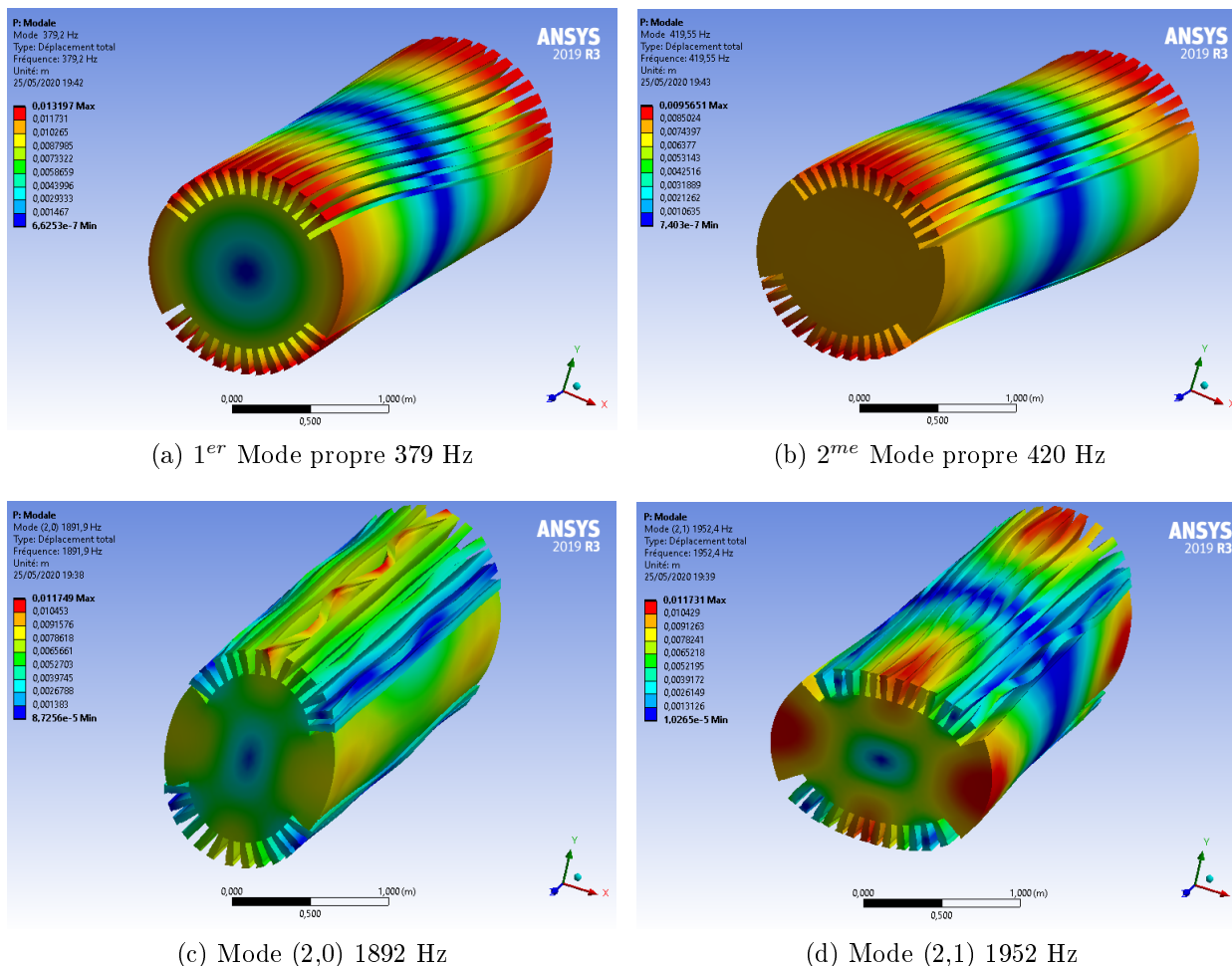


FIGURE 3.9 – Modes propres du rotor.

On remarque que les premiers modes sont des modes longitudinaux de torsion et en plus de ces modes, on trouve plusieurs modes locaux aux dents rotoriques. Tous ces modes sont peut sollicités par les forces électromagnétiques et les premiers modes radiaux ont des fréquences propres très élevées (1892 Hz pour le mode (2,1)) et donc très éloignés de la fréquence du réseau. Cette première constatation illustre déjà pourquoi les études des vibrations d'origines électromagnétiques s'intéressent d'avantage au stator qu'au rotor. On va néanmoins présenter les résultats de la réponse harmonique du rotor.

3.6 Réponse harmonique

Après avoir déterminé les modes propres, on va évaluer dans cette partie la réponse harmonique des structures aux forces. L'amortissement doit être précisé en dynamique des structures. La démarche la plus robuste consiste à identifier un amortissement modal par analyse modale expérimentale, puis de l'appliquer lors de l'étape de superposition modale. Dans notre étude, l'amortissement réduit modal a été fixé à $\xi_i = 2\%$ pour les paquets de tôles.

3.6.1 Stator

Dans le présent travail, le calcul des forces harmoniques a été effectué pour le stator et le rotor avec le modèle bidimensionnel (2D).

Forces harmonique basées sur objets

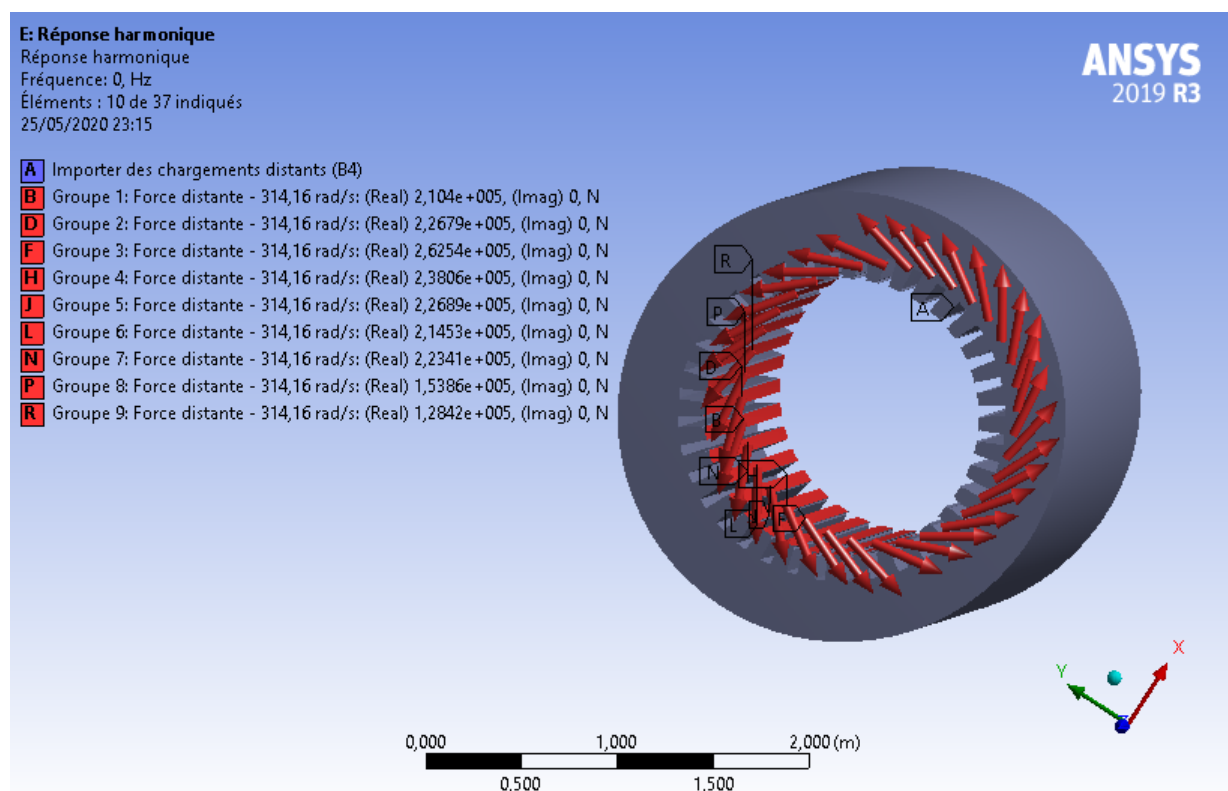


FIGURE 3.10 – Forces harmoniques sur le stator.

On présente dans la figure 3.10 la répartition des forces sur les dents statoriques dans l'entrefer. Ce calcul est fait sous l'hypothèse que les forces les plus importantes agissant sur le stator agissent dans l'entrefer sur les surfaces des dents statoriques.

La figure 3.11 représente la décomposition fréquentielle d'une des forces.

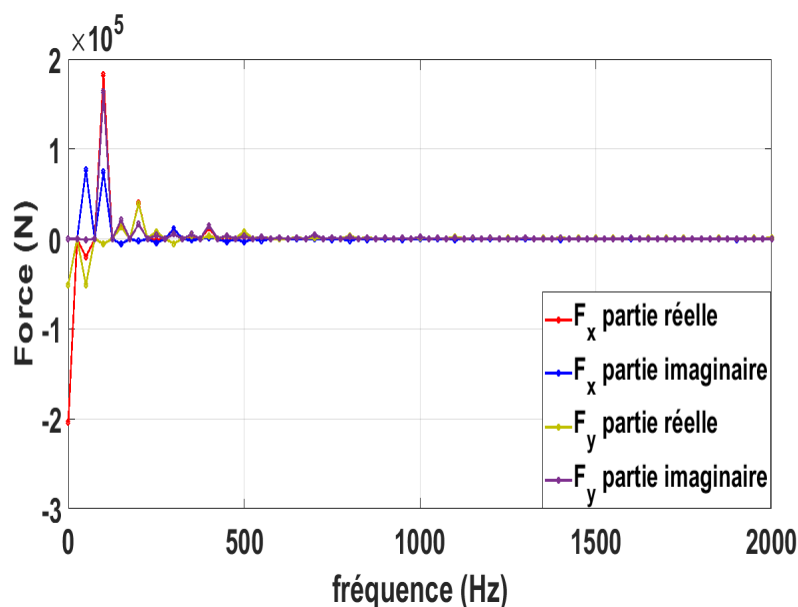
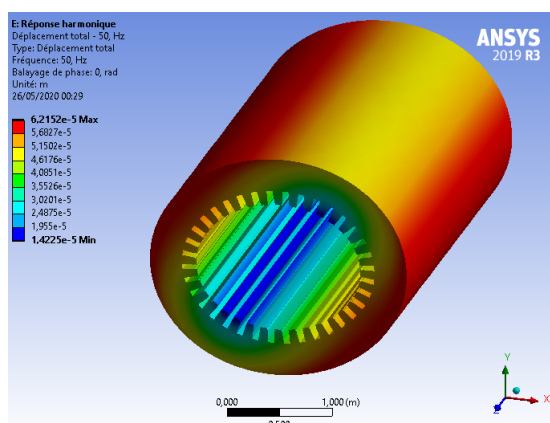
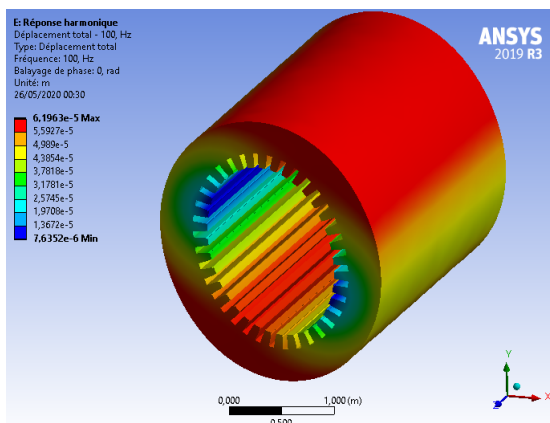


FIGURE 3.11 – Spectre d'une force harmonique sur une dent stator.

On remarque que les amplitudes maximales des composantes de la force correspondent à 100Hz (2 fois la fréquence du réseau). C'est pour cette raison qu'il est impératif d'éloigner au maximum les fréquence propres des structures de l'alternateur. On remarque aussi que cette force présente des pics pour les fréquences multiples de la fréquence du réseau, les amplitudes des harmoniques diminuent pour les fréquences élevées et deviennent très faibles pour les fréquences supérieurs à 400Hz .



(a) réponse à 50Hz



(b) réponse à 100Hz

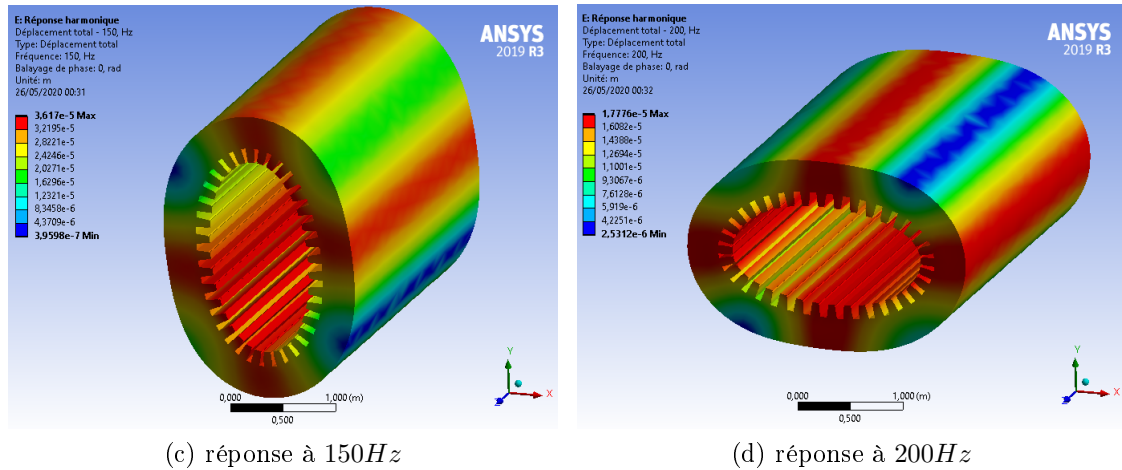


FIGURE 3.12 – Déplacement total du stator.

Les résultats montrent que le stator présente des déformations radiales elliptiques à 4 nœuds qui correspondent au mode $(2, 0)$. On remarque aussi que la structure ne présente pas de déformation longitudinale et donc les modes longitudinaux ne sont pas sollicités par les forces.

Les déformations les plus importantes se présentent pour les fréquences 100 Hz et 150 Hz car elles sont respectivement celles où l'amplitude de la force est la plus importante et celles où la fréquence est proche d'une fréquence propre (179 Hz). On présente dans la figure 3.13 les vitesses de déplacements du stator qui correspondent aux valeurs les plus élevées de déplacements.

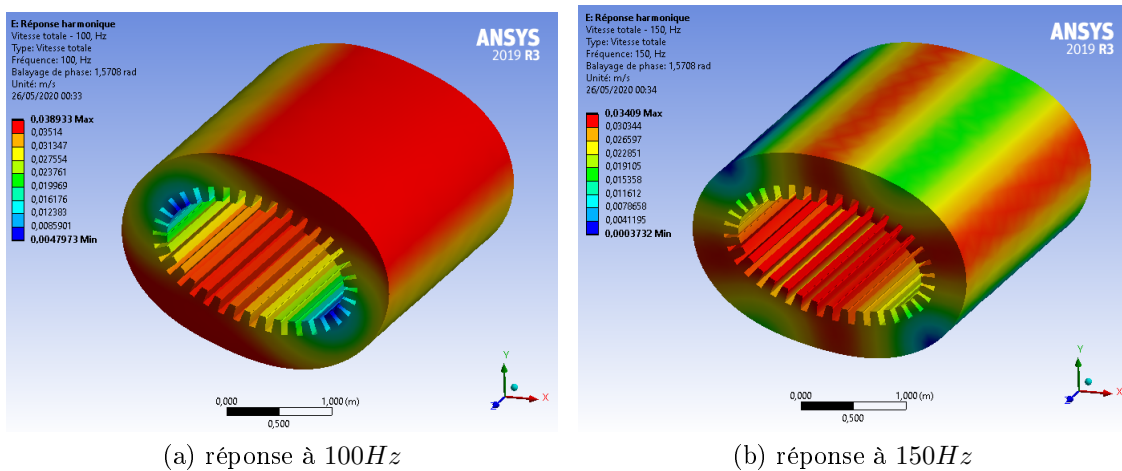


FIGURE 3.13 – Vitesse totale du stator

La figure 3.14 présente la réponse en fréquence du cylindre externe du stator.

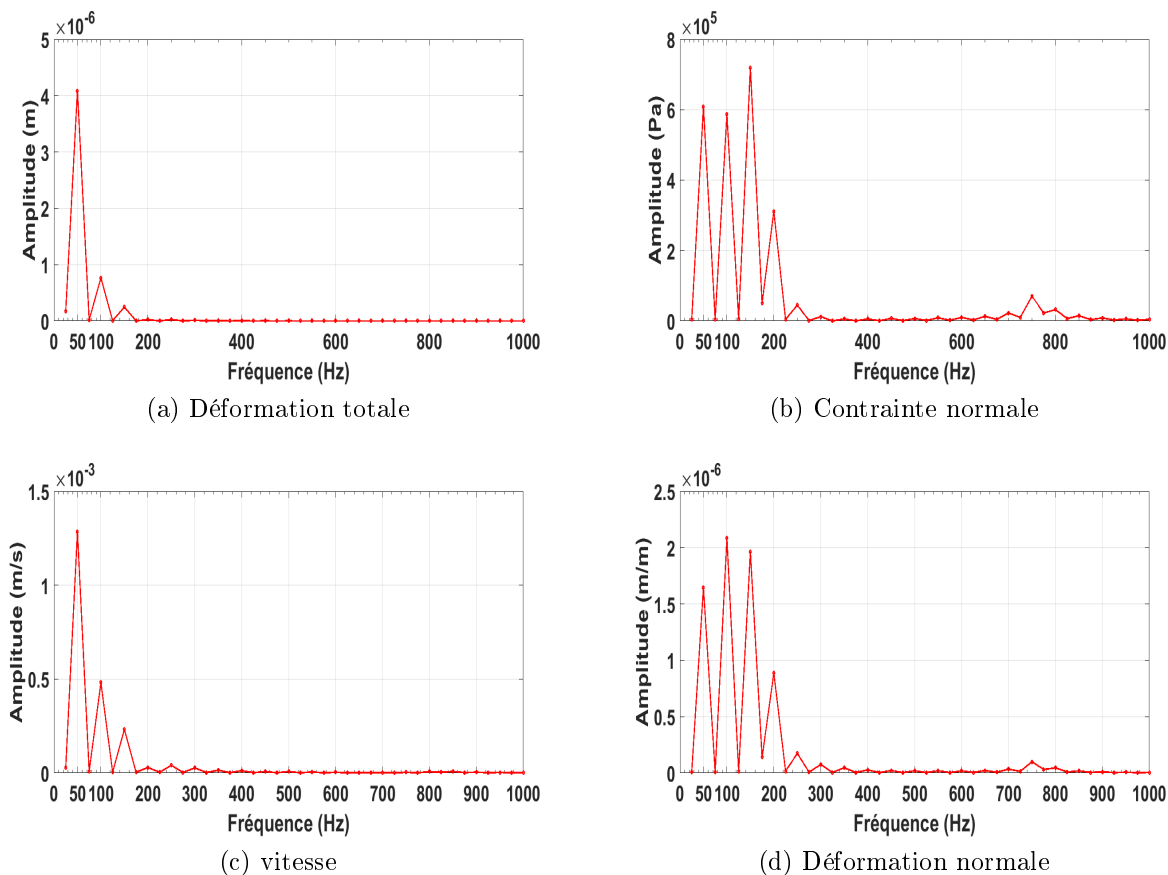


FIGURE 3.14 – Réponse en fréquence du stator

Les réponses en fréquences montrent que les valeurs maximales de déformations, contrainte, et déplacement du cylindre externe du stator correspondent aux fréquences de 50Hz , 100Hz , 150Hz et jusqu'à 200Hz et s'atténue considérablement au delà de cette fréquence car les forces qui excitent la structure deviennent faibles, même si elle peut présenter des pics lorsque la fréquence est assez proche d'une fréquence propre comme autour de 750Hz mais avec des amplitudes nettement plus faibles que celles des 4 fréquences citées. On s'intéresse particulièrement au cylindre externe parce que c'est cette surface qui va être considérée comme source de bruit acoustique.

Forces harmonique basées en surfaces (element based)

On représentes dans la figure 3.15 les forces calculées sur la surface de la structure stator.

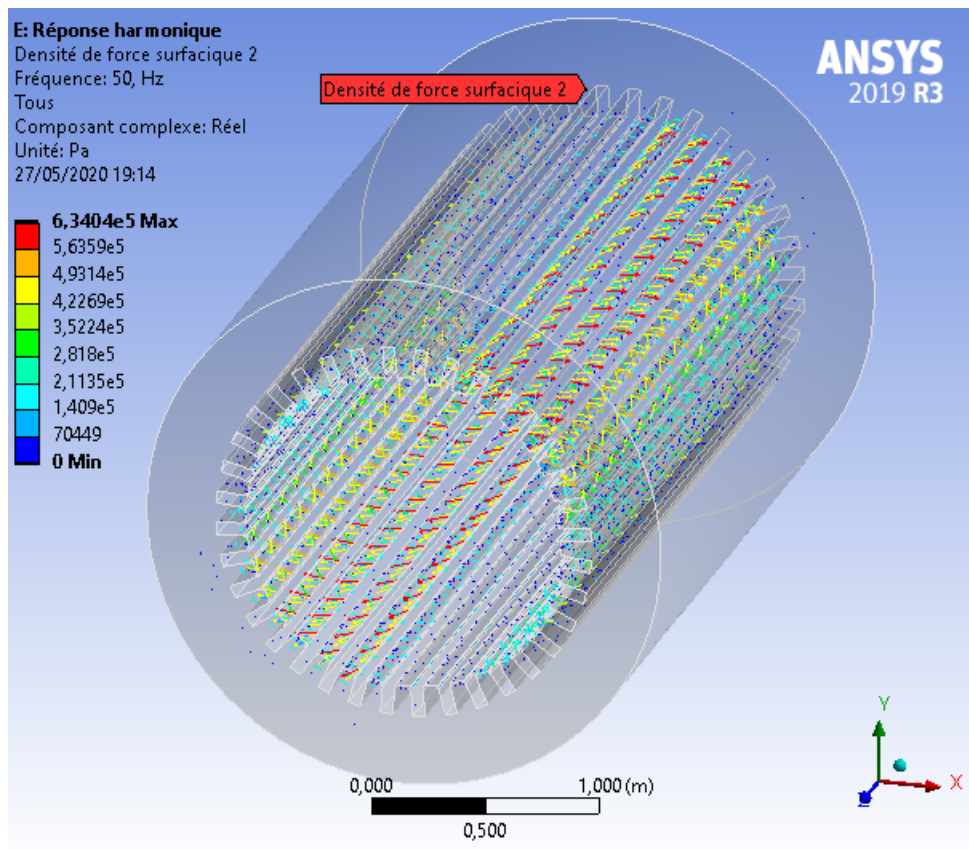
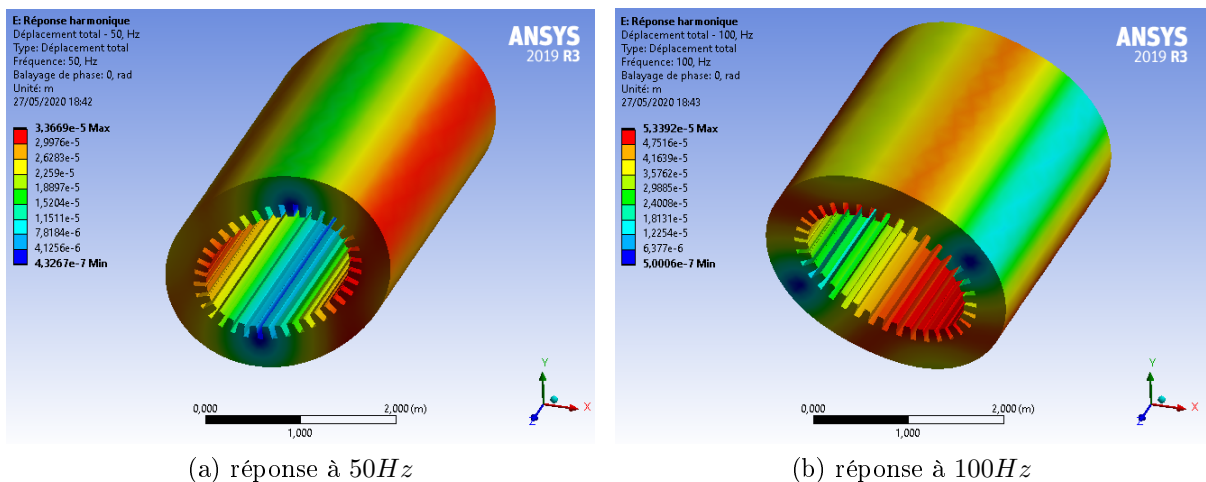


FIGURE 3.15 – Forces harmoniques sur le stator

A travers cette figure on s’aperçois que les forces sont naturellement focalisées sur les dents statoriques même si le calcul est effectué sur toutes les surfaces externes. On présente dans la figure 3.16 les résultats de déformation du stator pour les fréquences où elles sont maximales.



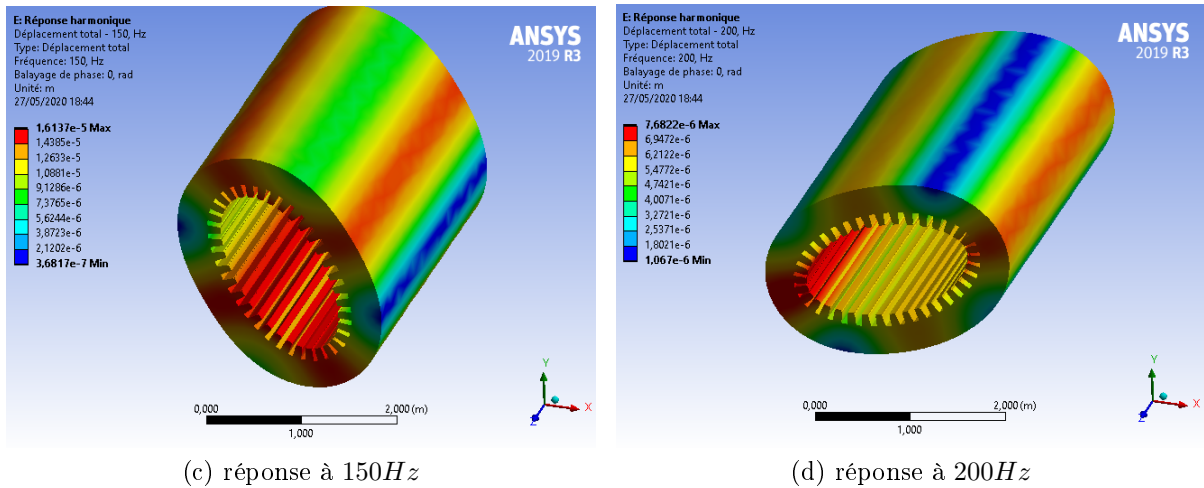


FIGURE 3.16 – Déplacement total du stator

Comme pour le cas des forces sur des objets, on observe une déformation radiale elliptique à 4 nœuds qui correspond au mode (2, 0) et pas de sollicitation des modes longitudinaux. Les valeurs des vitesses de déplacement maximale sont aussi atteint à 50Hz et 100Hz (figure 3.16). Les réponses en fréquences sont représentées dans la figure 3.17

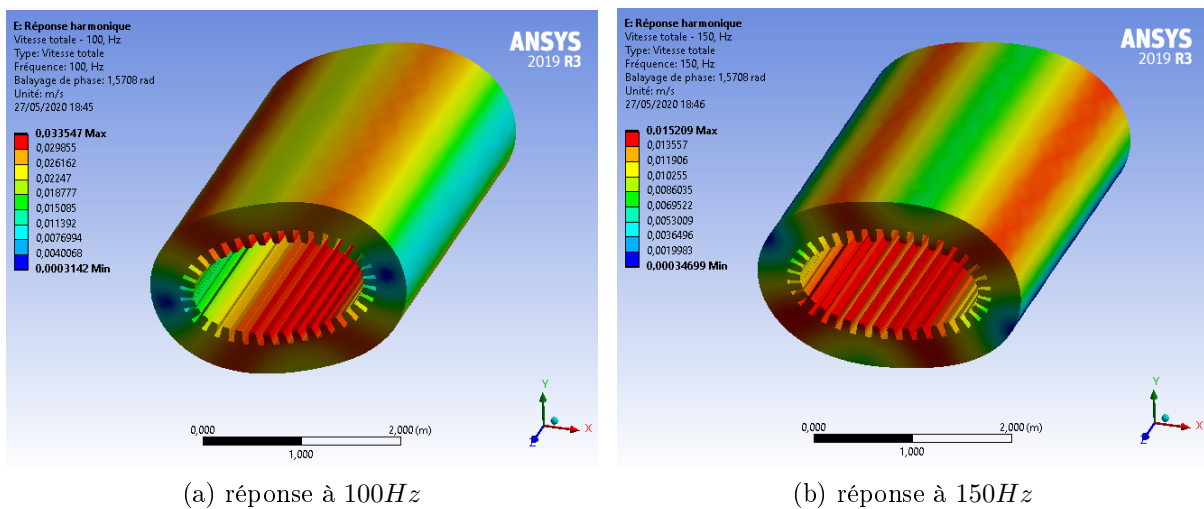


FIGURE 3.17 – Vitesse totale du stator

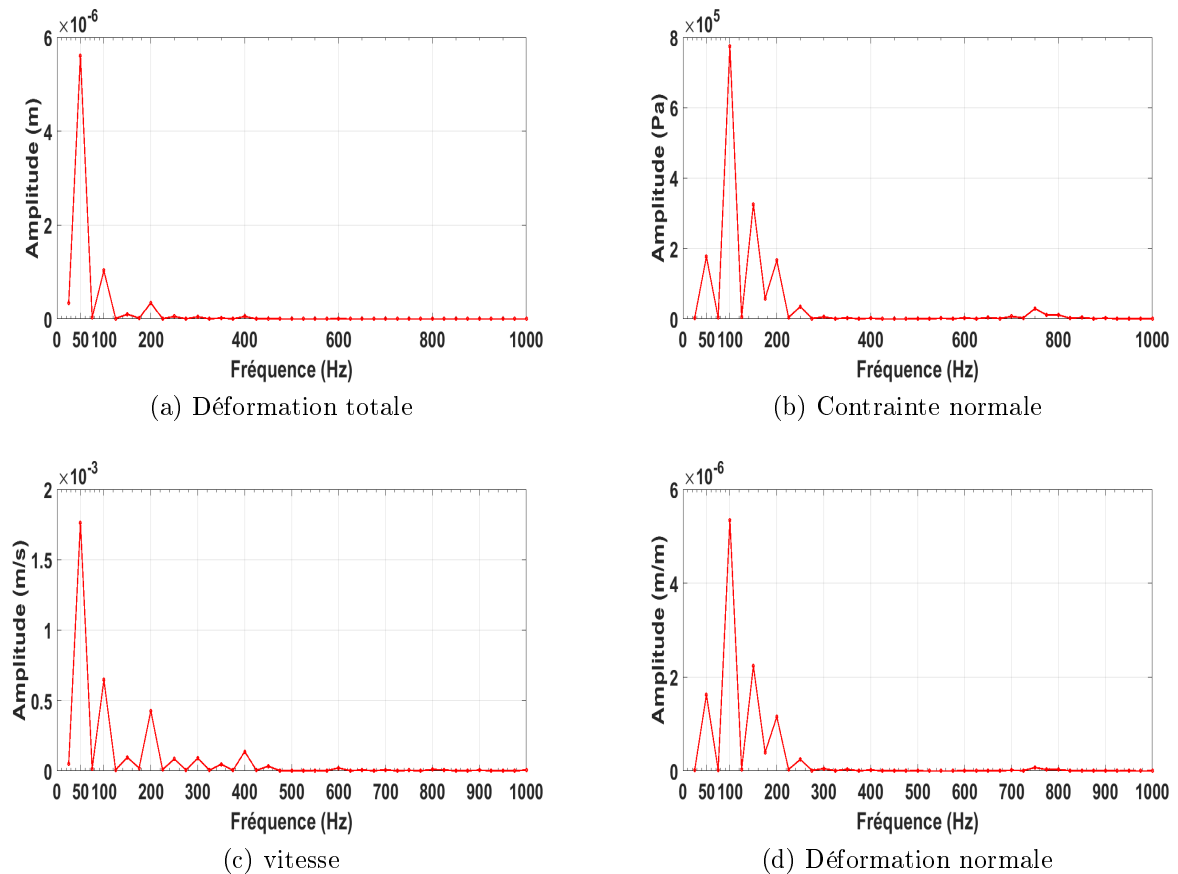


FIGURE 3.18 – Réponse en fréquence du stator

Comparaison des résultats des deux méthodes

Les résultats obtenus par les deux méthodes montrent qu'elles sont presque identiques. Les modes de déformations sollicités ainsi que les réponses en fréquences prennent des valeurs très proches. Ceci valide le fait que les forces électromagnétiques sont localisées dans la zone des dents statoriques et que ce sont ces forces qui sont l'origine des vibrations d'origine électromagnétique de l'alternateur.

3.6.2 Rotor

La figure 3.19 représente les forces harmonique calculer par la méthode basée en objet appliquer au rotor.

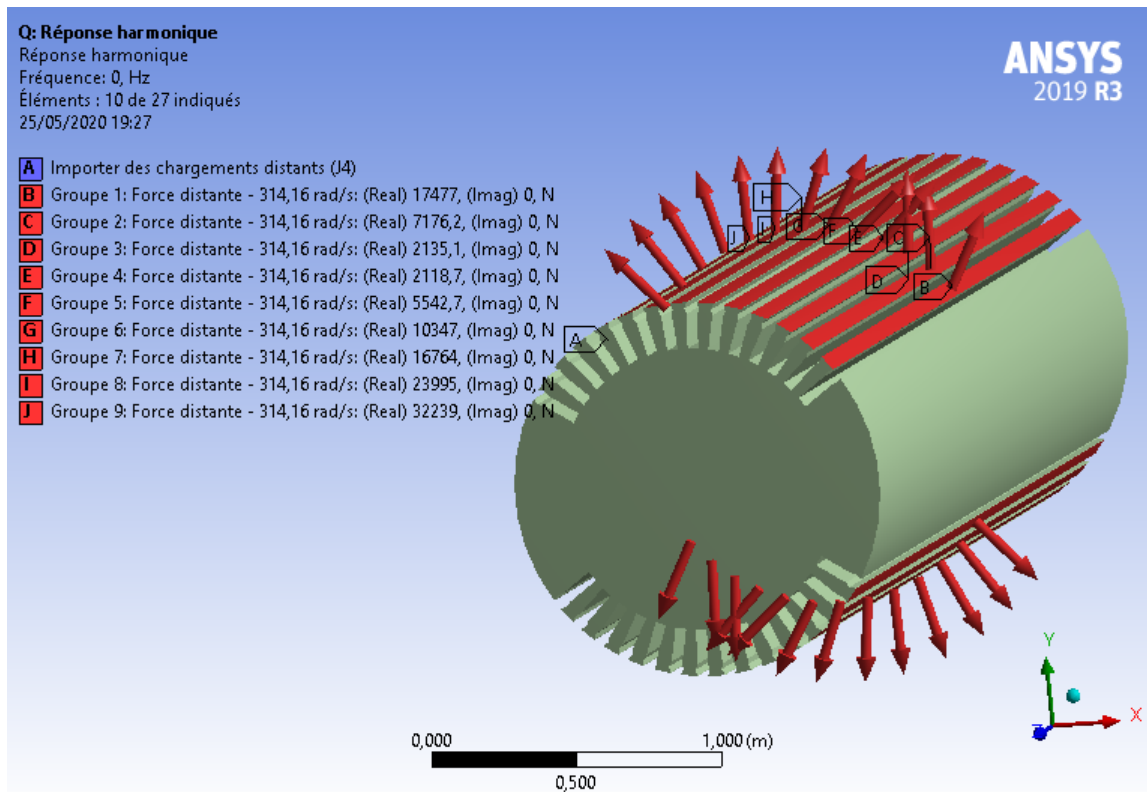
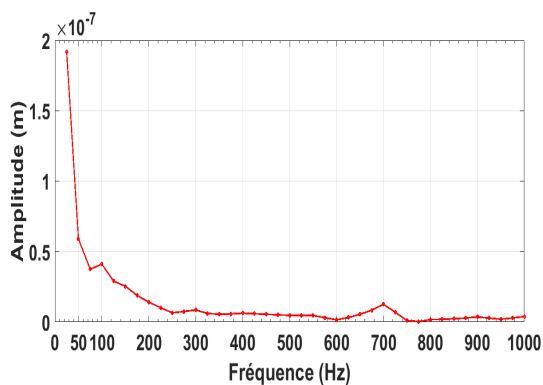
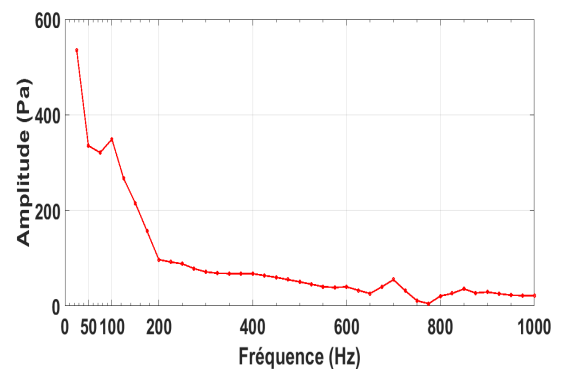


FIGURE 3.19 – Force harmonique sur le rotor

On présente la réponse en fréquence su rotor (figure 3.20).



(a) Déformation totale



(b) Contrainte normale

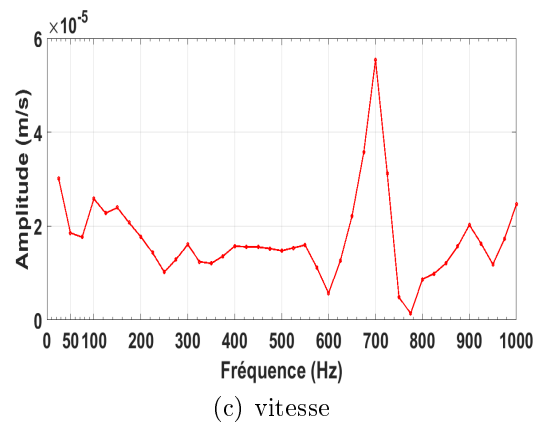


FIGURE 3.20 – Réponse en fréquence du rotor

On observe à travers la réponse en fréquence du rotor que le rapport des déformations entre le stator et le rotor dépasse un facteur de 10 et il est encore plus important pour les vitesses des parois externes. On a déjà observé lors du calcul modale que les fréquences propres radiales sont à des valeurs très élevées (un peut moins de 2000Hz). C'est pour cela, qu'on voit que les modes ne sont pas sollicités par les forces électromagnétiques qui expliquent les valeurs plutôt faible des déformations rotorique. On peut visualiser les réponses de la structure sur les figures 3.21 et 3.22.

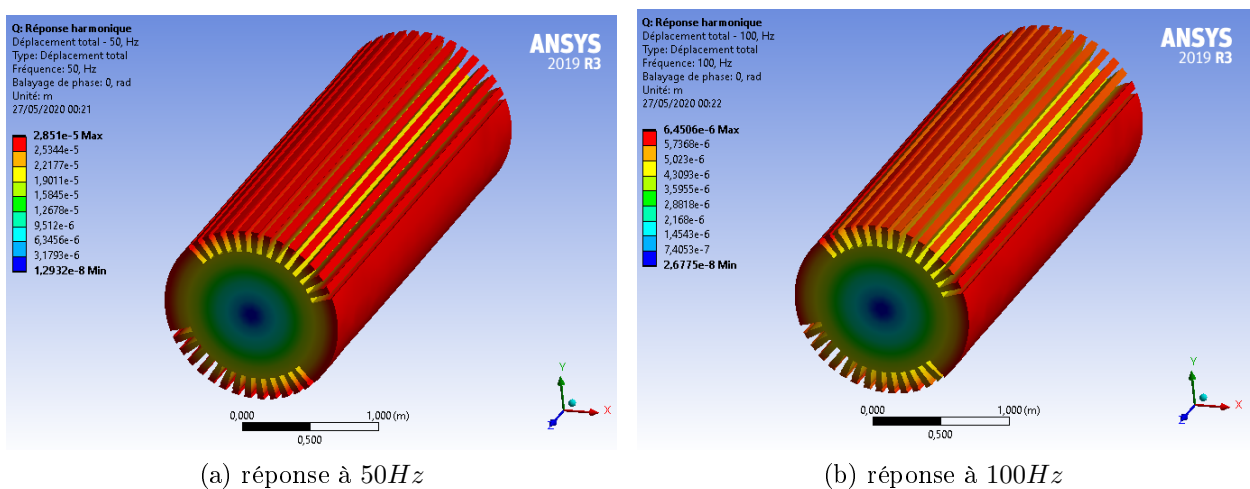


FIGURE 3.21 – Réponse harmonique du rotor

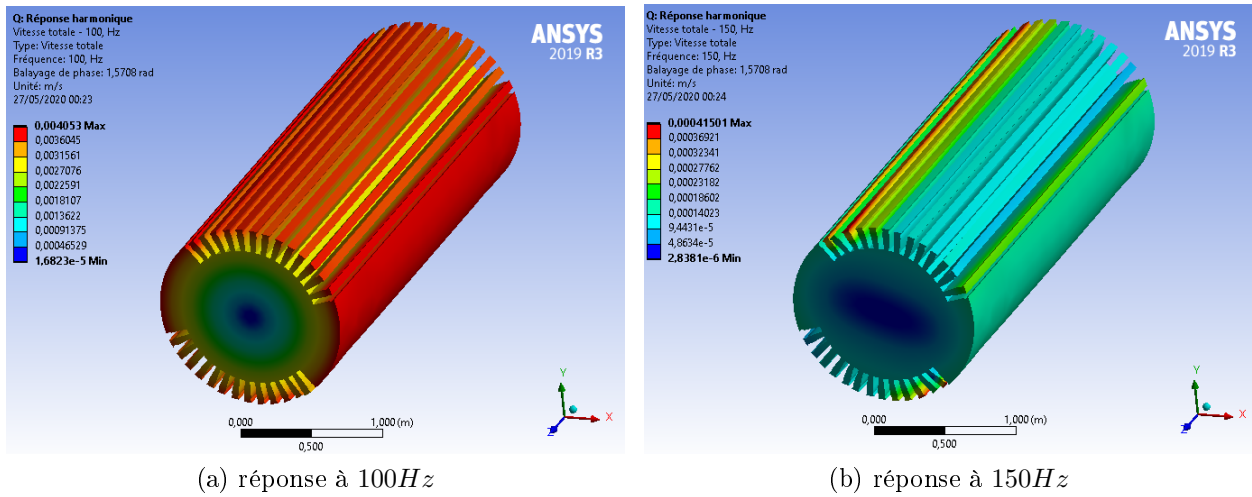


FIGURE 3.22 – vitesse de déplacement du rotor

Les résultats ainsi présentés montrent pourquoi les études menées pour la prédiction des vibrations et bruit d'origine électromagnétique se focalisent sur l'étude du stator.

3.7 Réponse acoustique

3.7.1 Rayonnement acoustique

On s'intéresse dans cette partie au son rayonné par le stator sous l'hypothèse du couplage faible entre le calcul vibratoire et acoustique. Cela veut dire qu'après le premier calcul de structure effectué pour déterminer les vibrations de la surface rayonnante (surface externe du cylindre stator) l'acoustique en retour ne modifie pas (ou très peu) la vibration de la structure.

La puissance acoustique rayonnée par les vibrations du mode m et de fréquence f à la surface externe du stator s'écrit alors [15] :

$$W_m(f) = \rho_0 c_0 S \sigma_m(f) \langle v_r^2(f) \rangle_s \quad (3.14)$$

avec :

- ρ_0 est la masse volumique de l'air égale à 1.188 kg/m^3
- c_0 la vitesse d'une onde acoustique dans l'air égale à 344 m/s
- S la surface extérieure de l'alternateur
- $\sigma_m(f)$ le facteur de rayonnement
- $\langle v_r^2(f_m) \rangle_s$ vitesse radiale quadratique moyenne des parois égale à $\frac{1}{S} \iint_S v_r^2 ds$

L'équation (3.14) représente la puissance acoustique émise par la surface externe du stator, en plus des constantes ρ_0 , c_0 et S l'équation fait intervenir le facteur de rayonnement modal $\sigma_m(f)$, qui représente l'efficacité d'un mode à transformer l'énergie vibratoire en énergie acoustique et qui dépend la fréquence du mode et de la géométrie du stator, et la vitesse radiale quadratique calculé lors de l'étude vibratoire de la structure et donc cette vitesse c'est le paramètre qui va dicter le comportement acoustique.

Le calcul de la puissance rayonnée permet de calculer le niveau de puissance acoustique pour une fréquence f , qui va en revanche nous permettre de déterminer le niveau de bruit global [20].

Le niveau de puissance acoustique pour une fréquence f ce calcul :

$$L_W(f) = 10 \log_{10} \sum_m \frac{W_m}{W_0} \quad (3.15)$$

où $W_0 = 10^{-12}$ représente la puissance acoustique de référence. le niveau de bruit global est donné par :

$$L_{WA}(f) = 10 \log_{10} \sum_f 10^{0.1 L_W} \quad (3.16)$$

3.7.2 Le calcul acoustique

L'étude est faite sous l'hypothèse du couplage faible entre le calcul vibratoire et acoustique. Ainsi, dans le calcul acoustique il n'est pas nécessaire d'introduire la structure mécanique, il suffit de générer l'environnement acoustique (l'air qui englobe le stator), et importer les vitesses des parois externes du stator calculées lors de l'analyse vibratoire vers l'environnement acoustique.

On présente dans la figure 3.23 les vitesses des parois qui correspondent à la fréquence de $100Hz$.

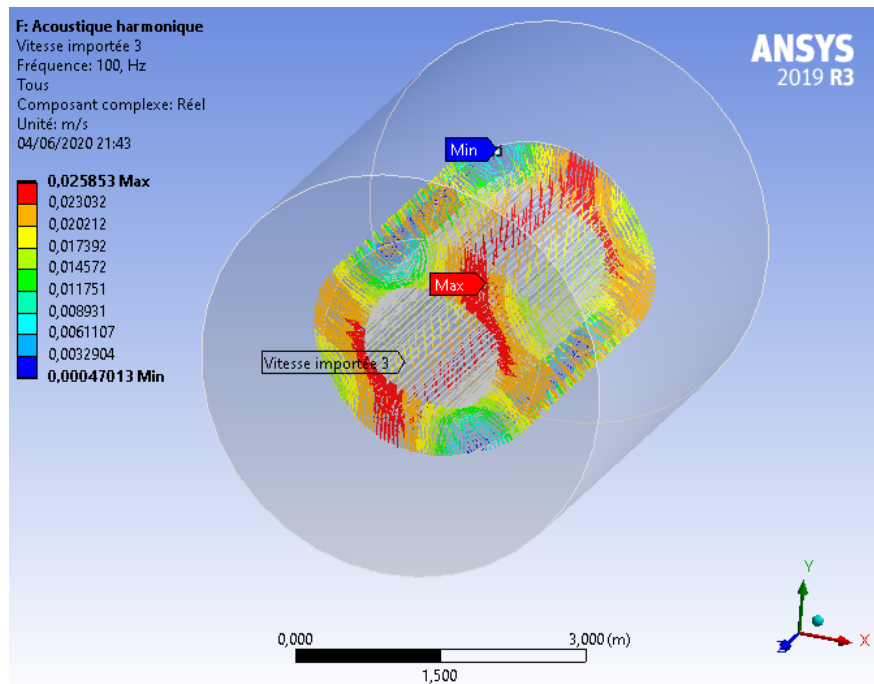


FIGURE 3.23 – vitesse parois importées $100Hz$

On a remarqué que les vitesses de déplacement de la surface externe qui correspond à des fréquences supérieures à $200Hz$ ont des amplitudes faibles par rapport à ceux inférieurs à cette valeur. Dans le but d'alléger le calcul on a chois de ne considérer que les vitesses de parois avec des fréquences inférieurs à $200Hz$. Ce choix de rang de fréquences nous permet de réduire le temps de calcul considérablement, car la taille des éléments du maillage choisi pour le calcul par éléments finis est liée à la plage de fréquence d'intérêt. Cette taille doit être inférieure à un quart de la longueur d'onde acoustique minimale. Cette longueur d'onde est égale à $\frac{c_0}{f_{max}}$ [21], donc suivant notre choix de f_{max} qui est de $200Hz$, la taille des éléments ne doit pas excéder $0.43m$. Pour cela, on a choisi pour la simulation une taille d'élément égale à $0,3m$. On présente le maillage effectué dans la figure 3.24.

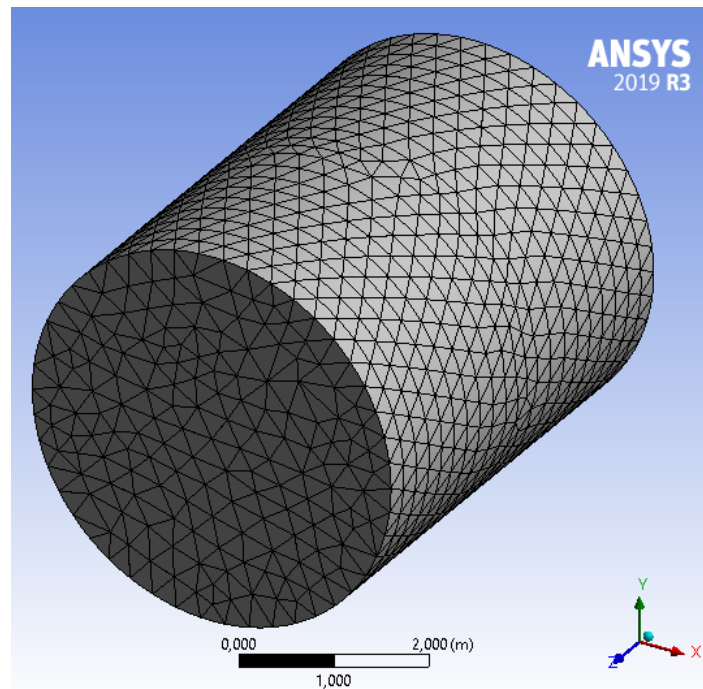
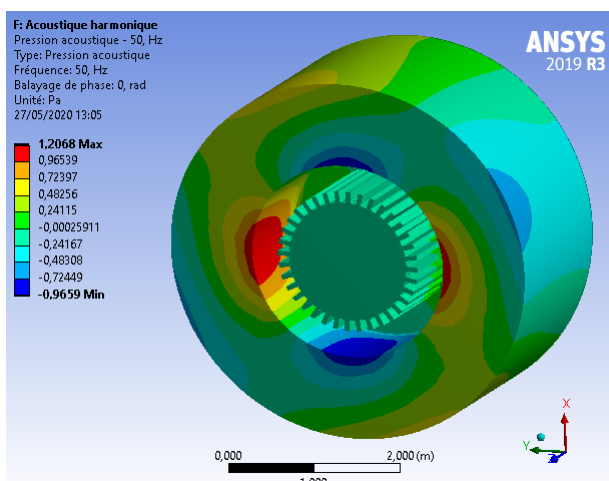


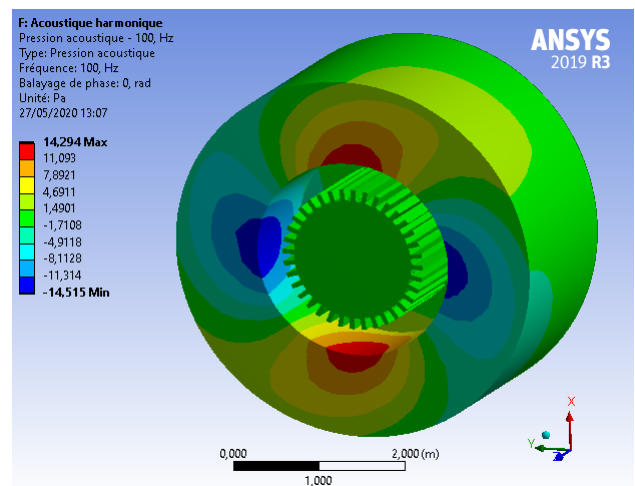
FIGURE 3.24 – maillage du cors acoustique

Les conditions aux limites sont définies par les surfaces d'interfaces structures-air et par des surfaces de limites du rayonnement.

On présente dans la figure 3.25 les pressions acoustiques obtenues pour différentes fréquences, et dans la figure 3.26, le spectre de pression acoustique.



(a) réponse à 50Hz



(b) réponse à 100Hz

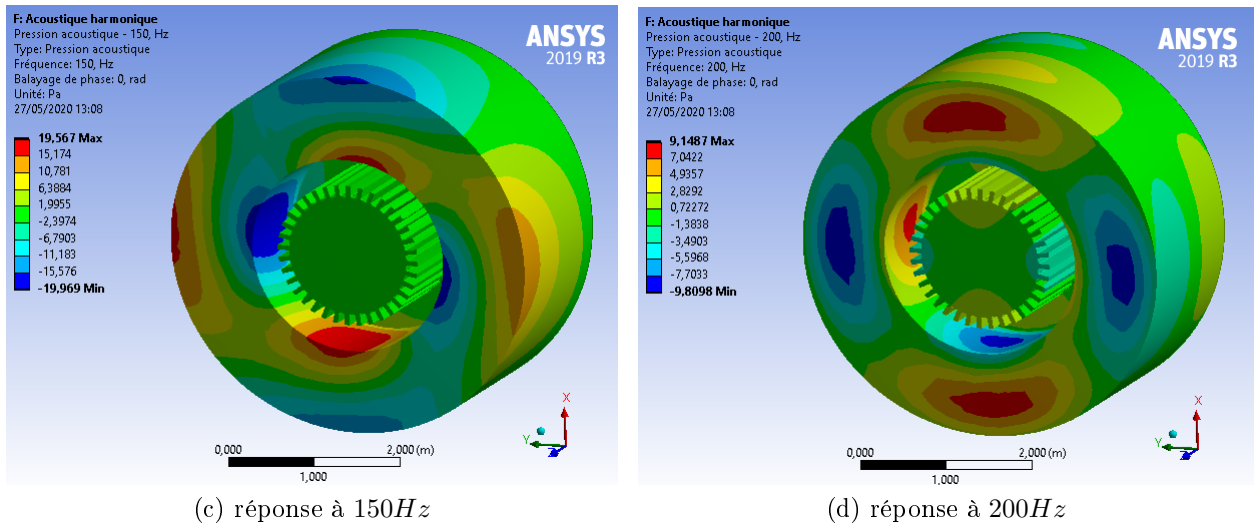


FIGURE 3.25 – Pression acoustique générée par stator

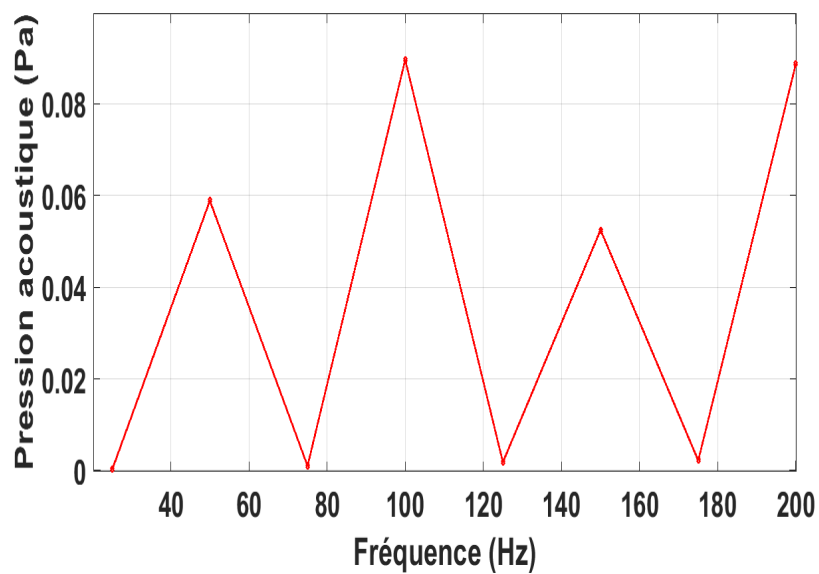


FIGURE 3.26 – Spectre de pression acoustique

Les résultats du calcul acoustique montrent que le comportement acoustique peut être prédit par le comportement vibratoire de la structure. La pression acoustique présente des pics aux fréquences correspondantes aux multiples de la fréquence du réseau, et la forme des ondes de pressions correspond à la déformation elliptique à 4 nœuds observée et qui correspond au mode de déformation (2, 0).

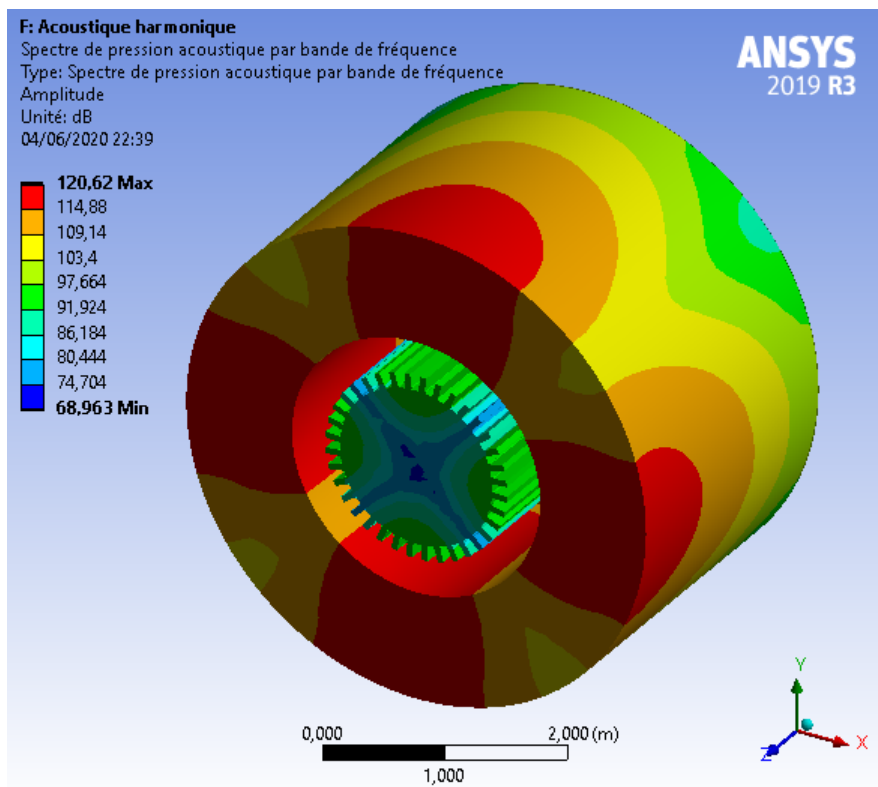


FIGURE 3.27 – Spectre de pression acoustique par bande de fréquence

La figure 3.27 présente le spectre de pression acoustique par bande de fréquence et la forme d'onde est elliptique à 4 nœud et présente des valeurs de niveau sonore assez élevé qui atteint les $120dB$.

3.8 Conclusion

Les forces calculées par le modèle électromagnétique ont été utilisées pour étudier leurs effet sur le comportement vibro-acoustique de l'alternateur. On a commencé par décrire la méthode de couplage des forces magnétiques avec le modèle mécanique, et préciser les paramètres relatives à la décomposition fréquentielle de ces forces. Une brève description théorique de la modélisation mécanique utilisée est effectuée. Comme pour le calcul électromagnétique, la méthode des éléments finis a été utilisée pour le calcul vibratoire. On a donc décrit l'application de cette méthode pour la résolution des équations mécaniques régissant les différents compartiments de l'alternateur. L'analyse modale de l'alternateur a été réalisée et a permis de déterminer les modes de vibration qui ont permis à leur tour de déterminer au moyen d'une superposition modale la réponse harmonique de l'alternateur. Même si les valeurs propres calculées ne coïncident pas avec la fréquence du réseau ou ses premiers multiples mais sollicités par les forces électromagnétiques, l'alternateur présente des vibrations assez importantes. L'effet de ces vibrations est clairement visible sur le bruit généré.

Conclusion générale

Dans ce mémoire on a réalisé les études électromagnétique, vibratoire et de rayonnement acoustique d'un alternateur en utilisant la méthode des éléments finis. Malgré le temps de calcul important, surtout avec les ressources de calculs limitées dont on dispose, cette méthode permet la modélisation la plus proche de la réalité qu'on puisse avoir et permet de prendre en compte plusieurs détails qu'il n'est pas possible de considérer lors de l'utilisation d'autres approches.

Le calcul électromagnétique nous a permis d'évaluer l'intensité et la distribution des forces surtout dans l'entrefer là où leurs valeurs et effets étaient le plus important. Ces forces ont permis l'évaluation du comportement vibratoire de l'alternateur.

La modélisation mécanique de la totalité de l'alternateur étant compliquée à réaliser car elle présente une grande complexité géométrique et donc un temps de calcul élevé. Pour cela, on a opté pour l'étude séparée du stator et du rotor. La prise en compte dans un premier temps du stator complet (avec ces conducteurs et isolants) c'est avéré futile car la prise en compte des conducteurs directement ne rajoute que des modes locaux irréalistes en plus du temps de calcul énorme qu'elle rajoute. Donc on a focalisé notre étude vibratoire sur la culasse stator et le rotor nue.

Les résultats obtenus par le calcul numérique ont montré que le stator présente des vibrations beaucoup plus importantes que le rotor à cause de sa forme géométrique. La cause de ces vibrations est que les paramètres géométriques de construction des alternateurs à 2 pôles ont la fréquence de résonance proche des premiers multiples de la fréquence du réseau. Pour l'étude du bruit magnétique seul le stator a été considéré car ces vibrations sont plus importantes.

En plus, ces à travers les parois de son cylindre externe que le rayonnement acoustique a lieu. Les vibrations de l'alternateur ainsi que son rayonnement acoustique sont plutôt importantes. Une méthode de réduction des vibrations lors de son fonctionnement doit être envisagée telle qu'une suspension élastique entre le circuit magnétique et la carcasse.

Références

- [1] J.F. Gieras, J.C. Lai, and C. Wang, Noise of Polyphase Electric Motors, Boca Raton, FL : CRC/Taylor & Francis, 2006.
- [2] G.Verez, Contribution à l'étude des émissions vibro-acoustiques des machines électriques : cas des machines synchrones à aimants dans un contexte automobile, Thèse de doctorat: Génie électrique, Le Havre: Université Le Havre, 2014.
- [3] H.Ennassiri, Analyse magnéto-vibroacoustique des machines synchrones discoïdes à commutation de flux dédiées aux véhicules électriques hybrides, Thèse de doctorat: Génie électrique, Le Havre: Normandie université, 2018.
- [4] X.Xu, Q.Han & F.Chu, Review of Electromagnetic Vibration in Electrical Machines, Energies, vol. 11, no. 7, Juillet 2018.
- [5] Guilherme Bueno Mariani, Machine synchrone à réluctance : modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l'optimisation, Energie électrique, Grenoble : Université Grenoble Alpes, 2016.
- [6] B.Nedjar, Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation, Thèse de doctorat: Génie électrique, Cachan: École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2011.
- [7] O.Barre, Contribution à l'étude des formulations de calcul de la force magnétique en magnétostatique, approche numérique et validation expérimentale, Thèse de doctorat: Génie électrique, Modélisation et simulation, Lille: Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2003.
- [8] J.Hallal, Études des vibrations d'origine électromagnétique d'une machine électrique : conception optimisée et variabilité du comportement vibratoire, Thèse de doctorat: Génie électromécanique, Compiègne: Université de Technologie de Compiègne. 2014.
- [9] H.C.DIRANI, Contribution à la compréhension de la dynamique des rotors des alternateurs hydroélectriques. Thèse de doctorat: Génie électrique, Montréal: École De technologie supérieure, Université du Québec, 2019.
- [10] G.Klempner, I.Kerszenbaum, Handbook of large turbo-generator operation and maintenance, Third Edition, Etats-Unis d'Amérique, IEEE Press, 2018.
- [11] D.J. Griffiths, Introduction to electrodynamics, Pearson Education, Cambridge University Press, 2017.
- [12] A.Bacchus, Représentativité de la modélisation aux éléments finis pour le diagnostic de machine synchrone à grande puissance, Thèse de doctorat: Génie électrique. Lille: Université de Lille 1, 2016.
- [13] V.C.Silva, Étude tridimensionnelle par éléments finis des effets d'extrémités dans des parties frontales des machines synchrones, Thèse de doctorat: Génie électrique, Grenoble: Énergie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1994.
- [14] J.Chambon, Modélisation Par Éléments Finis, Validation Expérimentale Et Optimisation d'une Machine Synchrone À Aimants Permanents, Maîtrise Avec Mémoire: Génie électrique, Montréal: École De technologie supérieure, Université du Québec, 2016.
- [15] J.Le Besnerais, P.Pellerey, V.Lanfranchi, M.Heckuet, Bruit acoustique d'origine magnétique dans les machines synchrones, Techniques de l'ingénieur, D 3 581, 2014.
- [16] Bossavit, Edge-element Computation Of The Force Field In Deformable Bodies, IEEE Trans, MAG-28-2-1992, pp. 1263-6.
- [17] M.F.Tchakoue, Dimensionnement vibro-acoustique des machines synchrones à aimants permanents pour la traction ferroviaire : Règles de conception silencieuse, Lille: Ecole

Centrale de Lille, 2014.

- [18] F.Dompiere, Détermination des fréquences naturelles de structures submergées par la méthode d'interactions fluide structure bidirectionnelle, maîtrise des sciences appliquées: génie mécanique, école polytechnique de Montréal, université de Montréal, 2010.
- [19] J-P. Lecoite, R. Romary, J-F. Brudny, and T. Czapla, Five methods of stator natural frequency determination: case of induction and switched reluctance machines", Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 18, no.5, pp.1133-1159, Sep.2004.
- [20] L.Roubache, Conception électromagnétique et vibro-acoustique de machines électriques Thèse de doctorat: Electrotechnique, Alger: Ecole Nationale Polytechnique, 2019.
- [21] XIN GE, Simulation of Vibrations in Electrical Machines for Hybrid-electric Vehicles, Master's Thesis: Automotive Engineering. Göteborg: Chalmers university of technology, 2014.
- [22] S.M.Castano, B.Bilgin, J.Lin, & A.Emadi, Radial Forces and Vibration Analysis in an External-Rotor Switched Reluctance Machine, IET Electric Power Applications, Volume 11, Issue 2, February 2017, p. 252 – 259.
- [23] A.TAN-KIM, Contribution à l'étude du bruit acoustique d'origine magnétique en vue de la conception optimale de machines synchrones à griffes pour application automobile, Thèse de doctorat: Génie électrique, Compiègne: Université de Technologie de Compiègne. 2015.
- [24] S.Sathyan, U.Aydin & A.Belahcen, Acoustic Noise Computation of Electrical Motors Using the Boundary Element Method. Energies 13, no.1: 245, 2020.
- [25] E.Devillers, Electromagnetic subdomain modeling technique for the fast prediction of radial and circumferential stress harmonics in electrical machines, Thèse de doctorat: Génie électrique, Lille: centrale Lille, 2018.
- [26] M.E.H.Benbouzid, G.Reyne, S.Dérou and A.Foggia, Finite Element Modeling of a Synchronous Machine: Electromagnetic Forces and Mode Shapes. L.E.G, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, IEEE TRANSACTIONSON MAGNETICS,VOL.29,NO. 2, MARCH 1993.
- [27] E.Madenci, I. Guven, The Finite Element Method and Applications in Engineering Using ANSYS, Springer, 2015.
- [28] Vincent Manet, Méthode des éléments finis, 2013.
- [29] G.Ruelle, Turboalternateurs, Techniques de l'ingénieur, D 3 530.