



HAL
open science

Contribution à la prise en compte de paramètres incertains dans la modélisation prédictive des impédances de Mode Commun et Différentiel d'une machine électrique à grand nombre de spires

Arthur Piat

► To cite this version:

Arthur Piat. Contribution à la prise en compte de paramètres incertains dans la modélisation prédictive des impédances de Mode Commun et Différentiel d'une machine électrique à grand nombre de spires. Electromagnétisme. Université Paris-Saclay, 2024. Français. NNT : 2024UPAST055 . tel-04834164

HAL Id: tel-04834164

<https://theses.hal.science/tel-04834164v1>

Submitted on 12 Dec 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Contribution à la prise en compte de paramètres incertains dans la modélisation prédictive des impédances de Mode Commun et Différentiel d'une machine électrique à grand nombre de spires

Contribution to incorporating uncertain parameters into predictive modeling for the common and differential mode impedances of a high-turn-count electrical machine

Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay

École doctorale n° 575, Electrical, Optical, Bio-physics and Engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Génie Electrique
Graduate School : Sciences de l'ingénierie et des systèmes. Référent :
Frédéric MAZALEYRAT

Thèse préparée au laboratoire **SATIE (Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS)** sous la direction de **Sami HLIOUI**, Professeur des Universités à CY Cergy Paris Université, le co-encadrement de **Pierre-Etienne LÉVY**, Maître de conférences à ENS Paris-Saclay et la co-supervision de **Fabio COCCETTI**, responsable du Centre de compétences en énergie de haute densité haute fiabilité, IRT Saint Exupéry

Thèse écrite par

Arthur PIAT

Composition du Jury

Stéphane DUCHESNE Professeur des Universités, Université d'Artois, LSEE	Rapporteur & Examineur
Arnaud VIDET Maître de conférences, HDR, Université de Lille, L2EP	Rapporteur & Examineur
James ROUDET Professeur des Universités, Université Grenoble Alpes, G2ELab	Examineur & Président
Kamal AL-HADDAD Professeur des Universités, ÉTS Montréal	Examineur
Mohamed BENSETTI Professeur des Universités, CentraleSupélec, GeePs	Examineur

Titre : Contribution à la prise en compte de paramètres incertains dans la modélisation prédictive des impédances de Mode Commun et Différentiel d'une machine électrique à grand nombre de spires

Mots clés : CEM, machine synchrone, Mode Commun, Mode Différentiel, modélisation Haute Fréquence

Résumé : Dans le contexte de l'avion plus électrique, la densification énergétique des systèmes électriques passe par un besoin de réduction de masse important des chaînes électriques embarquées. Les systèmes de filtrage CEM, conçu en fin du processus de conception, ajoute une masse significative aux chaînes électriques, et ce pour répondre aux réglementations en termes d'interférences électromagnétiques.

Cette thèse propose une méthodologie permettant de prédire l'impédance de bobines constituant le stator d'une machine sur une large bande de fréquence. Cette méthodologie, courante dans l'état de l'art pour les phénomènes HF et la prédiction des surtensions au sein des bobinages, se voit enrichie d'une modélisation mécanique pour le placement des conducteurs au sein des encoches ainsi qu'un modèle de permittivité du papier de fond d'encoche

dépendant de son épaisseur. Ces améliorations, couplées à l'aide d'automatisations, on permet d'évaluer l'impact de trois variables de conception de bobinage. Ces résultats sont étudiés en parallèle de mesures sur des maquettes de validation, démontrant qu'une variabilité importante apparaît entre des bobines supposées similaires dues aux aléas de fabrications. Si le nombre de conducteurs modifie très notablement l'impédance HF, les autres variables sont peu différenciables de ces aléas. Une étude d'incertitude est donc proposée avec pour but de quantifier de façon prédictive les variations générées par ces trois variables de conceptions. Les validations montrent une excellente prédiction pour les impédances de MC. les résultats en MD démontrent qu'une connaissance plus approfondie des aléas de placement conducteurs dans les encoches est essentielle pour une bonne représentation HF.

Title : Contribution to incorporating uncertain parameters into predictive modeling for the common and differential mode impedances of a high-turn-count electrical machine

Keywords : EMC, Synchronous motor, Common Mode, Differential Mode, High Frequency modeling

Abstract : In the context of more electric aircraft, the power density of electrical systems requires a significant improvement. EMC filtering systems, designed at the end of the design process, add significant mass to electrical chains, to comply with electromagnetic interference regulations.

This thesis proposes a methodology for predicting the impedance of machine stator coils over a wide frequency range. This methodology, currently used in the state of the art for HF phenomena and the prediction of overvoltages within windings, has been enriched with a mechanical model for the placement of conductors within slots, as well as a thickness-dependent permittivity model for the slot insulating paper. These improvements, coupled with

automation, have made possible evaluating the impact of three winding design variables. These results were studied in parallel with experimental measurements, demonstrating that significant variability appears between supposedly similar coils due to assembly contingencies. While the number of conductors has a significant impact on HF impedance, the other variables are largely indistinguishable from these discrepancies. An uncertainty study is therefore proposed, to predictively quantify generated variations by these three design variables. The validations show excellent prediction for CM impedances. DM results demonstrate that a deeper understanding of the exact conductor placement in motor slots is essential for good HF representation.

REMERCIEMENTS

Les travaux menés dans ce sujet de thèse, réalisés à l'IRT Saint Exupéry et avec le laboratoire SATIE auraient été impossibles sans la contribution de nombreux acteurs que je souhaiterais remercier dans ces paragraphes.

Avant toute chose, j'aimerais remercier mon jury de thèse d'être venu à cette soutenance à l'ENS Paris Saclay le juin 2024, ainsi que mes rapporteurs, Stéphane Duchesne et Arnaud Videt pour leur exigence scientifique et leurs retours sur ce travail de longue haleine.

Mon équipe encadrante : Sami Hlioui, directeur de cette thèse pour les nombreux échanges techniques, ton expertise sur les machines électriques et ta curiosité intellectuelle. Pierre-Etienne Lévy (dit « Pitou »), co-encadrant, pour ta perspicacité sur les questions CEM, ta bonne humeur et ta motivation. Enfin François Costa, Directeur du laboratoire SATIE et étrangement ni directeur ni co-encadrant dans cette thèse, pour ton implication, tes continuelles et pertinentes interventions au sein de ce sujet et tes conseils multiples. De façon générale, l'appréhension que je pouvais avoir vis-à-vis de l'encadrement académique pour mon sujet me semble aujourd'hui dénuée de tout fondement.

Je tiens à remercier aussi tous les gens que j'ai côtoyés au laboratoire SATIE, même si ce sujet, entre Toulouse et Gif-sur-Yvette, ne m'a pas permis de vous voir autant que je le souhaitais.

Concernant le côté IRT, je ferais défaut à Sébastien Serpaud si je n'évoquais pas les nombreuses discussions, idées, connaissances et bouts de code échangés tout au long de ces 3 ans. Merci encore pour tes conseils et ton expertise précieuse tout au long de ce sujet. Merci à Sylvain Girinon, Victor Dos Santos, Mathieu Couderc, Jean-Pierre Carayon et Fabio Coccetti pour nos discussions techniques, vos avis et votre implication. Un grand merci à l'équipe Revol (Ex MDA-MDO) : François Gallard, Matthias De Lozzo et Anne Gazaix pour vos nombreux conseils et temps pour mes questions optimisation et incertitudes. Un grand merci à Mohamed Matmat et antérieurement à Stéphane Fite pour votre support et aide sans faille pour tous les aspects administratifs liés à ce genre d'environnement de travail. Enfin je tiens aussi à remercier Hans, Marco, Gauthier, Paul, Mateusz, Louiza, Gilles, Bernado, Hoan, Gustavo, Marina, Sébastien M., Joao, Christophe, Isabelle, Pascal et tous ceux que j'aurais oublié de mentionner.

Je souhaiterais aussi remercier ma famille, François, Élisabeth, Quentin, Tristan, Charlotte, Eline et Marion pour leur support continu, et particulièrement mon frère jumeau William pour son aide sans failles, ses conseils et sa capacité à voir du potentiel dans mes idées, surtout dans les plus absurdes et ce tout le long de ces bientôt 30 ans d'existence.

Enfin je souhaiterais remercier mes amis non cités précédemment pour leurs aides et conseils, Amin qui est toujours là quand j'ai un pépin, Arnaud et Antonin pour leur bonne humeur et entrain, Alexandre, Luc, Josué pour nos soirées découvertes, jeux et restaurants. Enfin, Thomas, merci pour ton infaillible amitié et ton grand cœur que tu tiens de ta famille j'en suis sûr, et Ludovic qui me rappelle tous les jours l'importance de la perspective, la différence et l'authenticité.

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières	1
Index des figures	3
Index des tables	7
I. Introduction	9
I.1 Contexte de l'étude	9
I.1.1 Avion plus électrique et Avion tout électrique	9
I.1.2 Augmentation de la puissance électrique embarquée pour optimisation des coûts des vols	11
I.1.3 Interférences et Compatibilité électromagnétique	12
I.1.4 Projet OCEANE	13
I.2 État de l'art des problèmes IEM moteurs, leurs atténuations et les techniques de modélisation prédictive.....	14
I.2.1 Source des IEM, Mode Commun et Mode Différentiel	15
I.2.2 Courant de paliers, électroérosion et courant de mode commun	16
I.2.3 Courants de Mode Différentiel, surtensions et décharges partielles	18
I.2.4 Méthodes de caractérisation de l'impédance d'un moteur	19
I.2.5 Techniques d'atténuation des IEM	19
I.2.6 Simulation « circuit » et caractérisation d'impédance	21
I.3 Challenges et contributions à la modélisation HF prédictive	23
I.3.1 Contraintes de prédiction des impédances HF des MSAP	23
I.3.2 Contribution à la modélisation haute fréquence des machines électriques	24
II. Processus de prédiction des impédances	27
II.1 Construction de la géométrie en fonction des variables de conception	27
II.1.1 Définition géométrique de la MSAP étudiée	27
II.1.2 Variables pour la modification de l'impédance des chemins de propagations des IEM	28
II.1.3 Paramétrage pour la génération de topologies de bobinage	30
II.1.4 Simulation mécanique pour placement réaliste des conducteurs	32
II.2 Modélisation par éléments finis de la géométrie moteur	35
II.2.1 Description générale des simulations électromagnétiques.....	35
II.2.2 Calculs MEF pour la caractérisation des matrices de capacités, d'inductances et de résistances	37
II.3 Mise en œuvre d'un modèle circuit de type Spice pour la prédiction de l'impédance des bobines.....	46
II.3.1 Schéma électrique mis en œuvre pour la simulation des bobines	46
II.3.2 Réduction d'ordre des circuits Spice pour la réduction du temps de calcul.....	51
II.4 Prédiction de l'impédance à l'aide de modèles Spice	53
II.5 Conclusion du chapitre	54
III. Maquettes de validation pour la modélisation prédictive des impédances hf des msap	57
III.1 Prototypes pour la validation des impédances des bobines	57
III.1.1 Spécifications des maquettes pour la validation des mesures d'impédance en HF	57
III.1.2 Intégration mécanique des maquettes pour la réalisation de mesures reproductibles.	58
III.1.3 Méthode de mesure pour la caractérisation de l'impédance HF	61
III.1.4 Analyseur d'impédance et connexion au bornier de mesure	61
III.2 Campagne de mesures et analyse des tendances mesurées.....	62
III.2.1 Comparaison des différentes mesures d'impédance	62
III.2.2 Erreur de mesure associée à la mesure d'impédance à large spectre	65
III.2.3 Variabilité de l'impédance induite par le processus de fabrication des bobines	68
III.2.4 Analyses de sensibilité des configurations mesurées pour l'ensemble des maquettes	69
III.3 Conclusion générale du chapitre	77
IV. Validation de la modélisation prédictive de l'impédance hf des msap	79
IV.1 Simulations initiales et identification des problèmes de modélisation en BF	79
IV.1.1 Paramètres de modélisation prédictive de la capacité MC basse fréquence	80
IV.2 Comparaison des prédictions d'impédances HF vis-à-vis des mesures	83
IV.2.1 Localisation de l'énergie stockée dans les éléments Spice en fonction de la fréquence	83
IV.2.2 Validation de l'encadrement des mesures par le brassage des conducteurs.....	87
IV.3 Prédictions des impédances HF des bobines expérimentales : limites d'usage du modèle.....	89

IV.3.1	Limites de l'approche par la capacité de calcul	90
IV.4	Conclusion du chapitre	92
V.	Impact des variables de conception d'un moteur sur l'évolution d'impédances en HF	93
V.1	Calcul des indices de Sobol à l'aide de métamodèles.....	93
V.1.1	Introduction aux indices du premier ordre et d'ordre total	93
V.1.2	Problème de temps de calcul et utilisation d'un métamodèle.....	95
V.1.3	Processus de calcul adopté pour l'estimation des indices de Sobol.....	95
V.2	Variables et modèles analytiques pour génération des configurations	98
V.2.1	Conservation de la surface de cuivre global	98
V.2.2	Épaisseur de l'émail en fonction du diamètre conducteur.....	99
V.2.3	Permittivité du papier de fond d'encoche en fonction de l'épaisseur	99
V.3	Validation de l'approche par les indices de Sobol	100
V.3.1	Validation des métamodèles pour la prédiction des impédances MD et MC	100
V.4	Cas d'application pour validation de l'approche par indice de Sobol.....	101
V.4.1	Création de la base de données et entraînement du métamodèle.....	101
V.4.2	Indices de Sobol pour l'espace de conception des maquettes.....	102
V.5	Conclusion des études par indices de Sobol.....	106
VI.	Conclusion générale et perspectives.....	109
VII.	Bibliographie	113
	Publications réalisées	122
VIII.	Annexes.....	123
VIII.1	Pistes d'améliorations des modèles pour une meilleure représentation HF	123
VIII.1.1	Modifications apportées par la modélisation des têtes de bobines par un modèle plan	123
VIII.1.2	Modification incluant la profondeur de pénétration dans les matériaux ferromagnétiques	125
VIII.1.3	Impact de la prise en compte de la magnétisation induite par les aimants.....	125
VIII.1.4	Intégration de la variabilité le long du plan de simulation MEF dans la simulation circuit	126
VIII.2	Vérification du critère $\lambda/10$ pour prise en compte des effets de propagations	128
VIII.3	Dessins techniques de l'assemblage en impression 3D pour maquettes moteur	129
VIII.3.1	Assemblage des pièces maquettes.....	129
VIII.3.2	Support de la structure totale des maquettes.....	130
VIII.3.3	Cache inférieur pour la reprise du stator.....	131
VIII.3.4	Cache supérieur pour la fixation des plaquettes de mesures	132
VIII.3.5	Plaquettes de fixation des bobinages moteurs	133

INDEX DES FIGURES

Figure I-1 – Pénétration des systèmes électriques par avion [10]	10
Figure I-2 – Chaîne électromécanique embarquée type pour l’avion plus électrique	11
Figure I-3 – Réglementation DO160, Section 21.....	13
Figure I-4 – Trajets possibles des courants MD et MC dans une chaîne de puissance embarquée	15
Figure I-5 – Tensions fournies par un onduleur triphasé parfait utilisant la modulation SPWM et tension de MC résultante.....	16
Figure I-6 – Chemins privilégiés des courants MC à l’intérieur d’un moteur triphasé	17
Figure I-7 – Représentation du “Bearing Voltage Ratio” avec capacités localisées sur un moteur	18
Figure I-8 – Inductances MC DC (a) avec exemples de couplage en MD pour courant DC (b) et AC (c) [82][83]	20
Figure I-9 – Processus de simulation prédictive d’impédances machine	21
Figure II-1 – Paramétrage de la conception mécanique du moteur étudié	27
Figure II-2 – Position des solutions pour la réduction des courants MC	28
Figure II-3 – Modèle BVR avec ajout de la capacité associée au blindage des encoches.....	28
Figure II-4 – Simulation (pointillés) et mesures (solides) d’impédance MC moteur pour différent nombre de circuits en parallèle et leur impact sur les perturbations MC [102]	29
Figure II-5 – Algorithme pour le remplissage des encoches intégrant le placement aléatoire	30
Figure II-6 – Détails de la méthodologie appliquée pour trouver les emplacements potentiels des conducteurs... 31	
Figure II-7 – Bobinage rangé (a) et bobinage avec intrusion dans les groupes (b) ;.....	32
Figure II-8 – Vue de coupe d’encoches avec deux enroulements, affichant différentes répartitions de bobinages [109]	32
Figure II-9 – Remplissage par simulation mécanique indéformable pour les encoches de haute densité [115]	33
Figure II-10 – Exemples d’encoches générées utilisant les simulations mécaniques du solide	33
Figure II-11 – Exemples de résolution de trajectoire après impact.....	34
Figure II-12 – Étapes principales des simulations mécaniques pour placement des conducteurs	35
Figure II-13 – Placement de 1280 conducteurs dans une encoche, incluant l’émail, le papier de fond d’encoche et le modèle de placement mécanique des conducteurs.....	35
Figure II-14 – Représentation d’une bobine et de l’empilement de tôle stator.....	37
Figure II-15 – Exemple de tête de bobine sur un stator assemblé et les maquettes de validation	38
Figure II-16 – Cartographie des potentiels électriques pour différentes configurations de bobinage	39
Figure II-17 – Matrices capacitives obtenues pour des remplissages avec différents degrés d’aléa	39
Figure II-18 – Évolution de la distribution de la densité de courant dans un conducteur de 2 mm de diamètre dans l’air. (a) 1 kHz. (b) 100 kHz. (c) 1 MHz [99]	41
Figure II-19 – Densité de courant sur des câbles mono et multibrins à 1 MHz présentant des effets de proximité [21]- (Conducteur de gauche alimenté par un courant de 1A à 1MHz)	41
Figure II-20 – Champ magnétique normalisé et densité de courant le long d’une tôle $e = 1\text{mm}$ pour différentes fréquences d’oscillation $\mu_{r,DC} = 1000$, $\sigma = 1.9\text{MS/m}$ [104][138].....	43
Figure II-21 – Évolution de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs des tôles, avec $\mu_{r,DC}=1000$ et $\sigma=1.9\text{MS/m}$	44
Figure II-22 – Cycle d’hystérésis type d’un matériau ferromagnétique	44
Figure II-23 – Affinage du maillage pour un conducteur de cuivre, diamètre 1 mm, à 1 kHz, 1 MHz et 10 MHz	45
Figure II-24 – Circuit électrique adopté pour simulation Spice avec illustration de l’encoche associée.....	46
Figure II-25 – Représentation de la structure de la netlist adoptée pour la simulation des bobines	47
Figure II-26 – UML synthétique des classes python pour génération des netlists	48
Figure II-27 – Interpolation des valeurs impédances entre la première et la deuxième spire d’une encoche	49
Figure II-28 – Matrices R pour une bobine de 80 spires, simulée à 3,2 kHz et 3,2 MHz	50
Figure II-29 – Densité de courant à 1 kHz et 1 MHz dans le cas d’un unique conducteur alimenté	50
Figure II-30 – Simulations préliminaires avant et après intégration des effets de proximité dans les circuits Spice 51	
Figure II-31 – Circuit de réduction d’ordre issue des regroupements d’impédances par spires.....	52
Figure II-32 – Représentation de la structure netlist d’une bobine avec réduction d’ordre.....	52
Figure II-33 – Configurations d’impédance prédites à l’aide de la netlist Spice	53

Figure II-34 – Mesures d'impédance réalisée sur un moteur complet [92]	53
Figure II-35 – Résultats préliminaires prédisant le module des impédances MC et MD pour trois bobines	53
Figure II-36 – Impédances MC et MD entre le circuit entier et la simulation avec réduction d'ordre	54
Figure II-37 – Erreur sur les impédances MC et MD entre un calcul avec un circuit entier et un calcul avec réduction d'ordre	54
Figure III-1 – Placement des bobines dans les maquettes stators avec références associées.....	57
Figure III-2 – Maquettes de stator reçues après spécification	59
Figure III-3 – Modèle de pièces de support pour les maquettes stator	59
Figure III-4 – Maquettes de stator assemblées avec le système de mise à la terre	60
Figure III-5 – Zoom sur le système de mise à la masse du paquet de tôles et des points de mesures d'impédance	60
Figure III-6 – Connexions par bornier à chaque ensemble de trois bobines	61
Figure III-7 – Détail des mesures d'impédances MC et MD à l'aide d'un analyseur d'impédance	61
Figure III-8 – Outillage conçu pour les mesures d'impédance sur les maquettes stator.....	62
Figure III-9 – Impédance de tous les types de bobines présentes dans les maquettes de validation.....	63
Figure III-10 – Disparité des impédances des bobines témoins mesurées pour l'ensemble des configurations	64
Figure III-11 – Passage de la visualisation par courbe à des surfaces de probabilité de type quantiles pour les mesures d'impédances des bobines témoins	64
Figure III-12 – Relation entre l'erreur proportionnelle, l'erreur d'offset en court-circuit et la fréquence lors de la mesure d'une faible impédance [143].....	65
Figure III-13 – Validation de l'erreur de mesure de l'analyseur d'impédance avec sonde pour $V_{osc} = 500$ mV, $M_{time} = 5$ et $DCI_{range} = 1$ mA [144].....	66
Figure III-14 – Erreur de mesure typique pour la bobine U2 de la configuration 2 ($V_{osc} = 500$ mV, $M_{time} = 1$ et $DCI_{range} = 1$ mA)	67
Figure III-15 – Erreurs de mesure projetées sur les courbes d'impédance MD et MC.....	67
Figure III-16 – Quantiles et moyenne des mesures des bobines témoins et d'une unique bobine en MC et MD....	68
Figure III-17 – Estimation de la capacité en tenant compte d'une constante diélectrique fonction de l'épaisseur du papier de fond d'encoche $r_c = 0,25$ mm, $\epsilon_{email} = 3,9$, $e = 0,0555$ mm, $l_{fil} = 1$ m	70
Figure III-18 – Mesures d'impédance de MC et MD pour la configuration 1	71
Figure III-19 – Analyse statistique des impédances en fonction du papier de fond d'encoche comparée au bobinage initial	71
Figure III-20 – Zoom à 1 MHz pour les courbes d'impédances de MD (a) et de MC (b) avec quantiles.....	72
Figure III-21 – Mesures d'impédance de MC et MD pour la configuration 2	73
Figure III-22 – Analyse statistique des impédances en fonction du nombre de conducteurs en parallèle comparés au bobinage initial	74
Figure III-23 – Comparaison entre un remplissage avec des conducteurs de Grade 1 (a) et Grade 3 (b), 4 conducteurs en parallèle et 80 spires.....	75
Figure III-24 – Mesures d'impédance de MC et MD pour la configuration 3	75
Figure III-25 – Analyse statistique des impédances en fonction du grade de l'émail comparé au bobinage initial..	76
Figure IV-1 – Confrontation préliminaire des résultats numériques et des mesures pour la configuration 2.....	79
Figure IV-2 – Erreur de prédiction initiale des modèles pour l'impédance MC basse fréquence	80
Figure IV-3 – Dispositif expérimental pour mesure de permittivité et validation de la courbe de tendance.....	81
Figure IV-4 – Validation des prédictions de C_{CM} initiales et amélioration via le placement réaliste et la courbe $er(h)$	82
Figure IV-5 – Validation fréquentielle des résultats avec placement réaliste pour la configuration 2	83
Figure IV-6 – Encoches étudiées pour la représentation énergétique et l'impact du brassage des conducteurs	84
Figure IV-7 – Impédance obtenue pour les bobinages B1 à B4 avec différents niveaux de brassage des conducteurs	85
Figure IV-8 – Ratio d'énergie pour les bobinages B1 et B3 en MC et MD	86
Figure IV-9 – Éléments principaux contribuant aux impédances BF (2 kHz) en MC et MD.....	86
Figure IV-10- Éléments principaux contribuant aux impédances HF (2 MHz) en MC et MD.....	87
Figure IV-11 – Impédances des bobines B1 et B4 avec bobines témoins des différentes configurations	88
Figure IV-12 – Simulations (pointillés) et mesures (traits pleins) fréquentielle des modèles prédictifs entre 1 kHz et 10 MHz en MC et MD	90
Figure IV-13 – Nombre de nœuds pour le modèle magnétique d'encoche en fonction de la fréquence de simulation	

.....	91
Figure V-1 –Fonctions de densité (a) uniforme (b) normale (c) log normale (d) discrète pour le tirage des variables de conceptions	94
Figure V-2 – fonction de densité $f(x)$ et fonction de répartition $F(x)$ d'une variable x défini par une loi uniforme continue $x \in [a, b]$	95
Figure V-3 – Génération de la base de données pour l'entraînement du métamodèle.....	96
Figure V-4 – Comparaison entre différents algorithmes LHS pour la réalisation d'un plan d'expérience de 30 tirages [155].....	96
Figure V-5 – Exemple de régression par processus gaussien pour une fonction 1D [156].....	97
Figure V-6 – Utilisation du métamodèle GPR dans le calcul des indices de Sobol	97
Figure V-7 – Flux de données entre les différents modèles pour la réalisation du plan d'expérience	100
Figure V-8 – Indices de Sobol pour l'impédance de MC à 32 kHz et 2 Mz.....	103
Figure V-9 – Indices de Sobol pour l'impédance de MD à 32 kHz et 2 Mz	104
Figure V-10 – Ratio écart type/moyenne pour maquettes, comparées aux prédictions	105
Figure VIII-1 – Modèle plan de tête de bobine pour simulation électrostatique et magnétique	123
Figure VIII-2 – Comparaison des mesures avec modèle plan et axisymétrique pour les têtes de bobines	124
Figure VIII-3 – Diagramme de contribution énergétique MC et MD à l'impédance pour un modèle plan des têtes de bobine	124
Figure VIII-4 – Diagramme de contribution énergétique MC et MD à l'impédance pour un modèle axisymétrique des têtes de bobine.....	124
Figure VIII-5 – Comparaison mesures avec un modèle modélisant la profondeur de pénétration du champ dans les tôles et l'approche utilisée	125
Figure VIII-6 – Diagrammes de contribution énergétique à l'impédance du modèle avec profondeur de pénétration	125
Figure VIII-7 – Comparaison mesures avec un modèle utilisant les courbes moyennes du cycle d'hystérésis et l'approche perméabilité gelée.....	126
Figure VIII-8 – Diagrammes de contribution énergétique à l'impédance de CM et de MD pour le modèle intégrant la méthode de perméabilité gelée pour les tôles magnétiques.....	126
Figure VIII-9 – Impédance calculée pour un moteur avec 50% de modèle plan et 50 % axisymétrique pour les têtes de bobines	127
Figure VIII-10 – Importance du nombre de cellules RLGC en fonction de la fréquence d'étude	128
Figure VIII-11 – Dessin technique de l'assemblage des supports de mesure des stators	129
Figure VIII-12 – Dessin technique du support de la structure inférieure des maquettes	130
Figure VIII-13 – Dessin technique du cache inférieur de reprise des stators	131
Figure VIII-14 – Dessin technique du cache supérieur de fixation des plaquettes de mesure.....	132
Figure VIII-15 – Dessin technique des plaquettes de fixation des bobinages moteurs.....	133

INDEX DES TABLES

Table I-1 – Organisation des lots du projet OCEANE au sein de l'IRT	14
Table I-2 – État de l'art de prédiction HF de l'impédance moteur	22
Table II-1 – Paramètres géométriques pour la définition de la machine étudiée	27
Table II-2 – Paramètres pour le placement des conducteurs dans une encoche	32
Table II-3 – Forces et faiblesses des méthodes de calcul électromagnétique [122]	37
Table II-4 – Capacités MC obtenues pour des remplissages avec différents degrés d'aléa	39
Table II-5 – Différence de résistance due à l'effet de proximité comparée à un modèle analytique simple de l'effet de peau	42
Table II-6 – Nombre de nœuds pour le modèle magnétique d'encoche en fonction de la fréquence	46
Table II-7 – Notation adoptée pour la génération des netlists représentant les bobines moteurs	47
Table II-8 – Notation modifiée pour la génération des netlists à réduction d'ordre	52
Table III-1 – Nomenclature utilisée pour les différentes bobines et maquettes conçues Figure III-1	58
Table III-2 – Paramètres influant l'erreur de mesure à l'analyseur d'impédance Keysight E4990A	65
Table III-3 – Détail des capacités obtenues avec des modèles analytiques présentés sur la Figure III-17	70
Table III-4 – Proportion d'email en fonction du nombre de conducteurs en parallèle suivant l'IEC 60317-13	72
Table III-5 – Proportion d'email en fonction du grade de conducteur utilisé, suivant l'IEC 60317-13	74
Table III-6 – Résumé des variations d'incertitudes en fonction des variables de conception maquette	76
Table IV-1 – Configurations des simulations et mesures correspondantes pour la Figure IV-1	80
Table IV-2 – Permittivités et épaisseurs théoriques vis-à-vis des validations expérimentales sur Nomex 410	81
Table IV-3 – Capacités MC simulées et mesurées pour différentes configurations de bobinage	82
Table IV-4 – Variables de génération des bobines pour étude de l'impact du brassage des conducteurs	84
Table IV-5 – Temps de calcul pour obtention des courbes d'impédance de MD et de MC	91
Table IV-6 – Nombre de nœuds pour le modèle magnétique d'encoche en fonction de la fréquence	91
Table V-1 – Résumé des outils et étapes pour le calcul des indices de Sobol	98
Table V-2 – Variables et intervalles utilisés pour la génération des indices de Sobol	98
Table V-3 – Épaisseur de l'email en fonction du diamètre conducteur et grade isolant	99
Table V-4 – Moyenne et écart type des variables d'étude du plan d'expérience d'entraînement	101
Table V-5 – Indicateurs de qualité de la prédiction par métamodèle de type GPR	102
Table V-6 – Intervalles de calcul des indices de Sobol avec les derniers modèles	103
Table V-7 – Ratio écart type/moyenne pour les mesures, comparé aux prédictions simulées	105
Table VIII-1 – Validation du critère de $\lambda/10$ pour une ligne à transmission	128

I. INTRODUCTION

Les industriels aéronautiques, fortement impliqués dans la réduction des émissions de CO₂ de leurs avions et l'optimisation de leurs coûts d'exploitation, multiplient la recherche pour relever les nombreux défis technologiques la transition énergétique. Par conséquent, il existe un fort besoin d'optimisation des systèmes électriques. Afin de comprendre ce besoin, nous présenterons le contexte de ces travaux sur les moteurs électriques, ce dans une optique de réduction des perturbations électromagnétiques. L'état de l'art établi dans ce chapitre permettra ainsi de justifier la direction des travaux menés dans la thèse, mais aussi présenter un ensemble de problématiques de conception existantes dans les systèmes électromécaniques.

Au cours des chapitres 0 et 0, certains phénomènes physiques ou définitions connus du domaine de la CEM seront détaillés. Ce manuscrit, mêlant ce domaine à des problématiques de quantification d'incertitudes, des définitions supplémentaires seront aussi données au cours du chapitre V dans le but d'offrir une compréhension approfondie des indicateurs utilisés dans l'ensemble de ces domaines.

I.1 CONTEXTE DE L'ÉTUDE

I.1.1 Avion plus électrique et Avion tout électrique

En 2019, les avions du monde entier ont transporté des milliards de passagers, passant de 2,25 à 4,5 milliards entre 2006 et 2019, soit une multiplication par deux en moins de 15 ans [1]. Cependant, la croissance prévue s'est arrêtée avec la pandémie du COVID-19. L'activité économique et l'intérêt des passagers ont soutenu le redémarrage des vols à travers le monde, mais les niveaux sont restés inférieurs à 29 % en 2022 par rapport aux niveaux observés en 2019 [1]. Par ailleurs, la croissance annuelle devrait toujours atteindre 3 % chaque année au cours des prochaines décennies, doublant l'émission carbone de ce moyen de transport entre 2019 et 2050 [2] et pourrait contribuer entre 1,4 et 2,0 % au réchauffement anthropogénique mondial en 2100 [3]. Indépendamment des critiques émises à l'égard de ces prédictions [4], il existe un besoin évident de solutions pour réduire les émissions de CO₂. Trois axes principaux sont privilégiés pour viser la neutralité carbone :

Développement des technologies vertes : Cet aspect passe par l'amélioration des technologies des moteurs actuels, l'amélioration des rendements, la refonte complète des avions, incluant l'utilisation d'ailes volantes (cabine passager fondue dans une grande aile), l'utilisation d'hydrogène produit de manière durable et l'électrification de toutes les fonctions à l'intérieur de l'avion. Ces mesures contribueraient à réduire les émissions de CO₂ de 13 à 42 % [2].

Opération et infrastructure : En augmentant le facteur de charge (taux de remplissage) des avions, les émissions CO₂ ainsi préservées apporteraient une contribution aux objectifs zéro émission estimés entre 8 et 12 % [2]. Des améliorations significatives ont été apportées à cet égard, permettant de maintenir la consommation d'énergie des vols à un niveau stable entre les années 2000 et 2019, il est cependant probable que cela ne soit plus une source de gains futurs importants [5].

Carburants durables et compensation : Les carburants aéronautiques durables (SAF pour *Sustainable Aviation Fuel* en anglais) sont des carburants produits à partir de sources renouvelables. Cela couvre des cultures non alimentaires et alimentaires jusqu'à la valorisation de déchets et même la génération directe de carburants liquides à partir d'énergie (alliant H₂, CO₂ atmosphérique et électricité [7]). Ces technologies contribueraient à l'objectif neutralité carbone à hauteur de 4 % dans le scénario le plus pessimiste, et jusqu'à 50 % dans le cas d'une amélioration importante de ces technologies, avec une contribution pouvant aller jusqu'à 75 % dans le cas d'une utilisation massive de ces méthodes [2]. Un grand nombre de sources de SAF sont étudiées, telles que les algues [6], l'hydrogène, la génération de carburant à partir du CO₂ atmosphérique

[7], les cultures telles que le maïs, la canne à sucre, le blé, l'huile de palme et bien d'autres encore [8]. Ces technologies restent coûteuses [7][8], leur empreinte en eau reste plus importante que les énergies fossiles [7] et des recherches supplémentaires sont nécessaires pour réduire les coûts associés [7]-[8]. Par ailleurs, l'utilisation supplémentaire de terres arables et d'eau demandée par ces nouvelles solutions, supposée sans effets néfastes sur les productions déjà existantes dans [2], est remise en question dans [4].

Compenser l'impact carbone consiste à acheter des crédits carbone, équivalents aux émissions de CO₂ générées. Ces crédits positifs sont proposés par des entreprises qui absorbent du CO₂ [2][9]. Cette compensation est proposée comme un moyen temporaire pour atteindre la neutralité des émissions dans la plupart des scénarios, pouvant apporter une contribution entre 72 % (dans le cas où aucune amélioration majeure n'est apportée) et 0 % [2]. Cette solution n'est toutefois pas sans faille [9] et à mesure que plus d'entreprises utiliseront ce système, les coûts associés augmenteront [2].

La recherche est donc un levier majeur pour la réduction des émissions, la diminution du coût des technologies existantes et le développement des systèmes de rupture. Cette étude s'inscrit dans le cadre des développements technologiques nécessaires pour la diminution de l'impact carbone des avions. En effet, un élément clé de ces dernières années a été l'électrification des fonctions avioniques et des systèmes embarqués à l'intérieur de l'avion pour réduire les coûts liés à la maintenance et améliorer l'efficacité [10]. Traditionnellement, quatre vecteurs d'énergie sont dérivés de la puissance propulsive générée par le moteur, utilisant du carburant [10]-[13] : hydraulique, pneumatique, mécanique et électrique. Ces différents vecteurs d'énergie sont ensuite utilisés comme source d'énergie par un ensemble de sous-systèmes, comme montré sur la Figure I-1.

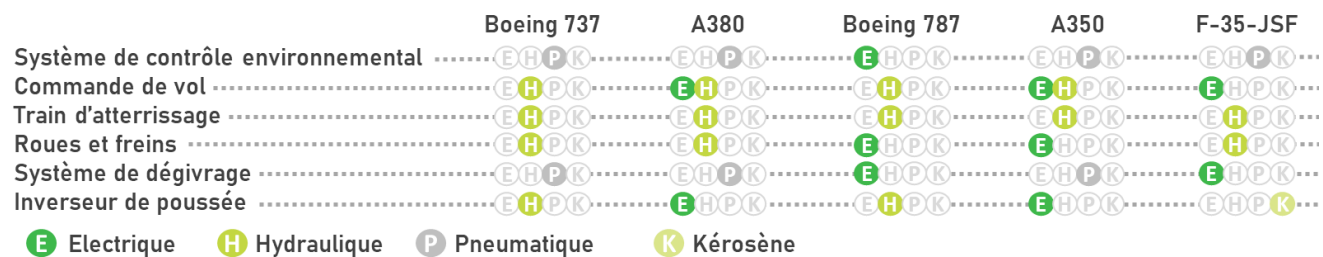


Figure I-1 – Pénétration des systèmes électriques par avion [10]

Cette division en différentes sources d'énergies n'est pas récente et cette dernière est présente depuis le début de l'initiative "More Electric Aircraft" (MEA) (Avion plus électrique) en 1993 [12][14]. Ces références démontraient que des économies de carburant significatives (plus de 2 %) pouvaient être réalisées sur les avions commerciaux en réduisant l'utilisation du système de "bleed" (prélèvement d'air haute pression au niveau des réacteurs). Cette réduction améliorerait aussi la fiabilité, la maintenabilité et l'accessibilité, et ce en remplaçant les sources d'énergie des sous-systèmes par des systèmes électriques [14]. Ces différentes améliorations ont effectivement réduit considérablement la consommation d'énergie des avions [2][5][10][15] avec toutefois des émissions constantes entre 2009 et 2019 pour le secteur du transport aérien, et ce suite à l'augmentation du nombre de vol [5]. L'initiative MEA, initialement prévue jusqu'en 2003 [12] est toujours un domaine de recherche actif et son champ d'application a été élargi pour inclure des considérations environnementales ainsi que l'avion tout électrique (All-Electric Aircraft, AEA). Les pôles de recherche prioritaires pour la réalisation de ces futurs avions sont [10][11] :

- **Batteries** : la densité énergétique stockée dans ces dispositifs doit être supérieure à 500 Wh/kg, soit le double des batteries actuellement disponibles dans le commerce, le kérosène étant à 12 kWh/kg. La fiabilité de ces technologies est également un sujet de préoccupation, en particulier suite aux problèmes des batteries lithium-ion à bord du Boeing 787 [10].
- **Générateurs et moteurs électriques à forte densité de puissance** : les moteurs doivent répondre aux exigences de poids et d'encombrement d'un avion. Par ailleurs, l'élimination ou la réduction des boîtes de vitesses présentes actuellement dans les architectures MEA améliorerait encore l'efficacité de

l'avion.

- **Électronique de puissance** : L'AEA embarquera et contrôlera de nombreux systèmes de plusieurs MW. Les pertes associées aux conversions d'énergies nécessaires doivent être minimisées pour diminuer la masse associée aux dispositifs de refroidissement et maintenir l'efficacité nécessaire.

De nombreux aspects, tels que la réduction de la traînée, de la masse embarquée, l'augmentation de la portance, de la sécurité et des niveaux de puissance transitant dans les distributions électriques peuvent contribuer à de telles réalisations. En conséquence, on observe donc un effort de recherche permettant d'améliorer la puissance des chaînes électriques embarquées pour atteindre ces objectifs. En outre, les chaînes électriques ne sont pas suffisamment fiables, efficaces et compactes pour remplacer tous les actionneurs d'un avion : en augmentant la compacité et non l'efficacité, les contraintes thermiques peuvent devenir ingérables [16] et entraîner une perte de fiabilité. Par ailleurs, l'optimisation de l'efficacité seule peut aboutir à des systèmes encombrants si la compacité n'est pas prise en compte.

La recherche de densification des systèmes électriques embarqués est donc à l'origine d'une modification profonde des systèmes de distribution d'énergie et les topologies de systèmes électriques embarqués [17]. Ces éléments seront par conséquent détaillés.

1.1.2 Augmentation de la puissance électrique embarquée pour optimisation des coûts des vols

Historiquement, pour alimenter les systèmes embarqués, une distribution électrique utilisant du courant alternatif (AC) directement créé par les génératrices était utilisée, fonctionnant à 115/200 V AC 400 Hz [17][18], tandis que le fonctionnement à fréquence constante était assuré par un système de contrôle [17]. Afin d'améliorer la fiabilité, de réduire les coûts récurrents et de raccourcir la durée des cycles de mission, une distribution électrique générant de l'électricité à fréquence constante à partir de la vitesse de rotation variable des réacteurs a été rendue possible grâce aux progrès technologiques en électronique de puissance [13][17][18]. L'augmentation des niveaux de tension (230/400 V AC) a permis une réduction des pertes et l'intégration dans les avions d'applications plus gourmandes en énergie [10][19].

Un changement de paradigme similaire est apparu ces dernières années : le passage à une distribution en courant continu à haute tension 540 V ou +/- 270 V, appelée "High-Voltage Direct Current" (HVDC), qui serait plus adaptée à la présence de nombreux stockages et de charges localisées, permettrait des gains de poids dans l'ensemble de l'avion. En effet, chaque kilogramme retiré est équivalent, sur toute la flotte mondiale d'avions, à une réduction de 5,4 tonnes de CO₂ par an [20]. Toutefois, cette transition se confronte à des problèmes de sécurité et de stabilité de l'alimentation qui doivent être pris en compte et résolus dans le cadre de programmes de recherche [18][20]. La conception typique d'une chaîne électrique embarquée MEA est présentée Figure I-2 :

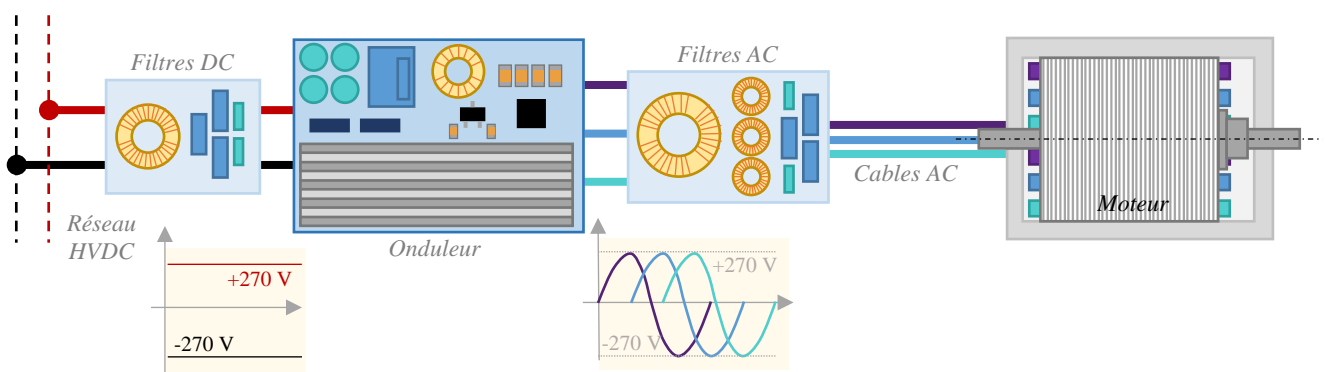


Figure I-2 – Chaîne électromécanique embarquée type pour l'avion plus électrique

Les éléments principaux de cette chaîne sont les suivants :

Moteur : le moteur est un élément clé, son rôle est de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette puissance mécanique rend possibles la climatisation [21], le “*green taxiing*” [22] et le fonctionnement de nombreux systèmes. Une gamme importante de technologies est utilisée pour les systèmes MEA, en fonction de l'environnement de travail, de la charge, de la robustesse et de l'efficacité requises [23]. Les recherches actuelles visent à augmenter leur puissance tout en réduisant leur masse, utilisant des modèles numériques, des optimisations paramétriques [24]-[26] ainsi que de l'optimisation topologique [27][28]. Ces composants peuvent en effet avoir des densités massiques entre 2,5 et 8 kW/kg, montant jusqu'à 10 kW/kg dans des cas spécifiques avec un rendement entre 88 et 95% [29].

Onduleur : Les chaînes de transmission électromécaniques devant être contrôlées, les onduleurs ont pour fonction de piloter les moteurs en régulant leurs vitesses et leurs couples. La tension continue provenant du réseau HVDC est convertie par ces composants de façon à assurer cette fonction. En tant que composant central des chaînes électromagnétiques et source de pertes (rendement typique entre 95 et 98,5%), de nouvelles topologies d'onduleurs font l'objet de nombreuses études [12][20][30]. Par ailleurs, et de par leur fonctionnement, ces composants sont à l'origine de nombreux problèmes de compatibilité électromagnétique [20][21][31].

Filtres DC et AC : les filtres assurent la compatibilité électromagnétique (CEM ou *EMC* en anglais) entre les différents systèmes. Un système doit être robuste aux agressions des interférences électromagnétiques (IEM ou *EMI* en anglais) tout en limitant ses propres émissions. En effet, les émissions sont réglementées par la norme DO-160G, section 21 pour les systèmes embarqués. Chaque composant de la chaîne électromagnétique a un impact sur l'émission et la sensibilité aux IEM : les câbles DC et AC (longueur, blindage...), les filtres, l'onduleur et le moteur. Ces systèmes, de masse non négligeable, doivent être allégés pour réduire les émissions des avions [20][21][32][33].

Câbles : la taille et la longueur des câbles dépendent de l'application. Dans des cas particuliers, le moteur peut se trouver à 20 mètres de l'onduleur [21]. Les câbles sont une source importante de couplages électromagnétiques : en 1987, Boeing les considérait comme la première cause (60 % des cas) de couplage en CEM [34]. Des câbles blindés sont utilisés pour atténuer le couplage et, par conséquent, les interférences électromagnétiques. Cependant, ils sont plus lourds, plus chers et moins flexibles que leurs homologues non blindés [21][34][35].

Le moteur et l'onduleur sont généralement conçus pour fournir une puissance mécanique au système ; les câbles, quant à eux, dépendent de l'application. Enfin, les filtres garantissent que le système transmet peu d'IEM dans son environnement. Ces interférences devant être limitées au vu de réglementations normatives et les nouvelles technologies d'onduleur pouvant ajouter des perturbations précédemment peu rencontrées, la limitation de ces effets parasites devient un enjeu clé de la densification des systèmes d'énergies.

1.1.3 Interférences et Compatibilité électromagnétique

Les IEM font référence à la perturbation involontaire du fonctionnement d'un dispositif électronique due à l'influence d'ondes électromagnétiques. Ces ondes indésirables peuvent interférer avec le fonctionnement normal des équipements électroniques, entraînant des erreurs, des pertes de données, des dysfonctionnements ou des dégradations prématurées [36]. Ces interférences peuvent être transmises par rayonnement ou par conduction. La gestion des interférences électromagnétiques est donc cruciale dans des domaines tels que l'électronique, les télécommunications, les systèmes embarqués, l'aérospatiale, et d'autres secteurs où des équipements sensibles interagissent dans un environnement électromagnétique complexe. Tout système électrique émet des IEM et y est sensible de différentes manières. Trois axes sont étudiés pour assurer le bon fonctionnement de tous les systèmes [37].

- Diminuer la génération des perturbations directement à la source,
- Augmenter la résilience du récepteur aux interférences,

- Diminuer les couplages entre la source et le récepteur.

Les interférences électromagnétiques émises en rayonnement et en conduction par un système donné sont encadrées par de nombreuses réglementations, dépendantes de sa gamme de puissance, son utilisation (domestique ou privée) et son environnement [38]. Dans le cas des avions civils, la réglementation DO160, présentée sur la Figure I-3, limite les émissions conduites pour les systèmes embarqués.

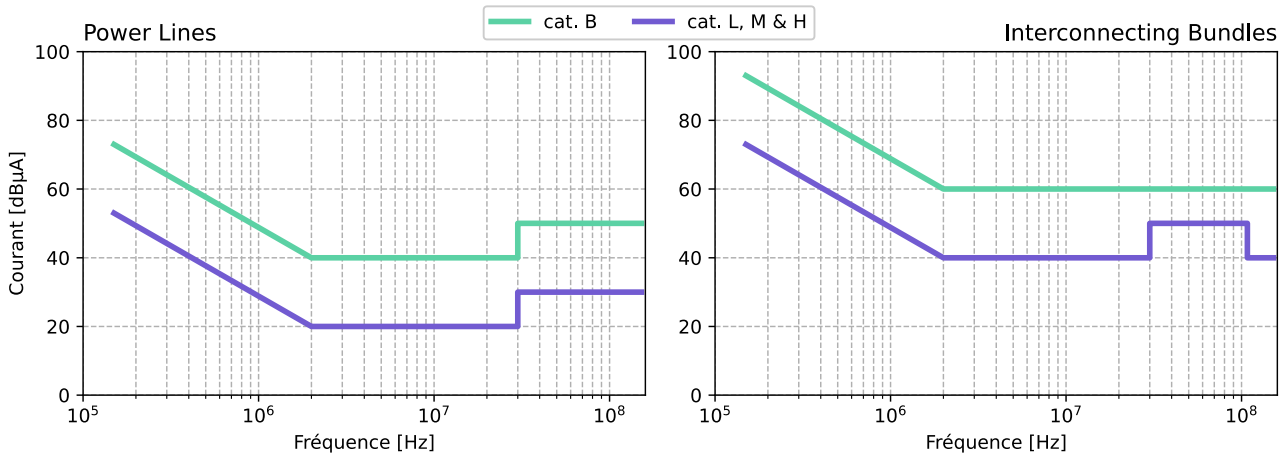


Figure I-3 – Réglementation DO160, Section 21

Les systèmes doivent être conçus pour émettre dans les limites fixées par la DO160 et résister aux interférences, et ce en fonction de l'environnement spécifique dans lequel ils fonctionneront tout au long de leur cycle de vie. "Power Lines" définit la norme maximale admissible des courants de Mode Commun (voir définition Section I.2.1) transmis au réseau HVDC à chaque fréquence, tandis que "Interconnecting bundles" fixe des limites aux courants de MC maximal circulant dans les câbles de puissance, se rebouclant par le plan de masse après la conversion de l'onduleur (voir Figure I-4).

La CEM est donc le domaine qui garantit le bon fonctionnement de tout système par rapport à son environnement électromagnétique et sa conformité à la réglementation. Les problématiques CEM sont toutefois souvent reléguées au second plan jusqu'à ce qu'un problème émerge au cours des essais ou du fonctionnement normal d'un produit conçu. En conséquence, les correctifs visant à résoudre les problèmes de CEM sont fréquemment appliqués lors de la phase d'essai, voire pendant la production du produit. Cette approche peut conduire à l'adoption de solutions insatisfaisantes sur le plan de l'efficacité et s'avérer inutilement coûteuse. Ainsi, la non-prise en compte des questions de CEM peut entraîner des effets indésirables à différentes étapes du processus de développement [39]. En dépit des progrès récents dans cette discipline, la CEM contraint les concepteurs à l'ajout de dispositifs de filtrage encombrants sur les futurs équipements. Dans le cas des applications aéronautiques et des topologies d'onduleurs classiques, le filtrage passif peut représenter entre 28 et 40 % [21][40] de la masse du noyau de puissance et 65 % du poids total de la chaîne (excluant les câbles et le moteur) [20][41]. Les topologies innovantes peuvent améliorer cette proportion, mais n'inversent pas encore ce constat [20].

L'essentiel est de modéliser les phénomènes de CEM le plus tôt possible dans le processus de conception [39], permettant ainsi d'optimiser les performances et la masse globales du système. Dans cette optique, un ensemble de projets de recherche est nécessaire pour investiguer les solutions pouvant limiter l'effet de ces perturbations.

1.1.4 Projet OCEANE

Dans ce contexte industriel, le projet OCEANE (Optimisation CEM d'une chaîne de forte puissance) a été créé dans le cadre des "French Institutes of Technology" (FIT), organisme chargé des Instituts de Recherche

Technologiques (IRT). Financé par des fonds publics et privés, le rôle de ces IRT est de piloter des programmes de recherche couplés à des plateformes technologiques, ainsi que d'effectuer des travaux de recherche et développement orientés vers les besoins des marchés au meilleur niveau international. L'IRT Saint Exupéry, situé à Toulouse, a pour mission la supervision des axes de recherches en lien avec l'industrie aéronautique. Des projets antérieurs de recherche ont permis de prédire le comportement des câbles [21] et les interférences électromagnétiques générées par les topologies d'onduleurs "full bridge", "flying cap" et "Neutral Point Clamped" [20] ainsi que la conception prédictive de filtres passifs [20][21]. Dans la continuité de ces axes de recherche, le projet OCEANE inclut quatre nouveaux lots détaillés dans la Table I-1 :

Table I-1 – Organisation des lots du projet OCEANE au sein de l'IRT

Projet OCEANE		
Lot	Description	Partenaires
Lot 1	Développement d'un modèle prédictif d'un moteur triphasé forte puissance en vue d'une optimisation globale de la chaîne électrique à l'aide des outils MDO	SATIE, Liebherr Aerospace
Lot 2	Évaluation des techniques de filtrage actif : réduction du bruit CEM en temps réel dans une chaîne électromécanique.	Technical University of Dortmund, Airbus
Lot 3	Fabrication de topologies innovantes de convertisseurs de forte puissance (performances visées 1 MW par phase à 25 °C).	DEEPConcept, ICAM, LAPLACE, Airbus
Lot 4	Intégration aéronautique d'une chaîne de puissance – Impact sur la compatibilité électromagnétique	Safran

Le sujet de cette thèse s'inscrit donc dans les objectifs du Lot 1. Le moteur n'était jusqu'alors pas considéré comme une variable de conception pour minimiser les interférences électromagnétiques, bien qu'étant un élément clé de tous les systèmes électriques embarqués. Les objectifs sont par conséquent les suivants :

- Établir un état de l'art des conséquences et origines des interférences électromagnétiques dans les moteurs,
- Résumer les approches de modélisation actuellement utilisées,
- Clarifier les méthodes de mesure de ces phénomènes,
- Faire un inventaire des techniques d'atténuation des perturbations électromagnétiques les plus courantes,
- Proposer une méthodologie pour estimer la contribution des moteurs à la propagation des interférences électromagnétiques.

Ainsi, la première étape visant à fournir un descriptif aussi complet que possible des problèmes d'IEM dans les moteurs servira de fil conducteur pour la partie suivante.

I.2 ÉTAT DE L'ART DES PROBLÈMES IEM MOTEURS, LEURS ATTÉNUATIONS ET LES TECHNIQUES DE MODÉLISATION PRÉDICTIVE

Ces dernières années, les moyens de mesures et la prédiction des interférences électromagnétiques se sont multipliés et de nombreuses approches ont été développées grâce à un ensemble de travaux universitaires et privés. Ces derniers cherchent à comprendre l'origine des perturbations dans le but de les prédire lors de la phase de conception. Ce travail a été largement réalisé sur les convertisseurs, car ils sont la principale source de perturbation. En revanche, concernant les moteurs, le sujet reste un domaine de recherche actif, car le comportement à haute fréquence est à la fois difficile à modéliser et nécessite des temps de calculs importants. L'objectif de ce chapitre est par conséquent de fournir une vue d'ensemble des principaux phénomènes IEM dans le moteur, la manière dont ils peuvent être quantifiés sur des bancs d'essai et les dernières approches utilisées pour prédire ces perturbations.

1.2.1 Source des IEM, Mode Commun et Mode Différentiel

Les moteurs font depuis longtemps partie des chaînes électriques. Leur utilisation, leur type et leur puissance varient considérablement d'une application à l'autre. Cependant, une source commune de défaillance est due aux interférences électromagnétiques, responsables de la dégradation prématurée des roulements et des bobinages. Cet aspect peut être à l'origine de pannes, voire de la destruction de l'actionneur [23][42]. Les interférences électromagnétiques doivent être maintenues sous un certain niveau, car elles peuvent avoir un impact significatif sur la durée de vie du produit.

Dans le comportement normal d'un système triphasé équilibré, la tension moyenne fournie est nulle, ce qui signifie que toute la puissance est transmise à une unique fréquence, celle du fonctionnement du système. En théorie, cela se traduit par des tensions triphasées équilibrées et un point neutre à tension nulle par rapport à la référence de masse.

Cependant, les actionneurs électriques ne sont jamais vraiment symétriques ni parfaits, et il en va de même pour les systèmes qui transmettent la puissance jusqu'aux différentes phases de l'actionneur [42]. Les onduleurs câbles, connecteurs et moteur présentés Figure I-2 sont concernés. Il en résulte des courants indésirables circulant dans les bobines de l'actionneur, les câbles, les empilements de tôles, les roulements à billes, l'arbre de transmission et les tresses de masse. [20][21][42]. Les courants IEM sont traditionnellement divisés en deux types : Le Mode Commun (MC ou *CM* en anglais) et le Mode Différentiel (MD ou *DM* en anglais) présenté Figure I-4:

- **Courants de Mode Différentiel (MD)** : Les courants de MD représentent la composante qui circule via les chemins de puissance. Les courants de MD sont inhérents aux systèmes de transmission de données et de puissance, puisqu'ils relèvent du fonctionnement même de ces systèmes. Tous les courants de MD ne sont toutefois pas désirables et doivent ainsi être limités lorsqu'ils perturbent le bon fonctionnement des systèmes. Ils sont présentés en vert Figure I-4.
- **Courant de Mode Commun (CM)** : Les courants MC font référence à la composante du courant qui circule dans le même sens sur tous les conducteurs d'un système électrique par rapport au point de référence (terre ou châssis) et se rebouclant par cette dernière. Les courants de MC peuvent résulter de sources externes telles que les interférences électromagnétiques (IEM), les défauts de masse, ou des éléments internes à la conception qui induisent des courants dans le même sens sur tous les conducteurs du système. Des dispositifs de filtrage et de blindage sont souvent utilisés pour minimiser les effets néfastes des courants de MC. Ils sont présentés en rouge Figure I-4.

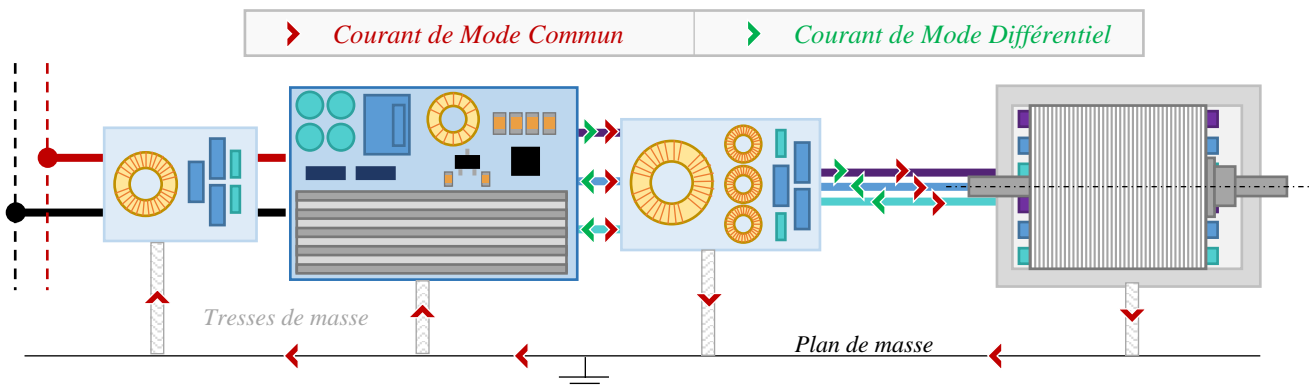


Figure I-4 – Trajets possibles des courants MD et MC dans une chaîne de puissance embarquée

Ces deux modes ne sont pas sans interaction. Des transferts de mode peuvent intervenir lorsque des interférences de MC sont converties en interférences en MD, ou vice versa. Cela peut se produire en raison

de déséquilibres d'impédance, de couplages électromagnétiques, ou d'autres phénomènes liés à la conception ou au fonctionnement des systèmes électriques.

La Figure I-4 présente la circulation de ces différents courants au sein d'une chaîne embarquée. Ces conventions sont efficaces lorsque l'on considère les systèmes électriques avec pour but de limiter les courants indésirables.

Certains de ces courants ont un impact direct sur les moteurs : des courants de circulation, les courants de paliers, les courants entre le rotor et la masse, les surtensions, les décharges partielles et le transfert de mode sont des problématiques traitées dans de nombreux ouvrages [20][21][42]-[104], détaillé et discuté de la Section I.2.2 à la Section I.2.6. La définition d'un courant en MC ou MD est subjective, elle dépend de la référence de masse et des chemins de propagations supposés privilégiés. Par exemple, un courant se bouclant dans la carcasse d'un moteur est souvent classé en MC alors que ce courant ne passe pas dans la référence de masse. En conséquence, la compréhension de l'origine et des moyens de couplage de chaque phénomène est essentielle pour cibler des solutions pour leur atténuation. Une vue d'ensemble sera fournie avec les dernières approches de simulation.

I.2.2 Courant de paliers, électroérosion et courant de mode commun

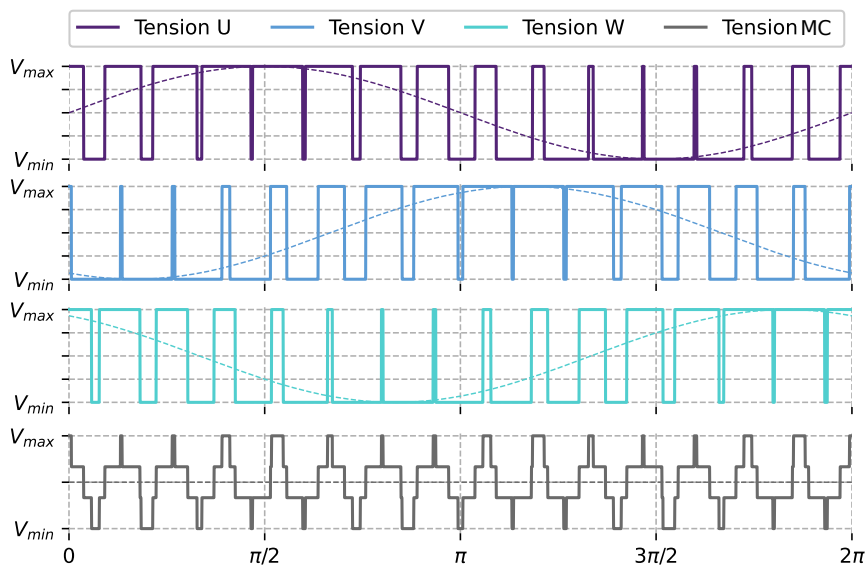


Figure I-5 – Tensions fournies par un onduleur triphasé parfait utilisant la modulation SPWM et tension de MC résultante

L'un des effets les plus connus dans un moteur concerne les courants de paliers. Très largement couverts dans la littérature, ils peuvent endommager le moteur et provoquer une défaillance prématurée du système [42]. Lors de son fonctionnement nominal, un moteur est alimenté par une tension sinusoïdale ou une tension hachée à l'aide d'une technique de type MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion ou *Pulse Width Modulation*, PWM en anglais). Cette dernière, qui a pour but de générer une commande triphasée, est réalisée par un onduleur comme montré sur la Figure I-5. La somme des tensions triphasées instantanées étant non nulle, il existe une différence de potentiel entre les câbles du moteur et le plan de masse. Des courants de circulations de MC apparaissent donc. La circulation dans la carcasse de ces courants est proche de celle illustrée sur la Figure I-6. Il en résulte une différence de potentiel entre la bague intérieure et extérieure des roulements à billes.

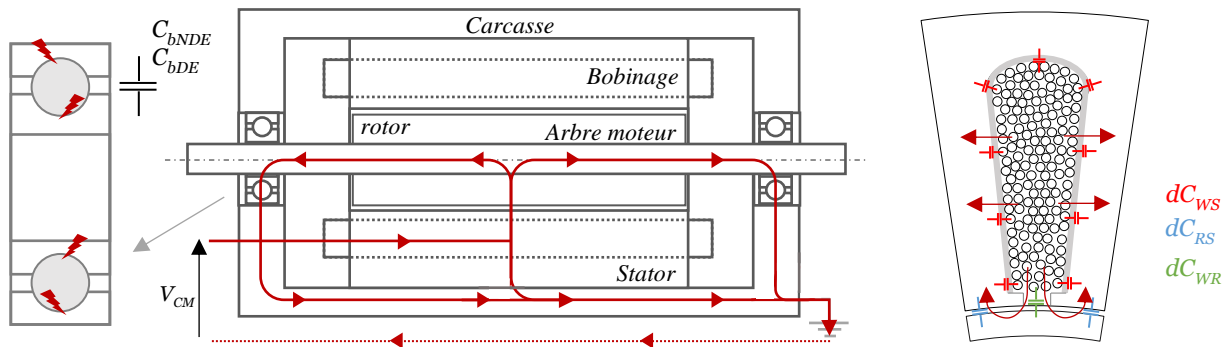


Figure I-6 – Chemins privilégiés des courants MC à l'intérieur d'un moteur triphasé

Lorsque cette tension est suffisamment élevée, un arc électrique apparaît (*EMD* en anglais) et peut localement chauffer et endommager à la fois le lubrifiant et les parties métalliques du roulement (bagues intérieures, extérieures et billes). Cela se manifeste par des piqûres (*pitting*), des abrasions continues (*frosting*) ou formant des cannelures perpendiculaires au chemin des billes (*fluting*). Ces soudures et ces étincelles se retrouvent sur toutes les pièces en contact avec les billes des roulements et altèrent le lubrifiant [42][43]. Mesurer le courant de décharge dans les roulements s'avère difficile : placer un appareil de mesure de type ampèremètre en série est difficilement réalisable, car intrusif. Le placer en parallèle des roulements crée un nouveau chemin de propagation, modifiant la répartition des tensions et de courant et donc les valeurs de ces derniers. Seule une valeur approximative peut être évaluée sans avoir recourt à des méthodes intrusives [44].

La tension de roulement a en réalité deux origines principales. La première est causée par une asymétrie dans la conception du moteur (rotor excentré, impédances non égales entre les différentes phases, asymétrie de l'empilement de tôle). La deuxième est la conséquence des tensions générées par l'onduleur [42][45], comme le montre la Figure I-5, sous la forme d'une tension de MC non nulle. Cette dernière semble être la plus importante pour les moteurs alimentés par onduleurs [46].

Pour prédire cette tension, le "*Bearing Voltage Ratio*" (BVR) est un schéma équivalent courant pour simuler la tension de palier à partir de la tension MC [47]. En supposant qu'aucune décharge n'ait lieu, la tension de MC se répartit dans un réseau capacitif. La Figure I-7 présente un modèle avec cinq capacités principales :

- C_{ws} : Capacité entre le bobinage et le stator. C'est le plus souvent la capacité la plus élevée.
- C_{wr} : Capacité bobinage - rotor (potentiel conducteurs-rotor à travers l'ouverture des encoches)
- C_{rs} : Capacité entre le stator et le rotor
- C_{bDE} : Capacité des roulements côté entraînement (*Drive End*) (le plus proche de la charge)
- C_{bNDE} : Capacité des roulements côté opposé à l'entraînement (*Non Drive End*)
- V_{CM} : Tension Mode Commun à l'entrée du moteur

On suppose que l'arbre du moteur est isolé électriquement de l'arbre côté charge. L'apparition d'un arc peut ainsi être modélisée à l'aide d'interrupteurs placés au niveau des capacités C_{bDE} et C_{bNDE} . Le passage de l'un de ces interrupteurs d'ouvert à fermé décharge les capacités et génère les forts courants présents lors de ces phénomènes.

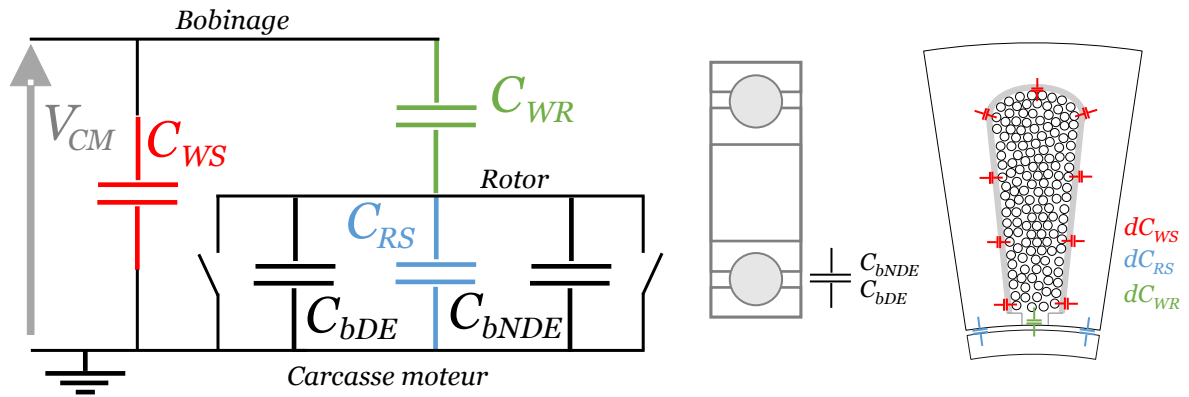


Figure I-7 – Représentation du “Bearing Voltage Ratio” avec capacités localisées sur un moteur

Cet outil est efficace pour estimer les tensions de roulements. Son principal inconvénient réside dans la complexité à obtenir les valeurs de capacité pour chaque élément. La mesure du courant circulant dans l'arbre moteur et les paliers est possible, mais nécessite d'insérer un enroulement de Rogowski dans le bâti du moteur, autour de l'arbre [44][48].

La réglementation DO160 section 21 en « Power Lines » présentée sur la Figure I-3 ne pose une limite que sur les courants circulants dans le plan de masse. Une méthode courante pour diminuer ces courants consiste à utiliser des câbles blindés, limitant ainsi la boucle des courants MC circulant dans la carcasse du moteur et réduisant les émissions radiofréquences. Cette solution crée toutefois un chemin privilégié pour le retour du courant vers l'onduleur à travers le blindage, augmentant de ce fait les couplages capacitifs et inductifs et donc la norme des courants MC mesurée du côté DC qui est limitée par la norme «Power Lines» [21].

1.2.3 Courants de Mode Différentiel, surtensions et décharges partielles

Les moteurs triphasés sont alimentés par les tensions générées par l'onduleur. La première harmonique dicte la vitesse à laquelle le moteur tourne, convertissant l'énergie électrique en énergie mécanique. Cependant, comme la montre la Figure I-5, cette tension n'est pas purement sinusoïdale et une tension de MD haute fréquence (HF) apparaît entre deux phases du moteur. Il en résulte des courants HF circulant dans les phases du moteur, comme montré en vert sur la Figure I-4. Ces courants ne sont pas toujours dangereux pour le fonctionnement du système conçu, mais peuvent en revanche l'être pour un autre système connecté.

Dans le cas d'une désadaptation d'impédance entre la charge et les lignes de transmission, lorsqu'il y a un déséquilibre d'impédance entre la ligne de transmission (câble) et la charge connectée à cette ligne, une partie de l'énergie de l'onde en MD est réfléchi en arrière le long de la ligne. Cette réflexion d'onde peut entraîner une surtension à l'endroit où l'onde est réfléchi [49]. Cette surtension augmente considérablement le nombre de décharges partielles dans les bobines du moteur [50].

Les décharges partielles (DP) se caractérisent par l'apparition de plasma entre la partie conductrice du conducteur et son isolation ou au sein même des isolants. Des arcs répétitifs apparaissent et finissent par endommager l'isolation et peuvent entraîner des courts-circuits [50]. Comme pour les courants de paliers, les arcs de décharge partielle ne se forment que si le niveau de tension dépasse le niveau de rupture d'une couche diélectrique [51]. Si les DP ne dépendent pas du temps de montée des semi-conducteurs, elles semblent dépendre de la tension interspire, de la température et de la pression atmosphérique [52].

Étant donné que les nouvelles technologies de semi-conducteurs, notamment le SiC (Carbure de Silicium) et le GaN (Nitrure de Gallium), visent à diminuer le temps de commutation, augmenter la fréquence de découpage et les niveaux de tension, ces phénomènes prennent de l'importance et seront critiques dans les années à venir. [21][49]-[53].

1.2.4 Méthodes de caractérisation de l'impédance d'un moteur

La caractérisation et la simulation de l'ensemble des phénomènes présentés plus haut demande de connaître l'impédance du système étudié, incluant câbles, filtres et charges. La simulation est généralement faite en dissociant le MC et le MD et établissant des circuits d'impédances distincts pour ces deux modes [20][21][49]. Déterminer les impédances d'un moteur est donc un élément central de la modélisation HF et leurs connaissances permet de déduire les courants directement de la source de tension imposée, et ce sur une large bande de fréquence.

Mesures directes sur un moteur :

À l'aide d'une série de mesures, effectuées avec le rotor au repos [54] ou entraîné par un moteur externe [55], chaque capacité présente sur la Figure I-7 peut être identifiée et ajoutée au modèle BVR. Cette méthode est rapide et peu coûteuse tant que l'on dispose des moteurs à modéliser. Cette approche n'est par conséquent pas adaptée pour la conception de moteur. De façon similaire, les impédances de mode différentiel peuvent être déterminées à l'aide d'un ensemble complémentaire de mesures [54].

- **Prédiction par des méthodes analytiques :**

L'estimation de la capacité C_{WS} (Figure I-7) est possible à l'aide d'équations analytiques [55][56][57], mais elle n'est fiable que pour les moteurs avec des conceptions simples et un petit nombre de conducteurs par encoche [55][58]. L'estimation analytique de C_{WR} et C_{RS} n'a pas été traitée de manière approfondie, car aucune étude ou article n'a été publiée sur ce sujet. Ces capacités, caractérisées entre les conducteurs dans les encoches et le stator d'une part (C_{WR}) et entre le stator et le rotor peuvent être difficiles à évaluer analytiquement, car dépendantes de la position relative du rotor par rapport au stator et aux conducteurs présents dans les encoches

Les capacités C_{bDE} et C_{bNDE} dépendent directement de la cinétique des lubrifiants en rotation au sein des roulements et de leurs propriétés électriques [59][60]. La densité, le niveau de pollution, la température du lubrifiant ainsi que la charge mécanique de l'arbre moteur peuvent donc avoir un impact majeur sur le nombre de décharges dans les roulements [61]. Leur prédiction pour une machine en rotation demande la modélisation d'un ensemble complexe de phénomènes dans des domaines physiques variés (mécanique des fluides, mécanique, électrique) [59][60].

- **Estimation par les méthodes des éléments finis :**

L'estimation de C_{WS} , C_{WR} et C_{RS} a été réalisée dans divers travaux [21][55][62]-[66], à l'aide de la méthode par éléments finis (MEF ou *FEM* en anglais). Cet outil permet d'atteindre un haut degré de précision. Cependant, un nombre important d'entrées est nécessaire pour chaque modèle et les incertitudes associées à ces entrées peuvent rendre ces approches chronophages, à la fois en termes de paramétrage qu'en temps de calcul.

Aucune approche par MEF n'a été développée pour les roulements. De plus, la grande majorité des travaux concernant les risques d'apparition d'arc électriques dans les roulements ou l'estimation de la capacité des roulements sont expérimentaux. Aucune étude théorique sur les capacités des roulements autre qu'à billes (à rouleaux -sphériques, -cylindriques, -coniques, à aiguilles ou à rotule sur rouleaux) n'a été trouvée.

1.2.5 Techniques d'atténuation des IEM

Avec cet ensemble d'approches disponibles et les problèmes critiques posés par les IEM, les méthodes d'atténuation et leurs simulations associées sont également un sujet très actif dans la littérature scientifique. Ces méthodes peuvent être divisées en trois catégories :

- Réduire les asymétries, sources de perturbations, générées par l'onduleur ou le moteur :

L'atténuation de la source peut se faire en utilisant des méthodes de MLI [67]-[70] optimisées pour la réduction du bruit de MC ou en utilisant des commutations dites douces (*Zero Voltage Switching*)[71]. Une autre possibilité consiste à utiliser des topologies d'onduleurs innovantes (quatrième bras présent sur le neutre [72], onduleur hexaphasé [73], topologies multiniveaux [20]). Ces dernières sont plus complexes, mais efficaces pour réduire les bruits CEM tout en augmentant les rendements des systèmes et chaînes de conversions d'énergies. Certains travaux notent l'importance d'éviter les moteurs avec des enroulements à nombre fractionnaire d'encoches pour les aspects CEM. Ces machines, dans lesquelles le nombre d'encoches par paire de pôles et phase n'est pas un nombre entier, mais une fraction, augmenteraient les transferts de mode MD vers MC et par conséquent les courants de palier [74].

- Améliorer la robustesse du moteur aux décharges dans les roulements

L'approche privilégiée dans ce cas consiste à ajouter un système de mise à la terre à des endroits spécifiques. Des balais permettant la mise à la terre de l'arbre ou court-circuitant les roulements peuvent être placés pour empêcher les décharges partielles de se produire dans les roulements du moteur [42][75]. Le blindage des encoches moteur avec mise à la terre peut réduire considérablement C_{WR} [75]-[80]. Cependant aucune information n'est disponible sur l'impact de ces solutions sur les émissions conduites. Ces courants représentant toutefois qu'une fraction des chemins de propagations des courants de MC, présenté Figure I-6, les modifications sur le spectre de fréquence sont supposées limitées .

Par ailleurs, et ce pour réduire les courants de palier, le changement de technologie en faveur de roulements en céramique ou de roulements revêtus céramiques peut réduire de manière significative voir éliminer les courants dans les roulements avec toutefois un impact important sur le coût [81].

- Filtrer ou atténuer les perturbations en amont du moteur

Les techniques d'atténuation sont multiples et variées. La plus courante est l'usage de filtres CEM passifs en MC et MD [20][21][32][33][41][67]. Cette méthode permet de limiter les IEM conduites. Toutefois, l'ajout de filtres représente une masse considérable peu favorable aux applications aéronautiques. Des inductances couplées peuvent être créées comme présenté Figure I-8, combinant des inductances MC et MD et permettant ainsi d'optimiser les systèmes de filtrages par rapport aux conceptions conventionnelles, séparant les inductances [82][83].

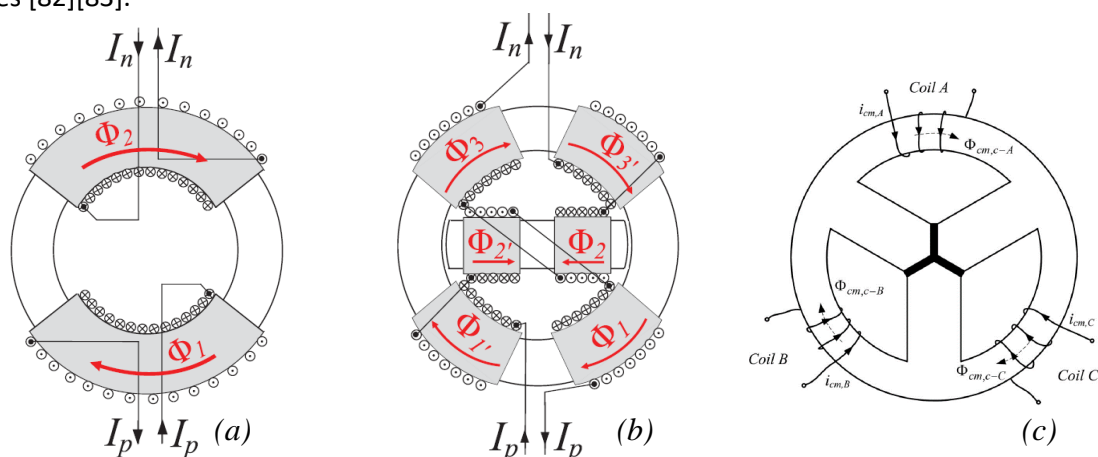


Figure I-8 – Inductances MC DC (a) avec exemples de couplage en MD pour courant DC (b) et AC (c) [82][83]

Des travaux récents sur le filtrage CEM actif montrent des résultats prometteurs en termes de gains de masse, en utilisant des amplificateurs opérationnels [84]-[86] ou des techniques numériques sur systèmes intégrés sur puce (SoC) [87]-[90], le principal inconvénient étant lié à la difficulté de mise en œuvre.

La solution explorée dans notre étude est en lien avec la modification de la conception du moteur pour minimiser le recours à ces différentes techniques d'atténuation. En prenant en compte les contraintes CEM dans le processus de conception du moteur, il pourrait être envisageable de réduire les émissions conduites, minimisant ainsi le besoin de dispositifs de filtrage.

1.2.6 Simulation « circuit » et caractérisation d'impédance

Comme détaillé Section 1.2.4, la méthode la plus courante pour prédire les émissions conduites consiste à représenter le moteur sous forme d'impédances. Une majorité d'articles obtiennent les valeurs d'impédance à partir de mesures [92]. Couplées à une modélisation circuit, ces dernières permettent de prédire les émissions conduites à la fois en MD et MC. Cette approche n'est cependant pas totalement prédictive, car un exemplaire du moteur étudié est nécessaire.

En utilisant une modélisation par éléments finis, la caractérisation de tous les éléments capacitifs, inductifs et résistifs peut être effectuée pour une bobine au sein d'une encoche. Un circuit équivalent peut être généré, ce qui permet alors de prédire les impédances des bobinages machine. Différents phénomènes d'intérêts (MC, MD ou surtensions) peuvent être simulés [55][65][66][92]-[105]. Ce processus est résumé sur la Figure I-9. La Table I-2 donne une vue d'ensemble des travaux récents de modélisation prédictive HF. Ce processus peut être résumé en quatre étapes :

- Construction de la géométrie : à l'aide des paramètres de conception, une géométrie de moteur est construite, les conducteurs sont placés dans les encoches et les propriétés physiques sont attribuées à tous les composants [55][65][66][91]-[104].
- Calcul électromagnétique : des matrices d'impédance sont extraites, correspondant à l'ensemble des conducteurs. Le plus souvent, la MEF 2D est utilisée [65][66][92]-[102][104][105], bien que des mesures et des équations analytiques peuvent être ajoutées pour représenter les pertes diélectriques [55] ou la profondeur de pénétration dans les tôles magnétiques [94][104]. Dans certains cas, les inductances et résistances sont estimées à l'aide d'équations analytiques [55][91][103] ou de modèles 3D MEF pour les têtes de bobines [100].
- Génération du circuit électrique : un circuit électrique est généré, correspondant à une configuration du moteur, avec les valeurs d'inductance, de résistance et de capacité fournies par les simulations électromagnétiques. Un environnement Spice est traditionnellement utilisé lors de cette étape [55][65][66][91]-[105].
- Prédiction d'impédance : les circuits sont simulés dans diverses configurations pour extraire des impédances correspondant aux conditions de mesures. Dans le cas des simulations des surtensions, le comportement temporel peut également être prédit à l'aide de cette méthode [66][96]-[98][100][101][105].

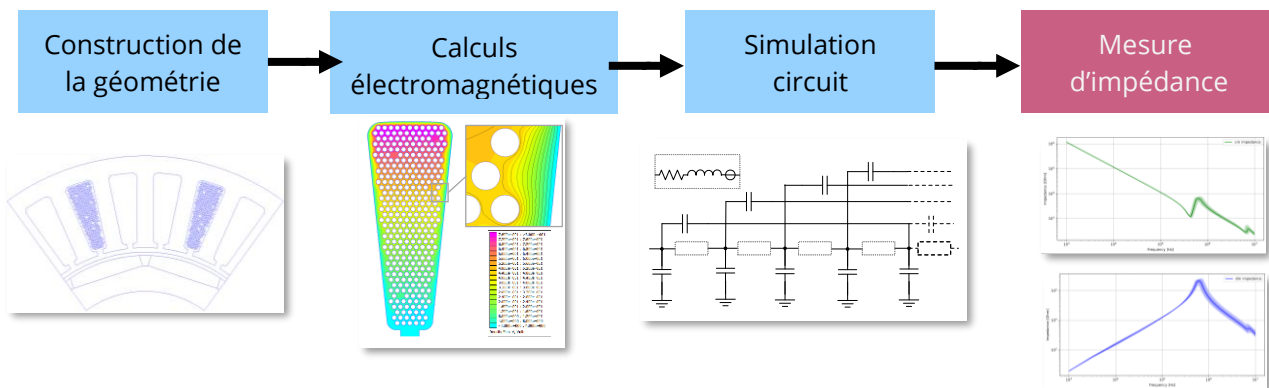


Figure I-9 – Processus de simulation prédictive d'impédances machine

Des formulations analytiques peuvent être utilisées à la place des méthodes plus coûteuses en calculs (telles

que la MEF). Elles sont toutefois limitées à des configurations simples, et donc peu précises à haute fréquence [103] où le comportement est défini par des éléments parasites.

La Table I-2 décrit avec plus de détails les particularités des travaux des cinq dernières années traitant de sujets similaires. Cette dernière détaille l'année de publication de ces travaux, la provenance géographique et l'investigateur considéré comme principal de la thématique de recherche. Ces articles seront discutés plus en détail.

Table I-2 – État de l'art de prédiction HF de l'impédance moteur

RÉFÉRENCE – ANNÉE – ORIGINE	DOMAINE T/F	SIMULATION MAGNÉTIQUE	SIMULATION ÉLECTROSTATIQUE	VALIDATION	PARTICULARITÉ
[101] – 2023 – ÉTATS-UNIS (FORD)	T/F	2D MEF Couplé transitoire à pas de temps		✓ (domaine temporel)	5 machines à bobinage aléatoire
[93][94][104] – 2022 – BELGIQUE (SIEMENS)	F	2D MEF	2D MEF	✓	H(f,x) dans les tôles R _{nm} inclus
[99] – 2022 – ESPAGNE (UNIVERSITY OF MONDRAGON)	F	2D MEF	2D MEF	✓	Validation jusqu'à 100 MHz
[100] – 2021 – BRÉSIL (UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO)	T/F	2D & 3D MEF	2D & 3D MEF	✓ (domaine temporel)	Rotor inclus 3D pour les têtes de bobines
[102] – 2021 – CORÉE DU SUD (ULSAN NATIONAL INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY)	F	2D MEF	2D MEF	✓	Conséquence sur les courants MC
[103] – 2021 – ALLEMAGNE (TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN)	F	Analytique	Analytique	✓	Approche totalement analytique
[98] – 2019 – ALGÉRIE (MOULOUD MAMMERI UNIVERSITY)	T/F	2D MEF	2D MEF	✓ (domaine temporel)	Approche MEF

Des tables complémentaires sont présentées dans [92] et [104] retraçant les publications jusqu'en 2004

La référence [98] présente les résultats sur une machine (sans mention de type, synchrone ou asynchrone) avec six conducteurs ronds par encoche. L'identification des inductances et capacités est faite à l'aide d'outils MEF. Cette modélisation semble donner des résultats cohérents aux mesures dans le cadre de simulations temporelles. Des comparaisons entre des approches analytiques et les outils utilisés dans l'article montrent une meilleure représentativité des modèles MEF par rapport aux approches analytiques à mesure que la fréquence augmente. Aucune validation de l'impédance en fréquence n'est donnée.

La référence [103] utilise des équations analytiques pour la modélisation HF de machines asynchrones (type cage d'écureuil) de forte puissance avec entre 6 et 14 conducteurs rectangulaires par encoche. Les résultats donnent des ordres de grandeur intéressants entre 0 et 300 kHz, avec toutefois de notables différences par rapport aux validations sur prototype au-delà de 160 kHz. Le temps de calcul pour le modèle n'est pas donné, mais l'on peut supposer qu'il est très faible vis-à-vis des approches par MEF.

Dans [102], un ensemble de mesures d'impédance de MC est réalisé. Différentes configurations de machines asynchrones de type cage d'écureuil, avec entre 36 et 350 conducteurs par encoche, ont été étudiées pour évaluer l'impact des variables de conception sur l'impédance mesurée : des stators avec différents nombres d'encoches ou de paires de pôles, ainsi que la présence ou non du rotor sont présentés. Une simulation prédictive est réalisée en utilisant des modèles éléments finis et un modèle circuit multiports. Des grandeurs comme les pertes, mais aussi les ondulations de couple sont évaluées en fonction des variables de conceptions choisies. Les différences entre les prédictions et les mesures restent significatives, mais les paramètres les plus critiques sur l'impédance sont correctement prédits. Enfin, une mesure des émissions conduites pour des moteurs avec différents nombres de circuits en parallèle montre une corrélation directe entre les résonances vues sur l'impédance MC et celles mesurées en émissions conduites MC.

Dans [100], une modélisation de moteur asynchrone de type cage d'écureuil de forte puissance incluant le rotor est proposée. Une approche 2D MEF est utilisée pour l'extraction des paramètres au sein du stator, et

un modèle 3D est utilisé pour les têtes de bobines, représentant la moitié des 52 conducteurs rectangulaires présents dans les encoches. L'ensemble est intégré dans une simulation circuit pour la réalisation de simulations temporelles donnant les différences de tension au sein du bobinage. L'ajout du rotor dans la simulation impacte les résultats, mais pas les valeurs maximales observées. Des validations sont effectuées sur la valeur de la capacité par rapport à l'encoche et sur la réponse temporelle d'une bobine.

La référence [99] établit un état de l'art sur toutes les étapes importantes de la modélisation HF des composants électromagnétiques (détaillé dans [92]) et l'applique pour une inductance dans le but d'utiliser ce processus pour des machines électriques. Ce processus est validé pour deux inductances entre 100 Hz et 100 MHz.

Le travail résumé dans les publications [93][94][104] applique le processus présenté sur la Figure I-9 à une machine électrique synchrone à aimant permanent. Cette machine dispose de 56 conducteurs par encoche de façon similaire à [102]. Un travail sur la modélisation de la profondeur de pénétration du champ magnétique dans les tôles magnétiques est détaillé permettant d'intégrer ces effets dans la modélisation 2D. Des études de sensibilité sont faites sur la taille des conducteurs, l'épaisseur du papier de fond d'encoches et le nombre de conducteurs sur tout le spectre fréquentiel. Ce travail met en évidence l'importance des capacités par rapport au carter pour les basses fréquences et des capacités interspires pour les hautes fréquences.

La publication [101] évalue l'impact du placement aléatoire de 80 conducteurs, divisé en 5 groupes bobinés en parallèle, sur les différences de potentiel entre spires. Négligeant les effets 3D et les têtes de bobine, il est mis en évidence que pour un bobinage similaire, mais avec un placement modifié, différentes fréquences d'oscillations apparaissent entre les bobinages en simulation et en expérimental. Ce travail a été validé sur des mesures temporelles. Le type de moteur n'est pas précisé, seuls le point de fonctionnement nominal et le stator sont présentés.

De ces publications apparaissent des verrous multiples. Des problématiques de simulation sont mises en perspective vis-à-vis des objectifs et contraintes du sujet de thèse.

I.3 CHALLENGES ET CONTRIBUTIONS À LA MODÉLISATION HF PRÉDICTIVE

I.3.1 Contraintes de prédiction des impédances HF des MSAP

Dans le projet OCEANE, la machine électrique est intégrée à une application à grande vitesse utilisée pour un système à cycle de vapeur (*Vapor Cycle System*, soit *VCS*) détaillé dans [21] inclus dans le *Supplemental Cooling System*, le système en charge du refroidissement nécessaire pour les cuisines ou complétant le refroidissement de systèmes avioniques. Ces cycles sont utilisés dans les avions actuels pour de nombreuses applications. Les entreprises aéronautiques sont amenées à développer des composants et des systèmes liés à la gestion de la température, de l'humidité et de la qualité de l'air dans la cabine. Ils peuvent inclure des systèmes de climatisation et de chauffage pour assurer le confort des passagers ainsi que le bon fonctionnement de l'avion [105]. Les échanges de chaleur sont cruciaux dans les avions, permettant de transférer la chaleur entre différents circuits, tels que les liquides de refroidissement moteur, l'air de la cabine et les fluides hydrauliques utilisés par les actionneurs. De cette manière, il est possible de réguler la température et d'assurer un fonctionnement nominal [107]. Ces problèmes sont très présents également au sein des chaînes électriques [108].

Le moteur étudié est une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) à vitesse de rotation élevée (nominal à 5000 tr/min avec un max à 8000 tr/min)[21], permettant de maximiser la densité de puissance (rapport puissance développée/poids). L'objectif est de prédire ses impédances. Ce moteur a déjà été utilisé avant le projet OCEANE au sein d'un banc moteur et les degrés de liberté dont nous disposons pour modifier les signatures HF MD et MC sont relativement réduites, imposant notamment de fonctionner sur le banc moteur précédent. La conception actuelle utilise un bobinage dit "en vrac". L'objectif est par conséquent de

changer une partie limitée de la conception du moteur et d'améliorer ses performances CEM. Les principaux défis de ce sujet sont les suivants :

Les moteurs avec de nombreuses spires sont peu adaptés à la modélisation prédictive : La modélisation analytique permet de modéliser rapidement et facilement les impédances machines. Cependant, de telles approches ne sont possibles que pour des moteurs ayant un nombre faible de conducteurs et des formes simples [55][95] [103]. La prédiction pour les machines à grand nombre de conducteurs est traitée à l'aide de logiciels basés sur les EF, conduisant à des charges de calcul importantes [93][94][99][101][102]. La parallélisation du processus de simulation est par conséquent obligatoire.

Les bobinages en vrac sont peu compatibles avec les MEF : les outils MEF nécessitent une définition exacte de la géométrie pour estimer une solution. En revanche, les bobinages en vrac peuvent présenter une grande variabilité entre chaque bobine [109] et cette variation peut jouer un rôle important sur le comportement HF du moteur [101][109]. Comment s'assurer qu'une configuration simulée est représentative de l'ensemble des moteurs à bobinage en vrac réalisé à l'aide du même procédé de fabrication ?

La modélisation 2D est souvent privilégiée, car plus simple à mettre en œuvre (temps de calcul, paramétrisation des modèles, génération des géométries ...), mais suppose que le comportement électromagnétique est purement plan ou à symétrie par révolution. Sur les machines à bobinage en vrac, les conducteurs changent de position le long de la machine, des effets de bord apparaissent dans les tôles aux extrémités des empilements de tôles [92] et les géométries de têtes de bobines nécessitent parfois des modélisations 3D car non planes ou non symétriques en révolution [100]. Existe-t-il un moyen d'inclure ces effets dans la modélisation 2D ? Si oui comment ? D'autre part, est-il important d'inclure ces effets ?

Relier les variables de conception des experts métiers aux performances CEM : l'optimisation des moteurs électriques n'est pas un sujet nouveau, et concerne un grand nombre de disciplines (électromagnétisme, mécanique, thermique...) [110]. Les variables de conception, généralement liées aux géométries dictant le fonctionnement électromécanique du moteur, sont choisies pour répondre à un cahier des charges (fonctionnement mécanique couple-vitesse). Dans un second temps, des interactions et des contraintes supplémentaires sont déduites de modèles, permettant d'assurer le fonctionnement du moteur au sein d'un environnement complexe (thermique, électromagnétique, mécanique ...). Des approches récentes intègrent l'ensemble de ces éléments au sein d'optimisation multiobjectifs et/ou multiphysiques et démontrent l'impact positif de ces approches sur les conceptions finales en termes de performances, de gain de masse ou de coût [110][111][112]. Dans la plupart des cas, la CEM n'est pas prise en compte par manque de modèles prédictifs des comportements électromagnétiques à haute fréquence. Fournir un moyen d'intégrer ces contraintes au stade de la conception pourrait permettre d'optimiser davantage les systèmes conçus.

1.3.2 Contribution à la modélisation haute fréquence des machines électriques

Le but de la thèse est de présenter une méthode prédictive de l'impédance des bobinages moteurs. En raison du temps de calcul important nécessaire pour les modèles utilisant les approches MEF, la méthode développée, détaillée Section 0, sera expérimentée sur une unique bobine d'une MSAP de manière similaire à [65]. Cependant, en raison de la nature du bobinage étudié, des aléas et dispersions doivent être intégrés pour représenter plus fidèlement le processus de fabrication, comme montré dans [101], considérant non pas cinq spires mais bien quatre-vingts. Ce processus devant être réalisé sur un grand nombre d'échantillons, le remplissage des encoches et le calcul des impédances à partir de la configuration générée seront automatisés. Le placement des conducteurs dans les encoches sera effectué à l'aide d'un modèle mécanique, proche de celui exposé dans [109], représentant la difficulté croissante à remplir une encoche avec un bobinage en vrac tout en permettant de générer des configurations réalistes.

Les résultats de cette démarche de modélisation seront comparés à des mesures faites sur des maquettes conçues pour valider l'approche, montrant les avantages et les limites d'un tel processus.

Ce processus automatisé permettra de comprendre comment quatre facteurs (grade de l'émail, nombre de conducteurs en parallèle, épaisseur de papier de fond d'encoche et la disparité de placement des spires) impactent les impédances sur l'ensemble du spectre fréquentiel. Enfin, l'utilisation d'outils de quantification d'incertitude permettra de relier les variables de conception des MSAP aux conséquences directes sur l'impédance. Ces éléments permettront de donner des règles générales aux concepteurs sur la manière d'améliorer la conception des moteurs afin de réduire le volume et la masse des dispositifs de filtrage.

Le chapitre 0 présente le détail de l'approche présenté sur la Figure I-9. De par la problématique du bobinage en vrac, le placement aléatoire des conducteurs doit être adressé pour être représentatif des cas expérimentaux présentés dans le chapitre 0. Une première simulation pour une machine avec différents nombres de conducteurs en parallèle sera présentée. Pour une première fois, des simulations incluront plus de 400 conducteurs, un défi en termes de temps de calcul [102][104].

Le chapitre 0 présente les prototypes développés pour la validation des simulations. Ces derniers incluent trois variables d'études (épaisseur du papier de fond d'encoche, nombre de conducteurs en parallèle, épaisseur de l'émail sur les conducteurs) et présentent les mesures à l'aide de comparaisons courbe à courbe comme classiquement proposé dans la littérature en complément de surfaces de probabilités de présence. En effet, à haute fréquence (au-delà de 5 MHz dans ce cas d'étude) une disparité importante peut apparaître pour des bobinages considérés, a priori, similaires. Une analyse approfondie des erreurs de mesures et de la répétabilité d'évaluations faites à l'aide de l'analyseur d'impédance a été apportée pour comprendre l'origine des différences entre les impédances des bobines.

Le chapitre 0 valide les approches de simulations du chapitre 0 à l'aide des mesures : les simulations présentées montrent des différences importantes avec les mesures réalisées dans le chapitre 0. Ce chapitre souligne donc l'importance d'intégrer des modèles de l'évolution de la permittivité du papier de fond d'encoche en fonction de son épaisseur, mais surtout du placement plus réaliste des conducteurs dans les encoches et mieux représenter les aspects BF. Concernant les aspects HF, des représentations nouvelles sont proposées pour mieux comprendre les divers effets contribuant à l'impédance HF. Le brassage des conducteurs sera donc mis en évidence comme une source importante de variabilité au sein des différents bobinages. Le placement des conducteurs étant non connu, les variations aléatoires du brassage des conducteurs sont une source d'incertitude importante.

Le chapitre 0 démontre que la comparaison courbe à courbe des simulations et mesures est peu pertinente au vu des incertitudes en jeu et une vision plus probabiliste est nécessaire. Des tendances pouvant être identifiées à l'aide des simulations qui se retrouvent toutefois sur les mesures. Le chapitre V propose donc une étude d'incertitude visant à relier la variation observée sur les prototypes aux différentes variables de conceptions machine. À travers la création de plans d'expériences, l'entraînement de méta modèle et le calcul des indices de Sobol, une étude de variabilité validée sur les maquettes a été réalisée, quantifiant de façon prédictive l'impact des différentes variables de conception sur plusieurs fréquences d'études.

Enfin, Section 0, une conclusion générale synthétise les points saillants des travaux menés et différentes perspectives sont présentées afin de discuter de l'ensemble des points moins abordés dans le cadre de cette thèse, mettant en évidence le besoin d'approfondir certaines hypothèses comme : l'élargissement des méthodologies proposées à l'ensemble des variables de conception de la machine électrique, la diminution des temps de calcul nécessaires aux simulations prédictives, la problématique de maîtriser le placement des conducteurs dans un but de validation de l'approche ou encore la mise en œuvre d'un modèle correspondant à un moteur entier afin d'identifier que les modifications proposées génèrent des améliorations sur le spectre de la DO160.

II. PROCESSUS DE PRÉDICTION DES IMPÉDANCES

Dans le but de prédire l'impact sur les courants de MD et de MC devant être limités au vu des réglementations CEM sur les systèmes embarqués, l'impédance de la machine doit être prédite. Cette dernière, intégrée dans des simulations circuits, évaluera les perturbations conduites permettant de prédire le comportement du système et sa conformité à la réglementation DO160. Le processus de prédiction d'impédance, décrit dans la Section I.2.6 et détaillé dans ce chapitre est, par conséquent, une étape pour l'intégration des perturbations CEM dès la conception. Des variables de conception doivent être définies ainsi que l'ensemble du processus de simulation automatisé dans le but de réaliser des analyses de sensibilités amont sur les contraintes CEM. La méthode présentée permettra ainsi de mesurer l'impact des choix des concepteurs de moteurs électriques sur l'impédance des MSAP.

II.1 CONSTRUCTION DE LA GÉOMÉTRIE EN FONCTION DES VARIABLES DE CONCEPTION

II.1.1 Définition géométrique de la MSAP étudiée

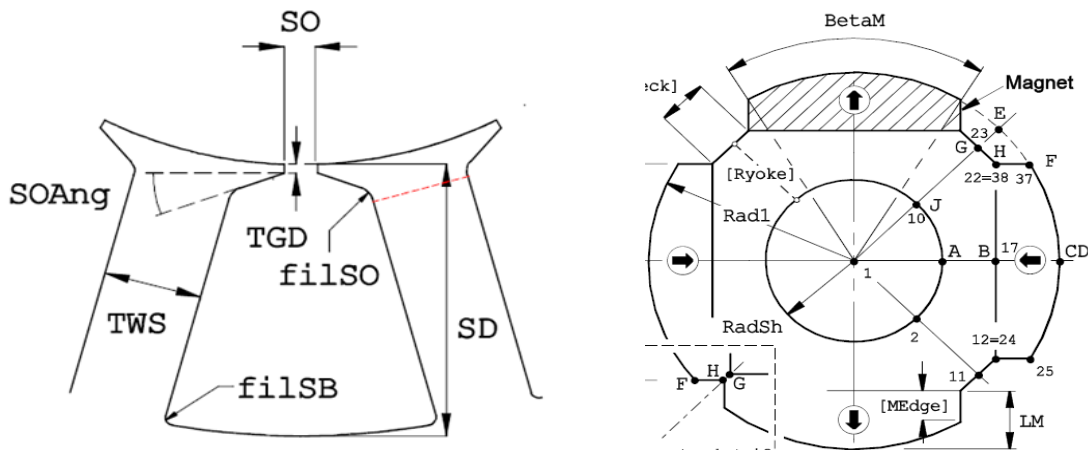


Figure II-1 – Paramétrage de la conception mécanique du moteur étudié

Le moteur étudié est une MSAP existante configurée pour des vitesses entre 3580 et 8000 tr/min [21]. La Figure II-1 montre les géométries du stator et du rotor avec les différentes variables de conception. Les calculs électromagnétiques nécessitant une géométrie entièrement définie, la forme 2D du moteur est calculée à partir des paramètres présents dans la Table II-1, complétés par des données supplémentaires permettant de simuler les aspects électromagnétiques. Pour l'étude que nous avons menée dans le cadre de ces travaux de thèse, nous avons considéré fixes la majorité des variables fournies dans la Table II-1, car l'étude doit conserver le point de fonctionnement du moteur ainsi que son enveloppe mécanique. Seules quelques variables seront utilisées pour les études d'incertitudes.

Table II-1 – Paramètres géométriques pour la définition de la machine étudiée

Nom du paramètre	Définition
Phase_Nb	Nombre de phases de la machine (3 par défaut)
Slot_By_Phase	Nombre d'encoches par phase, considérant l'aller-retour
Inner_Slot	Diamètre interne du stator
Outer_Stack	Diamètre externe du stator
Length_Stack	Longueur de l'empilement de tôle
Slot_Opening	Taille de l'ouverture d'encoche (noté SO Figure II-1)

Opening_Depth	Longueur de l'ouverture d'encoche (noté TGD Figure II-1)
Tooth_Width	Largeur des dents (noté TWS Figure II-1)
Slot_Depth	Profondeur des encoches de la machine (noté SD Figure II-1)
Paper_Insulation	Épaisseur du papier isolant recouvrant le fond de l'encoche
Fil_So	Diamètre du congé à l'entrée de l'encoche
Fil_Sb	Diamètre du congé au fond de l'encoche
Pole_Pair_Number	Nombre de paires de pôle sur le rotor
Mag_Angle	Angle occupé par les aimants rotor (0° = aucun, 180° = couvert)
Rotor_Outer_Radius	Diamètre externe du rotor (noté Rad1 Figure II-1)
Rotor_Inner_Radius	Diamètre interne rotor, pour reprise sur arbre (noté RadSh Figure II-1)
Mag_Max_Depth	Largeur maximale des aimants (noté LM Figure II-1)
Shrink_Disk_Width	Épaisseur de la frette de sertissage du rotor

Si ces paramètres permettent de totalement définir la géométrie des tôles magnétiques avec les encoches, ces derniers ne sont pas les uniques variables de conception du moteur ayant des impacts sur les chemins de propagations des perturbations conduites. Des paramètres supplémentaires d'étude doivent donc être définis, ces dernières devant être sélectionnées pour minimiser les courants parasites.

II.1.2 Variables pour la modification de l'impédance des chemins de propagations des IEM

Pour modifier les chemins de propagations des perturbations conduites, l'état de l'art des connaissances en matière de modélisation CEM des moteurs permet d'envisager diverses solutions technologiques pour leur minimisation. Les principales solutions étudiées doivent permettre une modification importante des impédances avec toutefois des degrés de liberté et objectifs définis par le cadre du projet OCEANE. Les principales solutions technologiques investiguées sont représentées en vert sur la Figure II-2 avec les chemins de propagation privilégiés par le courant de MC :

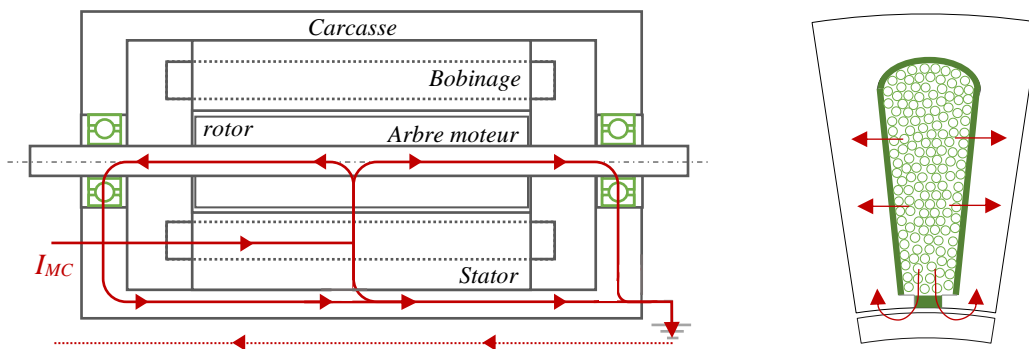


Figure II-2 – Position des solutions pour la réduction des courants MC

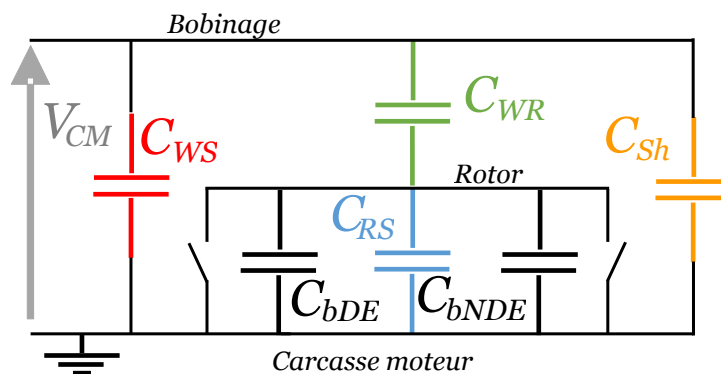


Figure II-3 – Modèle BVR avec ajout de la capacité associée au blindage des encoches

- **Blindage des encoches du moteur** : le blindage des encoches à l'aide d'écrans électrostatiques semble être un moyen efficace de prévenir les courants de MC et les courants de paliers [75]-[80]. Toutefois, ces composants montrés en vert foncé dans l'encoche Figure II-2 réduisent l'espace disponible pour les conducteurs, complique l'intégration mécanique et augmente la masse du système. En outre, ces systèmes sont souvent reliés à la terre [75]-[80], fournissant donc un chemin de faible impédance pour le courant. En effet, sur le modèle BVR, cela se matérialise par une capacité notée C_{sh} qui va changer la répartition de tension au sein du réseau capacitif comme montré sur la Figure II-3. Cela entraînerait toutefois une probable augmentation des courants de MC. Cette solution, ajoutant de la masse au système, n'a donc pas été jugée adaptée aux systèmes embarqués pour l'avion plus électrique.
- **Roulements céramiques** : les roulements en céramique limitent les courants de palier en fournissant un chemin d'impédance important à la tension MC. La céramique, non conductrice, élimine la possibilité de décharge, impliquant que la fermeture des interrupteurs sur la Figure II-3 est rendu impossible [81]. L'impact sur les émissions conduites est toutefois faible puisque les roulements ne représentent qu'une partie des chemins de propagations comme montrés Figure II-2. Néanmoins, étant donné la contrainte de ne pas modifier l'assemblage mécanique, cette solution est considérée comme très limitante.
- **Les bobinages** : les bobines conçues pour le moteur peuvent utiliser un ou plusieurs conducteurs connectés en parallèle. La division des conducteurs présente de nombreux avantages : les pertes HF peuvent être réduites, les fils de Litz sont un moyen connu de limiter les pertes [113]. Les conducteurs multiples peuvent être pliés et formés pour des bobines avec plus d'aisance qu'un conducteur unique. En ce qui concerne la CEM, un plus grand nombre de conducteurs augmente la capacité de MC d'après les résultats obtenus dans [109] ainsi que les tensions interspires [101]. Par ailleurs, la modification de la conception des bobines génère une modification significative sur le spectre d'impédance et sur le spectre d'émission conduite HF [102] comme présenté sur la Figure II-4.

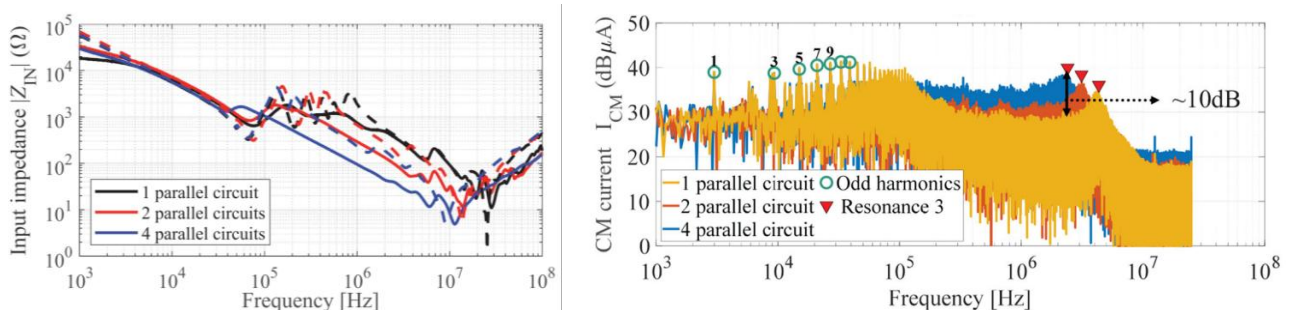


Figure II-4 – Simulation (pointillés) et mesures (solides) d'impédance MC moteur pour différent nombre de circuits en parallèle et leur impact sur les perturbations MC [102]

En s'appuyant sur ces considérations et sur les contraintes du projet, les bobinages seront au centre des optimisations proposées. Trois aspects clés seront étudiés :

- **Conducteurs en parallèle** : Comme évoqué, l'impact de l'utilisation de conducteurs multiples reste encore à être évaluée pour optimiser les performances CEM des moteurs. Des travaux montrent que cette variable a un impact significatif sur le comportement fréquentiel [102].
- **Dispersion entre groupes** : lors de la fabrication, les conducteurs en parallèle ont peu de chance de rester parfaitement en groupe. Un brassage plus ou moins important peut se produire entre les groupes et ces derniers ne formeront pas un empilement parfait. Cette dispersion des conducteurs induit des niveaux d'interaction (magnétique et capacitive) différents entre chaque groupe qui doivent être évalués. Les variations de ces interactions ont été étudiées dans [101], mais uniquement pour la répartition de tension au sein du bobinage.
- **Ordre et position des groupes de conducteurs dans les encoches** : dans une encoche de stator ou de

rotor bobiné, la position des groupes de conducteurs dans une encoche dépend fortement du processus de fabrication. Leur répartition a un impact considérable sur les décharges partielles et les niveaux de tension interspires [66][96][101]. Les conséquences sur l'impédance de MC et de MD doivent encore être quantifiées.

- **Placement des conducteurs à l'intérieur des encoches** : les conducteurs placés dans une encoche ne forment pas des empilements hexagonaux ou carrés parfaits. Cette variation peut modifier de manière significative le comportement du système à basse et haute fréquence [109]. L'utilisation des empilements hexagonaux permet d'augmenter le facteur de remplissage et la densité de puissance. De tels enroulements sont utilisés dans les bobinages concentrés à encoche fractionnée (*Fractional-Slot Concentrated-winding*) [114]. Ils ne peuvent, en revanche, pas être utilisés pour les MSAP avec bobinage en vac. Toutefois, la maîtrise du placement des conducteurs peut être la clé de l'amélioration de la conception moteur.

Pour évaluer ces variables au cours de simulations prédictives, une méthodologie a été définie, permettant de générer de nombreuses configurations topologiques des conducteurs et d'évaluer leurs contributions vis-à-vis des impédances de MD et de MC.

II.1.3 Paramétrage pour la génération de topologies de bobinage

Le processus de création des topologies de bobinage permettant l'étude de l'impact des paramètres est illustré Figure II-5.

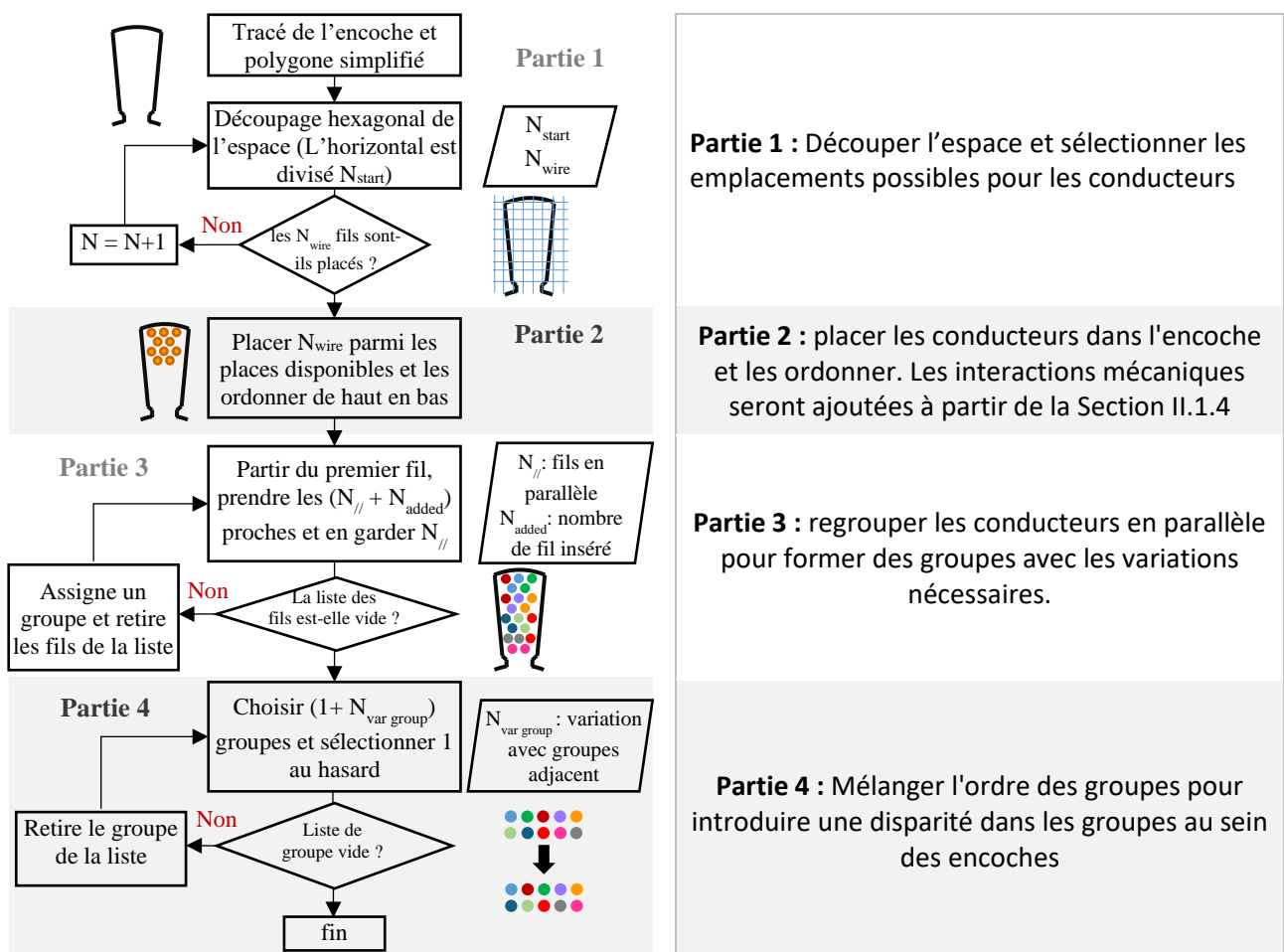


Figure II-5 – Algorithme pour le remplissage des encoches intégrant le placement aléatoire

Partie 1 : La première étape définit une géométrie simplifiée pour l'encoche, composée uniquement de lignes. L'espace disponible est maillé et les emplacements potentiels pour les conducteurs sont sélectionnés. Compte tenu du nombre de conducteurs à placer dans l'encoche, le maillage est affiné jusqu'à ce qu'ils y tiennent tous. Cette étape permet de passer d'une configuration de bobinage à une autre. Si un maillage permet d'insérer plus de conducteurs que prévu, les emplacements supplémentaires sont supprimés de manière aléatoire : chaque conducteur tire un score sur une loi uniforme continue et les places supplémentaires sont éliminées en fonction des scores obtenus.

Ce processus, présenté en détail sur la Figure II-6, commence par un rectangle contenant l'encoche. En le divisant dans le sens de la longueur en N segments (commençant à $N=2$) et en considérant une distance fixe entre chaque colonne de conducteur ($\Delta x = \text{longueur}/N$). La première rangée peut être placée, commençant à une hauteur correspondant au rayon d'un conducteur. La rangée suivante est placée à $\Delta x\sqrt{3}/2$, tandis que $N+1$ conducteurs sont placés, permettant d'assurer un remplissage hexagonal. Ces étapes sont répétées jusqu'à ce que l'ensemble du rectangle circonscrit soit maillé. Une fois toutes les places définies, elles sont conservées si elles se trouvent à l'intérieur du polygone définissant l'encoche. Si le nombre de places potentielles est supérieur au nombre de conducteurs à placer, l'algorithme s'arrête. Dans le cas contraire, N est incrémenté d'un et le processus est répété. Si Δx est inférieur au diamètre du conducteur, la configuration n'est pas réalisable.

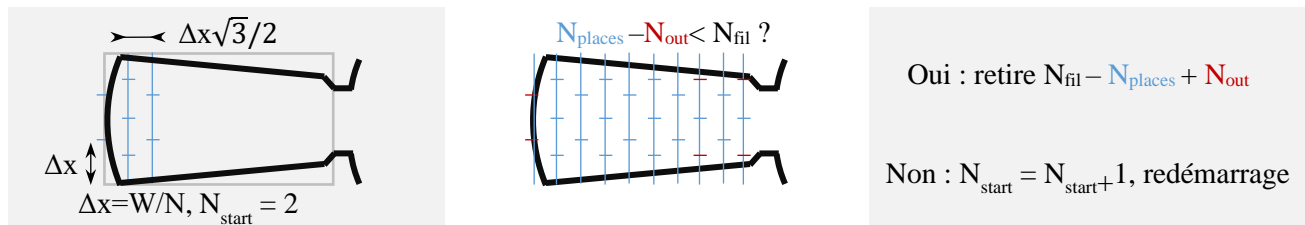


Figure II-6 – Détails de la méthodologie appliquée pour trouver les emplacements potentiels des conducteurs

Partie 2 : Les conducteurs sont organisés, du plus proche au plus éloigné de la position du premier enroulement dans l'encoche. Une simulation mécanique supposant des solides indéformables sera utilisée pour placer les conducteurs dans une configuration plus réaliste avant cette étape. Les détails sont donnés à la Section II.1.4

Partie 3 : Une fois les conducteurs placés et ordonnés, ils sont affectés à un groupe (ensemble de $N_{//}$ conducteurs en parallèle) comme illustré Figure II-5, en commençant par le fond de l'encoche. Le conducteur le plus au fond de l'encoche sans groupe est sélectionné comme point initial et les $(N_{//} + N_{\text{added}})$ conducteurs sans groupe les plus proches sont sélectionnés. Parmi ce groupe, N_{added} conducteurs sont retirés aléatoirement, créant ainsi des groupes qui peuvent s'étaler à l'intérieur de l'encoche. Les conducteurs d'un groupe seront donc peu distribués si N_{added} est nul ou faible et ils seront très espacés si N_{added} est important.

Partie 4 : Comme pour les conducteurs, les groupes sont ordonnés du fond de l'encoche vers l'ouverture. La variable $N_{\text{var group}}$ permet de mélanger les groupes entre eux : $1+N_{\text{var group}}$ groupes sont pris au début de la liste ordonnée et un seul est conservé et déplacé vers une liste finale. En conséquence, cette étape génère des inversions aléatoires dans l'ordre initial des groupes.

Cet algorithme ne prend pas en considération le placement aléatoire des conducteurs à l'intérieur d'une encoche, fonctionnalité qui sera détaillée Section II.1.4. En revanche, les conséquences sur l'impédance du positionnement des conducteurs par rapport aux bords de l'encoche, de la localisation par rapport aux autres membres du groupe, ainsi que la proximité des autres groupes de conducteurs, peuvent être maintenant évaluées. La Table II-2 rassemble par conséquent les variables utilisées pour la définition du bobinage.

Table II-2 – Paramètres pour le placement des conducteurs dans une encoche

Nom du paramètre	Définition
Wire_In_Hand	Nombre de conducteurs en parallèle (nombre de conducteurs en main), formant un groupe
Turns	Nombre de tours dans une encoche. Correspond au nombre total de groupe
Wire_Diameter	Diamètre extérieur du conducteur (cuivre + email)
Wire_enamel_thickness	Épaisseur de l'émail isolant de chaque conducteur
N _{added}	Nombre de conducteurs ajoutés avant la formation d'un groupe
N _{var Group}	Nombre de groupes ajoutés avant la sélection d'un groupe

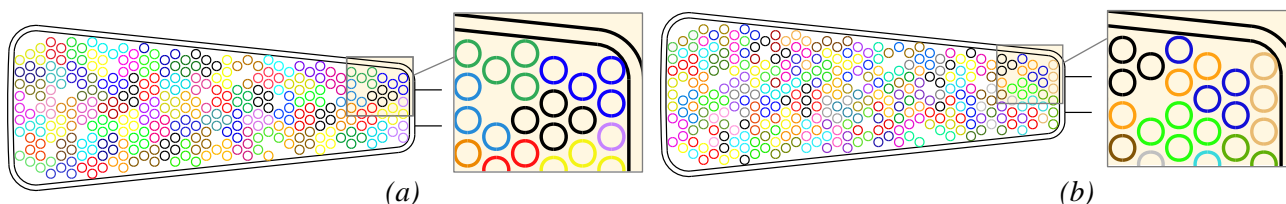


Figure II-7 – Bobinage rangé (a) et bobinage avec intrusion dans les groupes (b) ; pour une bobine de 80 tours, 4 conducteurs en parallèle.

Il est important de noter que dans des moteurs fabriqués à la chaîne, les conducteurs ne conservent souvent pas exactement la même position (x,y) sur toute sa longueur de l'encoche et de la bobine [101][109] et peuvent être amenés à bouger, sous l'effet des efforts de torsion qu'ils peuvent subir lors de la fabrication et ce même en cas de fabrication fortement automatisée. Le processus actuel permet d'étudier les variations dans le bobinage, comme l'illustrent les deux exemples de la Figure II-7, mais pas l'impact du déplacement des conducteurs au sein de l'encoche dans la longueur de la machine.

Une fois la géométrie du système définie, et selon le processus montré dans la Figure I-9, les simulations électromagnétiques pourront être effectuées, permettant de calculer les matrices d'inductances, de résistances et de capacités avant la génération du circuit Spice.

II.1.4 Simulation mécanique pour placement réaliste des conducteurs

Dans un moteur à bobinage en vrac, les conducteurs sont placés différemment dans chacune des encoches. Leurs placements exacts n'étant pas maîtrisés lors de la fabrication, les conducteurs se placent différemment pour chaque encoche comme présentés sur la Figure II-8. Cet aspect est illustré dans [109] et [115]. Ce phénomène impacte au premier ordre la capacité entre les conducteurs et l'encoche étudiée [109]



Figure II-8 – Vue de coupe d'encoches avec deux enroulements, affichant différentes répartitions de bobinages [109]

De nombreux travaux qui visent à prédire l'impédance des machines électriques négligent ce phénomène, soit

en raison de bobinages entièrement déterminés [55][92]-[95][98][99][103], soit en supposant la différence entre bobinage rangé et en vrac négligeable [100][102][65]. Les stratégies existantes pour inclure cet effet dans la modélisation consistent à choisir et élaborer des configurations représentatives de la variabilité du bobinage à la main [101]. Une autre technique consiste à utiliser des algorithmes de remplissage [109][115], ces derniers permettant d'évaluer un grand nombre de configurations. Cependant, l'utilisation d'algorithmes pour le placement aléatoire des conducteurs, basés sur un échantillonnage de Monte-Carlo ou de variables aléatoires dictées par des fonctions de densité, comme proposé dans [109], se fait au prix d'une difficulté croissante. Proche du problème de l'empilement de cercles, ce calcul est connu pour être NP-difficile¹ pour une forme quelconque [116]-[118].

Une solution pour contourner ce problème présent dans [109] réside dans l'utilisation d'une modélisation mécanique avec des solides indéformables [115]. En association avec des conditions supplémentaires telles que le facteur de remplissage, ces modélisations permettent d'obtenir des encoches de fortes densités de remplissage pour des bobinages en vrac, comme montré sur la Figure II-9. Compte tenu de la nécessité de comparer différents enroulements, un processus similaire a été mis au point.

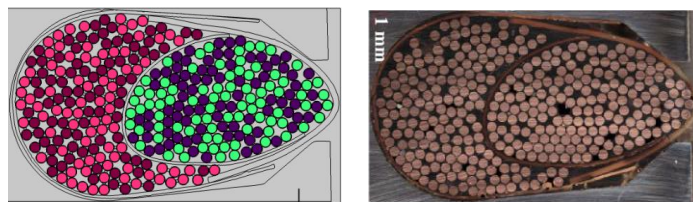


Figure II-9 – Remplissage par simulation mécanique indéformable pour les encoches de haute densité [115]

L'algorithme de remplissage, défini à la Figure II-5, garantit que le nombre de conducteurs requis s'insère dans l'encoche étudiée. En utilisant les hypothèses des solides indéformables (conservation du moment et conservation de l'énergie cinétique) couplées à des amortissements appropriés lors des chocs entre conducteurs reflétant la dissipation d'énergie, des placements de conducteurs réalistes peuvent être générés comme le montre la Figure II-10. Les encoches remplies générées seront par la suite utilisées pour l'extraction des matrices de capacité, d'inductance et de résistance.

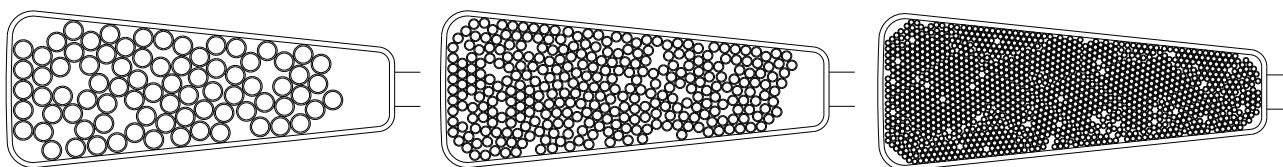


Figure II-10 – Exemples d'encoches générées utilisant les simulations mécaniques du solide

II.1.4.1 Equations et ensemble d'hypothèses des simulations mécanique

Le problème est supposé plan. L'ensemble des solides simulés, incluant les bords du papier de fond d'encoche et les conducteurs, sont considérés comme indéformables : ils ne peuvent subir d'altération de leur forme géométrique ni dissiper de l'énergie par déformation plastique : Les distances entre les points matériels à l'intérieur du solide restent donc constantes. La deuxième loi de Newton permet de déterminer l'accélération rectiligne de l'ensemble de solides en fonction de leur masse et des efforts appliqués sur les solides, tandis que l'équation de la dynamique angulaire est utilisée pour considérer l'accélération angulaire :

¹Un problème NP-difficile est un type de problème pour lequel on ne connaît pas d'algorithme efficace pour trouver une solution en temps polynomial (c'est-à-dire un algorithme dont le temps d'exécution croît de manière polynomiale avec la taille de l'entrée) [116]-[118]. Cependant, si une solution est fournie, on peut la vérifier rapidement. Par exemple, le problème du voyageur de commerce (TSP pour *Traveling Salesman Problem*) est NP-Difficile. Dans le TSP, le but est de trouver le chemin le plus court possible qui passe par un ensemble de ville espacée sur une carte et de revenir à la ville de départ. Trouver la solution optimale à ce problème prend un temps exponentiel, fonction du nombre de villes considérées. En revanche, si quelqu'un propose une solution, il est possible de vérifier sa validité en un temps polynomial.

$$F = m \cdot a \quad (1)$$

$$\tau = I \cdot \alpha \quad (2)$$

F est la force, m est la masse, et a est l'accélération linéaire, tandis que τ est le moment, I est le moment d'inertie, et α est l'accélération angulaire. L'accélération linéaire et l'accélération angulaire sont donc calculées puis intégrées pour obtenir la vitesse et la position des conducteurs, en supposant le référentiel comme galiléen. En conclusion, un ensemble d'effort cohérent doit être pris en compte pour obtenir un placement réaliste des conducteurs au sein d'une encoche.

La première force considérée est l'effort de tassement appliqué sur les conducteurs pendant l'insertion des bobines dans les encoches. Lors des simulations, un effort constant est appliqué aux conducteurs vers le fond de l'encoche les forçant à se déplacer vers cette direction. Cet effet est facilement représenté à l'aide des équations de la gravité. La valeur de g (accélération gravitationnelle) donnée dans les simulations est différente de celle de la terre ($g_{\text{terre}} = 9,81 \text{ m/s}^2$, $g_{\text{simu}} = 20 \text{ m/s}^2$). C'est cette force qui explique la concentration des conducteurs vers le bas de l'encoche dans les simulations présentées Figure II-10.

$$F_{\text{cst}} = F_g = m \cdot g \quad (3)$$

Le frottement entre les différents conducteurs est modélisé à l'aide du modèle de Coulomb, ce modèle simpliste utilise une fonction linéaire reliant l'effort tangentiel F_t à l'effort normal F_N au niveau d'un point de contact entre deux pièces par le biais d'un coefficient μ_f , appelé coefficient d'adhérence :

$$F_t = F_N \cdot \mu_f \quad (4)$$

μ_f doit être identifié pour les surfaces d'études. Un coefficient de 1 sera utilisé dans les simulations. Ce coefficient ne correspond pas au comportement de friction typique de conducteurs recouvert de polymère (constituant l'email des conducteurs), mais a été trouvé suite à un processus itératif cherchant à obtenir des placements vraisemblables, similaire à la Figure II-8.

Les conducteurs sont modélisés par des cercles et sont placés dans l'encoche un à un avec une vitesse initiale. Leurs énergies sont dissipées lors de contact avec les autres conducteurs. La gestion des collisions est faite en utilisant la conservation de l'énergie et du moment cinétique. Deux cas de figure sont présents dans la simulation : collision avec une paroi fixe et collision avec un autre conducteur comme montré Figure II-11. Les équations présentées prennent en considération que les conducteurs ont la même masse.

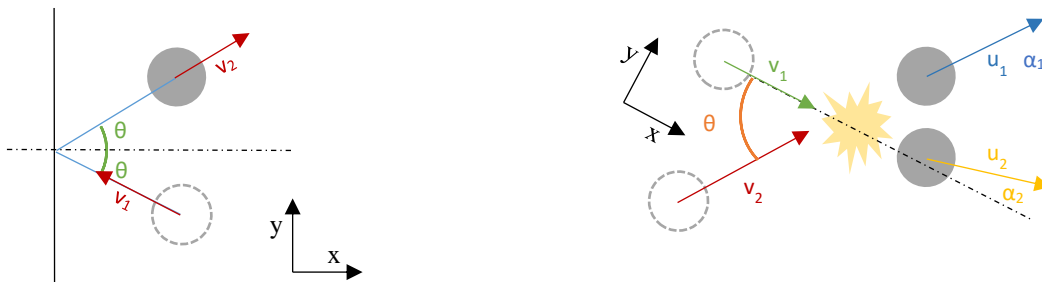


Figure II-11 – Exemples de résolution de trajectoire après impact

$$v_{1x}/|v_{1x}| = -v_{2x}/|v_{2x}| \quad (5)$$

$$v_{1y}/|v_{1y}| = v_{2y}/|v_{2y}|$$

$$|v_1|^2 \cdot k = |v_2|^2$$

$$[v_1 \cos(\theta) + v_2 \cos(\theta)]k = u_1 \cos(\alpha_1) + u_2 \cos(\alpha_2) \quad (6)$$

$$[v_1 \sin(\theta) + v_2 \sin(\theta)]k = u_1 \sin(\alpha_1) + u_2 \sin(\alpha_2) \quad (7)$$

$$u_1^2 + u_2^2 = (v_1^2 + v_2^2) \cdot k \quad (8)$$

Un coefficient k qui représente l'énergie dissipée lors d'une collision est introduit dans les équations de conservation de l'énergie cinétique. Il est fixé à 0.5 pour les simulations réalisées dans la suite des travaux. Si k est fixé à 1, aucune énergie n'est dissipée et les conducteurs sont toujours en déplacement lors de l'arrêt des simulations physiques. À l'inverse, si k=0, les conducteurs cessent de bouger lorsqu'il y a collision avec une paroi ou un autre conducteur. L'ensemble de ces équations et hypothèses sont modélisés dans l'outil pymunk [119], offrant un environnement python compatible avec l'ensemble du processus de placement de conducteur précédemment utilisé. Le code source n'étant pas accessible, les équations (1) à (8) ont été déduites des hypothèses de modélisations mentionnées dans la documentation [119] et validées sur des cas

simples. La gravité g est fourni au modèle et les valeurs de μ_f , m , k et I sont attribuées à chacun des solides (conducteurs et bords du papier de fond d'encoche). Les conducteurs sont placés dans l'encoche selon le placement hexagonal précédemment utilisé, avec une vitesse initiale aléatoire selon x et y différente pour chaque conducteur. La simulation s'arrête quand l'énergie cinétique totale est inférieure à une valeur seuil ou que le temps de simulation est trop important. Un résumé des étapes les plus importantes est donné à la Figure II-12.

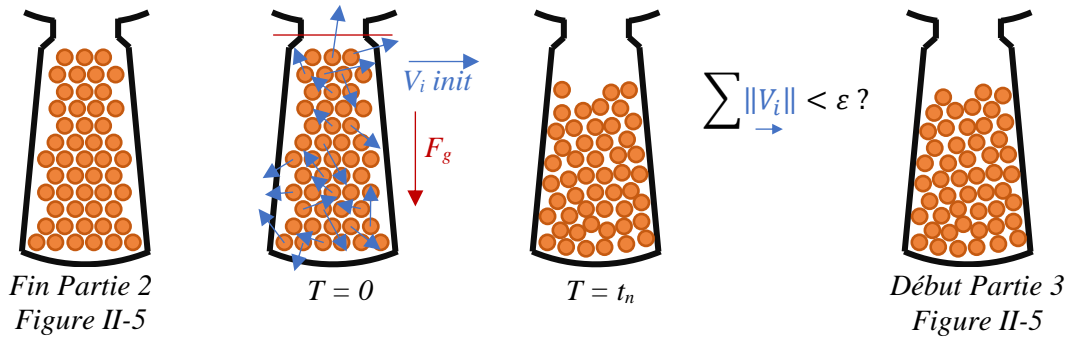


Figure II-12 – Étapes principales des simulations mécaniques pour placement des conducteurs

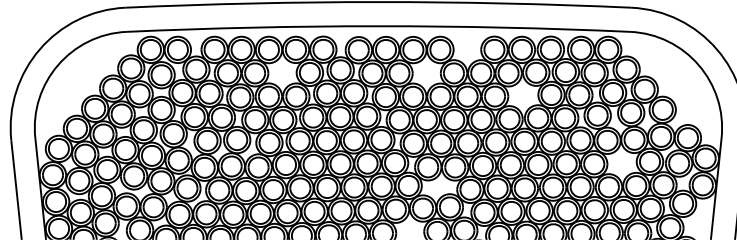


Figure II-13 – Placement de 1280 conducteurs dans une encoche, incluant l'émail, le papier de fond d'encoche et le modèle de placement mécanique des conducteurs

Le modèle final prend en compte l'émail des conducteurs, le papier de fond d'encoche comme présenté sur la Figure II-13. En résumé, pymunk qui intègre les équations (1) à (8) est utilisé avec les informations géométriques de l'encoche et des conducteurs en complément de données de simulation mécanique (g , μ_f , m , k et I). Une fois la simulation terminée, la géométrie de l'ensemble de la machine est définie et le placement des conducteurs connu. Dans la suite du document, cette méthode sera nommée « placement réaliste » tandis que la mention « placement géométrique » évoquera la version précédente de l'outil. Maintenant que toute la géométrie est déterminée, les matrices de capacités, inductances et résistances doivent être identifiées à l'aide de simulations numériques. C'est donc cette étape qui est détaillée par la suite.

II.2 MODÉLISATION PAR ÉLÉMENTS FINIS DE LA GÉOMÉTRIE MOTEUR

II.2.1 Description générale des simulations électromagnétiques

La simulation électromagnétique n'est pas un domaine nouveau. Au fil des années, de nombreux outils ou méthodes de simulation ont été développés. Cette section donne un aperçu des méthodes actuelles avec leurs principaux avantages et inconvénients tout en justifiant l'approche utilisée dans cette thèse.

II.2.1.1 Rappel sur les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell, définies dans la publication "A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field" [120] unifient vingt équations sur l'électromagnétisme basées sur les travaux de ses pairs. Ces équations seront reformulées plus tard en huit [121]. En utilisant des méthodes numériques, les équations de Maxwell peuvent être approximées en "discretisant certaines propriétés électromagnétiques inconnues" [122]. Il

convient de noter que "la solution réelle des équations de Maxwell est complexe, et pour des problèmes réalistes, des approximations sont généralement nécessaires" [122]. Ces méthodes et approximations dépendent du système électromagnétique simulé. En effet, les antennes, les moteurs et les transformateurs sont souvent simulés en utilisant différentes approximations.

II.2.1.2 La méthode des moments

La méthode des moments (*Method of Moments*) semble être la technique la plus répandue en radiofréquence (RF). Elle s'appuie sur les fonctions de Green, supposant que l'environnement externe aux guides d'ondes se comporte comme un espace libre. Cette approximation simplifie considérablement les équations de Maxwell, réduisant le problème à un ensemble d'équations linéaires, en supposant que des conditions aux limites appropriées soient fournies. Ces méthodes permettent ainsi de calculer la réponse en fréquence des systèmes. Les méthodes PEEC (*Partial Element Equivalent Circuit*) suivent cette même approche [123], en supposant que le déplacement des charges et la propagation des ondes sont instantanés [124] ainsi qu'une répartition homogène des courants à l'intérieur du conducteur [123], cette méthode permet de caractériser analytiquement des géométries simples [124] et même des via à l'intérieur d'un circuit imprimé [125]. Les structures géométriques plus complexes peuvent être maillées et résolues à l'aide des méthodes PEEC [124]. L'extension de l'utilisation des méthodes PEEC aux surfaces plutôt qu'aux volumes [126] et aux matériaux ferromagnétiques [127] est un domaine de recherche actif.

En général, ces méthodes sont très adaptées aux matériaux hautement conducteurs, car elles intègrent directement les conditions de rayonnement et n'utilisent que des informations sur la densité de courant. Cependant, cette méthode ne prend pas toujours en compte la non-homogénéité des structures [122] (différents diélectriques), ce qui rend cette approche très limitante pour le sujet.

II.2.1.3 Les méthodes des différences finies dans les domaines temporel et fréquentiel

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (*Finite Difference Time Domain, FDTD*) est une méthode discrète en temps utilisant directement les équations de Maxwell. En discrétisant le temps et l'espace, la mise en œuvre est considérée comme simple tout en permettant un traitement direct des non-homogénéités. Le processus de maillage apparaît comme une difficulté récurrente de ces méthodes en raison de leur manque de flexibilité. De par la nature des résultats attendus dans ce travail, cette méthode ne sera pas utilisée [122][128]. Une version fréquentielle de cette méthode (*Finite Difference Frequency Domain, FDFD*) existe, la méthode de différence finie est donc appliquée aux équations de Maxwell en régime harmonique. Cet outil permet une analyse des fréquences propres plus rapide qu'avec la méthode FDTD, mais reste moins utilisé que cette dernière [129][130].

II.2.1.4 La méthode des éléments finis (MEF)

Les méthodes par éléments finis présentent des similitudes avec les approches FDTD et FDFD, car la non-homogénéité peut être traitée efficacement, de même que les géométries complexes. Ces dernières peuvent prendre en compte des matériaux dont les propriétés dépendent de la fréquence. Les inconvénients de ces méthodes sont principalement liés au maillage des géométries 3D, qui est complexe et coûteux en calcul [122]. Cette méthode, permettant de simuler la fréquence et de traiter les non-homogénéités dans les géométries, sera privilégiée pour la méthodologie mise en place.

La

Table II-3 regroupe tous les principaux avantages et inconvénients, initialement présentés dans [122]. Ces éléments justifient l'utilisation des approches par MEF pour la méthodologie que nous avons établie pour le calcul des impédances moteur.

Table II-3 – Forces et faiblesses des méthodes de calcul électromagnétique [122]

Formulation	Type d'équation	Domaine	Large bande	PEC* seulement	Matériaux homogènes	Matériaux non homogènes
MoM	Intégrale	Fréquentiel				
MEF et FDFD	Différentiel	Fréquentiel				
FDTD	Différentiel	Temporel				
Légende		Bon		Satisfaisant		Non optimal

*Perfect Electric Conductor

II.2.2 Calculs MEF pour la caractérisation des matrices de capacités, d'inductances et de résistances

Le logiciel utilisé pour les MEF est FEMM [131]. Cet outil en open access permet l'automatisation des codes de calcul à l'aide de scripts Lua ou des interfaces associées telles que MATLAB (utilisé dans [21][93][94][104]), Python, Octave et Mathematica. Il s'agit d'un élément essentiel pour de potentielles études de variabilité. Cependant, comme présenté dans [93][94][104], FEMM met en œuvre une version simplifiée des équations de Maxwell et se limite à des simulations en 2D (planaires ou axisymétriques). Les hypothèses liées à ce choix seront discutées.

II.2.2.1 Hypothèse pour la modélisation du moteur en 2D

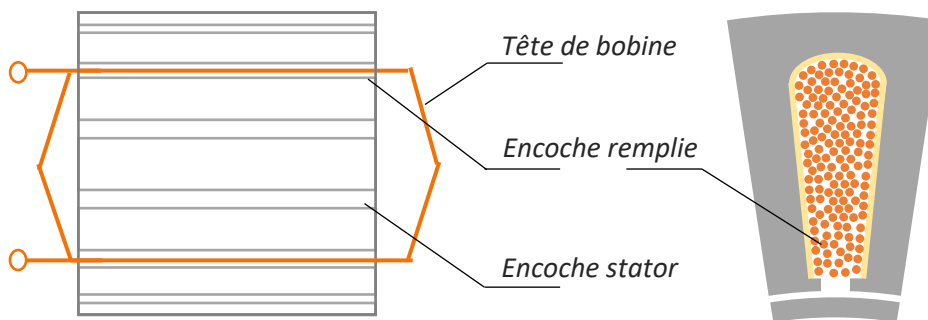


Figure II-14 – Représentation d'une bobine et de l'empilement de tôle stator

Pour représenter le moteur en utilisant une modélisation 2D, il est supposé que le déplacement axial des conducteurs dans les têtes de bobine et dans les encoches a peu d'impact sur les effets capacitifs et inductifs. Un modèle plan sera utilisé pour les encoches remplies comme montré Figure II-14. Un rotor a été modélisé pour étudier l'impact de sa présence ou non sur l'impédance. La référence [104] montre toutefois une modification négligeable sur tout le spectre de fréquence avec l'insertion dans un carter et du rotor au sein du stator pour des moteurs fonctionnels et des conclusions similaires ont été faites dans ces travaux (voir Annexes, Section VIII.1.3). Pour les têtes de bobines, un modèle axisymétrique sera utilisé en reprenant la disposition des conducteurs dans les encoches (Figure II-14), mais dans de l'air, sans les parties ferromagnétiques. En pratique, les têtes de bobines, présentes dans les stators et les prototypes étudiés, ont une forme plus elliptique 3D observable sur la Figure II-15. Les différences avec une forme circulaire ainsi que les couplages avec d'autres phases seront négligés pour cette étude. La différence générée sur l'impédance des bobines avec un modèle plan est discutée en annexe (voir Annexes, Section VIII.1.1)



Figure II-15 – Exemple de tête de bobine sur un stator assemblé et les maquettes de validation

II.2.2.2 Hypothèse et simulations des problèmes électrostatiques

Le détail des simplifications appliquées aux équations de Maxwell est fourni dans [131]. Les principales hypothèses sont :

- La surface de l'encoche est considérée connectée électriquement à la masse,
- Le déplacement des charges au sein des conducteurs en parallèle est considéré instantané, ce qui implique que tous les conducteurs en parallèle sont au même potentiel,
- Les permittivités sont supposées constantes en fréquence et homogènes dans tous les matériaux.

En effet, l'hypothèse de déplacement instantané des charges dans le cuivre est valable jusqu'à 10^{14} Hz [124]. Par ailleurs, la permittivité n'est pas constante en fréquence et peut même être source de pertes diélectriques, mais ces variations restent négligeables à des fréquences inférieures à 1 GHz [132][133]. En raison de ces hypothèses, une unique configuration sera simulée. Les valeurs obtenues seront considérées valides pour l'ensemble des fréquences de l'étude. L'identification de l'ensemble des capacités doit donc être réalisée une seule fois.

Pour l'estimation des capacités, le processus est similaire à celui décrit dans [95][99][104]. Seule une unique encoche est tracée. Les conducteurs d'un même groupe (défini par une même couleur sur la Figure II-7) voient leurs surfaces excitées à 1 V, noté V_i , dans une simulation électrostatique. Les autres groupes, ainsi que le bord de l'encoche, sont fixés à 0 V. Les matrices de capacité C sont donc calculées en divisant les charges de surface q_j sur le conducteur j par V_i , comme indiqué dans l'équation (9).

$$C_{ij} = \frac{q_j}{V_i} \quad (9)$$

Dans le cas où $i = j$, la capacité est en fait $C_{i\text{-masse}}$, c'est-à-dire la capacité entre le groupe i et la surface de l'encoche. Ces capacités sont encore une fois considérées comme constantes en fréquence en raison de l'hypothèse du déplacement instantané de la charge.

La matrice de sortie obtenue dépend fortement de la configuration du bobinage. Pour deux enroulements d'une machine, la position des conducteurs dans l'encoche peut être différente malgré un même nombre de spires. Cette différence peut conduire à des modifications importantes des capacités entre les spires. Le processus de placement des conducteurs dans les encoches initialement implémenté conserve la position de tous les conducteurs puis effectue divers arrangements de groupes. En conséquence, la capacité globale envers le fond de l'encoche est conservée, mais pas les capacités interspires. Cet aspect est illustré dans la Figure II-16 : sur ce cas test, développé avant la mise en place du placement réaliste de la Section II.1.4, trois configurations sont testées et les matrices de capacités sont présentées de manière similaire à [104] sur la Figure II-17. Une unique cartographie colore les potentiels sur les trois encoches (parfait, aléatoire partiel et aléatoire total sur la Figure II-16), permettant de représenter la disparité dans l'ordre des conducteurs, allant de 0 V (carter) puis de 1 V (première spire) à 80 V (dernière spire). Toutes les capacités sont en réalité estimées à l'aide de l'équation (9) en plaçant les groupes un à un à 1 V tandis que les autres sont fixés à 0 V. En parallèle,

un calcul de la capacité globale des conducteurs par rapport au fond de l'encoche est fait (noté Calcul MC Table II-4) ; plaçant tous les conducteurs à 1V et seul le carter à 0 V.

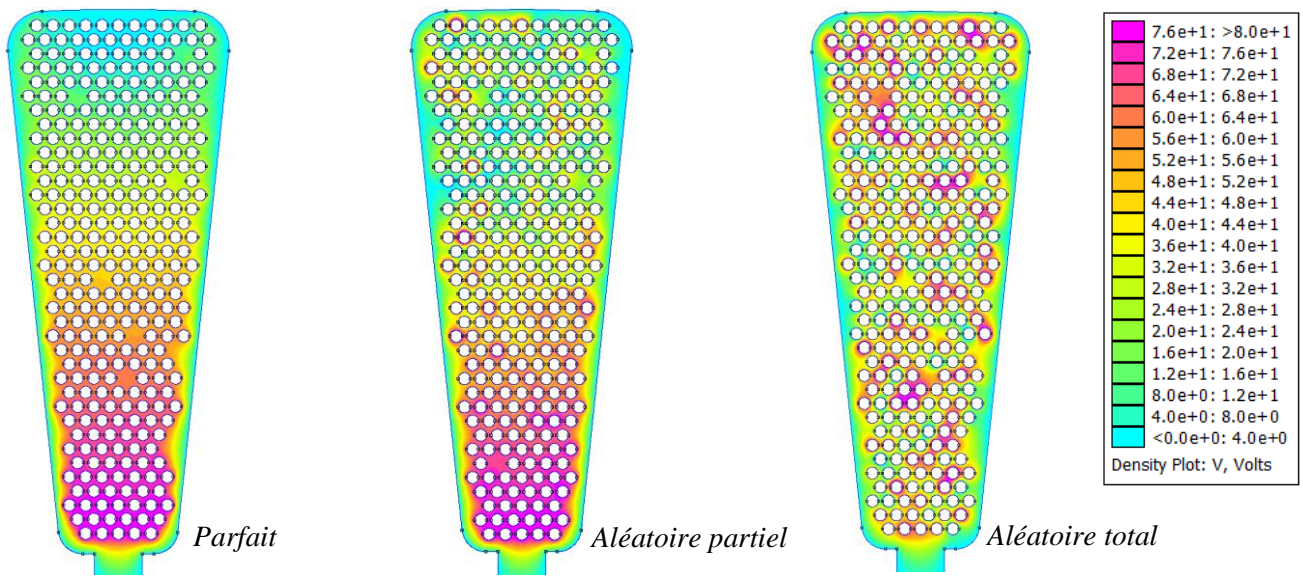


Figure II-16 – Cartographie des potentiels électriques pour différentes configurations de bobinage

La Figure II-17 montre une matrice très diagonale lorsqu'il s'agit d'un bobinage rangé, mais à mesure que les conducteurs sont mélangés aléatoirement, la matrice apparaît de moins en moins diagonale. Toutefois, la trace des matrices, représentant la capacité globale par rapport à la surface de l'encoche, est la même pour toutes les configurations et correspond au calcul MC dans la Table II-4. Ces matrices sont sauvegardées dans des fichiers qui seront utilisés ultérieurement pour la génération des modèles circuits.

Le processus final de calcul de ces matrices peut inclure l'émail, le papier isolant de fond d'encoche et les interactions mécaniques entre les conducteurs, comme montré sur la Figure II-13.

Table II-4 – Capacités MC obtenues pour des remplissages avec différents degrés d'aléa

	Parfait	Aléatoire partiel	Aléatoire total	Calcul MC
C_{MC}	$4.10329e-11 F$	$4.10329e-11 F$	$4.10329e-11 F$	$4.10329e-11 F$

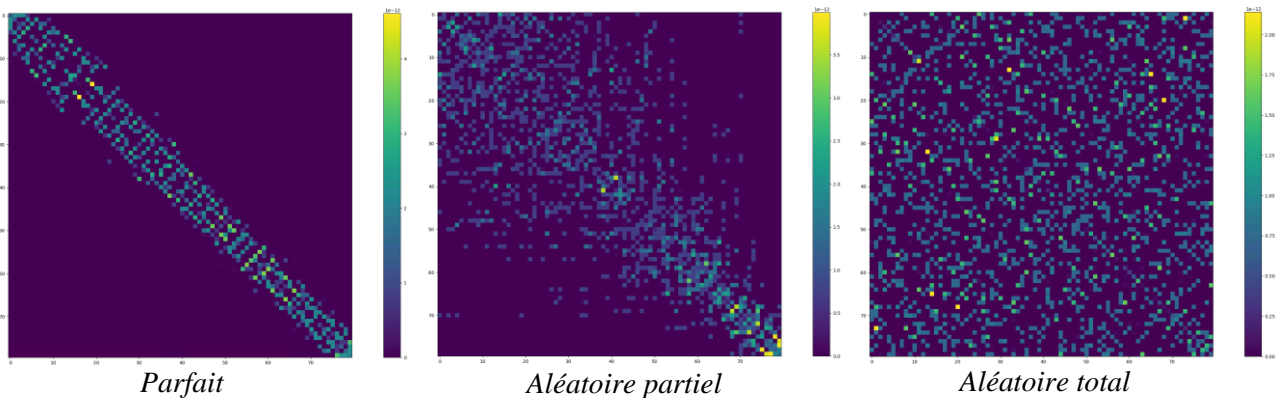


Figure II-17 – Matrices capacitives obtenues pour des remplissages avec différents degrés d'aléa

Le modèle de tête de bobine reprend la disposition exacte des conducteurs au sein des encoches et réalise une simulation axisymétrique sans présence de tôle magnétique. En conséquence, la diagonale de la matrice identifiée est vide et seules les capacités interspires évaluées. La différence avec l'utilisation d'un modèle plan est discutée en annexe (Section VIII.1.1). Les hypothèses des modèles électrostatiques maintenant évoquées,

la partie suivante évoquera les hypothèses de modélisation des simulations magnéto-harmoniques.

II.2.2.3 Hypothèses et simulation des problèmes magnéto-harmoniques

Le détail des simplifications appliquées aux équations de Maxwell est fourni dans [131]. Les principales hypothèses sont :

- La longueur de l'onde du signal à la plus haute fréquence d'étude est considérée grande devant les dimensions de la machine, permettant de négliger les effets de propagation,
- Le comportement du champ magnétique est considéré comme constant dans tout le plan 2D,
- Les conducteurs en parallèle voient un potentiel égal entre leurs bornes, générant une densité de courant égale dans chaque conducteur en DC par exemple,
- Le couplage avec les bobines présentes dans les encoches adjacentes est négligé,
- Le cycle d'hystérésis des matériaux ferromagnétiques est négligé

Pour du cuivre, et étant donné que la fréquence d'étude la plus élevée est de 10 MHz, la longueur d'onde minimale est d'environ 30 mètres. Ce résultat dénote un facteur 100 entre la longueur d'un conducteur à l'intérieur d'une encoche et la longueur d'onde, les effets de propagation d'ondes peuvent donc être correctement représentés si une unique cellule RLCG représente toute la longueur de l'encoche. Cette hypothèse sera davantage évoquée pour la génération du modèle Spice Section II.3. Par ailleurs, l'utilisation d'un modèle plan 2D suppose que le champ magnétique calculé dans le plan de simulation est le même dans toute la longueur de la machine (B homogène dans toutes les tôles magnétiques du stator). Il existe en réalité une concentration du champ aux extrémités du paquet de tôles moteur [99], qui sera supposée négligeable. Son impact sur l'impédance est donc supposé limité.

De façon similaire aux matrices de capacités, une section du moteur est dessinée, représentant un pôle. Comme cette MSAP n'est constituée que d'une phase par encoche, seuls deux enroulements sont représentés pour former une section de bobinage. Tous les groupes (ou spires) sont excités un à un par un courant de 1 A pour extraire les impédances propres et mutuelles. Pour une configuration donnée de l'enroulement, tous les conducteurs du même groupe sont considérés comme étant en parallèle et le courant est donc divisé entre ces conducteurs, ce qui conduit à une impédance globale par groupe. En divisant la chute de tension dans chaque conducteur, notée ΔV_j , par le courant total I_i circulant à travers les conducteurs du groupe i , la résistance R et les matrices d'inductance mutuelle et d'inductance propre L sont calculées à l'aide des équations (10) et (11).

$$R_{ij} = \text{reel} \left(\frac{\Delta V_j}{I_i} \right) \quad (10)$$

$$L_{ij} = \text{imag} \left(\frac{\Delta V_j}{I_i} \right) / \omega \quad (11)$$

i : Groupe avec courant imposé de 1 A, $\omega = 2\pi f$

Ce même processus est décrit dans [55][92]-[95][99][104] et dépend fortement de la fréquence. Cela rend obligatoire de calculer de multiples matrices R et L pour couvrir toutes les fréquences étudiées. Cette dépendance est imputable à de nombreux phénomènes : l'effet de peau, les effets de proximité et les pertes fer.

II.2.2.4 Effets de peau et de proximités dans les conducteurs

L'effet de peau est un phénomène bien connu qui apparaît dans les matériaux à forte conductivité soumis à une induction variable. À haute fréquence, des courants de Foucault sont induits à l'intérieur du conducteur à cause du champ magnétique. Ce phénomène modifie spatialement la densité du courant à l'intérieur du conducteur, passant d'une répartition homogène à un anneau de forte densité sur le rayon extérieur du conducteur. Le courant étant concentré près de la surface, la section efficace à travers laquelle le courant

circule est réduite. La résistance globale du conducteur augmente par conséquent avec la fréquence. Cette résistance induite entraîne des pertes plus importantes sous la forme d'un échauffement par effet Joule. Ce phénomène modifie également l'inductance, réduisant la valeur de l'inductance interne du conducteur à mesure que la fréquence augmente jusqu'à une valeur palier correspondant à la valeur de l'inductance externe. L'effet sur la densité de courant circulant dans un unique conducteur dans l'air est illustré Figure II-18.

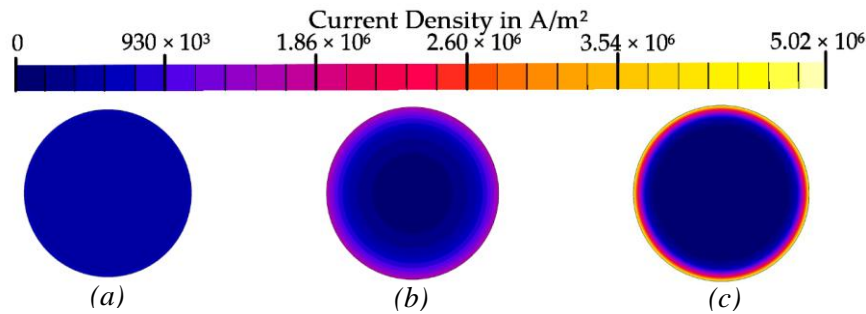


Figure II-18 – Évolution de la distribution de la densité de courant dans un conducteur de 2 mm de diamètre dans l'air. (a) 1 kHz. (b) 100 kHz. (c) 1 MHz [99]

L'effet de peau, pour un unique conducteur dans l'air, peut être calculé grâce aux équations de l'épaisseur de peau :

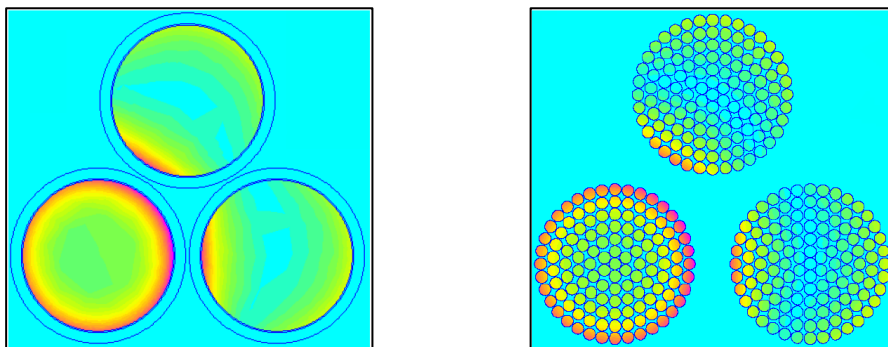
$$\delta \approx \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}, \quad \text{si } f \ll 1/\rho\varepsilon \quad (12)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \cdot \sqrt{1 + (\rho\omega\varepsilon)^2 + \rho\omega\varepsilon} \quad (13)$$

ρ : résistivité du conducteur ($1/\sigma$)
 μ : perméabilité du conducteur $\mu_r\mu_0$
 ω : pulsation du courant ($2\pi f$)
 ε : permittivité du conducteur $\varepsilon_r\varepsilon_0$

Pour atténuer l'effet de peau dans les applications HF, les conducteurs sont souvent constitués de multiples brins [113][134]. Il ne s'agit toutefois pas d'une solution parfaite, car des effets de peau peuvent toujours être présents dans les conducteurs à brins multiples. Une distribution déséquilibrée de la densité de courant et donc un échauffement inégal des conducteurs peut en être la conséquence [99][135]. Lorsque plusieurs conducteurs sont proches, les courants de Foucault induits par chaque conducteur modifient la distribution spatiale entière des courants, ce qui constitue l'effet de proximité, comme le montre la

Figure II-19, simulant un courant de 1 A dans le conducteur de gauche à 1 MHz tandis que les deux autres câbles sont non alimentés. Les interactions magnétiques entre les différents conducteurs font apparaître des variations de densité de courant non symétriques, même sur un câble composé de plusieurs brins.



que des courants induits existent aussi dans les deux autres conducteurs non alimentés.



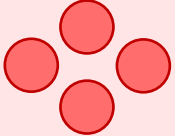
Figure II-19 – Densité de courant sur des câbles mono et multibrins à 1 MHz présentant des effets de

proximité [21]- (Conducteur de gauche alimenté par un courant de 1A à 1MHz)

L'effet de proximité est un phénomène HF qui se produit dans les conducteurs électriques, impliquant les interactions avec les autres conducteurs. Cette interaction engendre des conséquences similaires à l'effet de peau, augmentant les pertes par effet Joule en raison du déplacement des courants au sein des conducteurs ainsi que la modification des inductances propres et mutuelles [99][134]. Ce phénomène est dépendant de l'emplacement des conducteurs et de leurs distances respectives. Des approches analytiques calculant l'effet de proximité sont développées, en connaissant ou en supposant un assemblage parfait de conducteurs [134][136][137]. Pour les bobinages de machine en vrac, aucune approche hormis les MEF ne semble être utilisée [104].

La Table II-5 donne les valeurs de la résistance d'un ensemble de conducteurs en série, formant des spires, si un unique modèle analytique d'effet de peau n'intégrant pas l'effet de proximité est utilisé. Les équations du modèle analytique sont données à la dernière ligne de la Table II-5. Pour un unique conducteur (ligne verte) la valeur de la résistance est correctement estimée jusqu'à 100 MHz avec le modèle analytique avec seulement 5 % d'erreur max puisque les effets de proximité ne sont pas encore présents. Pour deux conducteurs en parallèle (en jaune Table II-5), le modèle analytique présente une erreur maximale de 11 % à 100 MHz, doublant l'erreur précédemment observée. Enfin, pour quatre conducteurs, l'erreur maximale monte à 50 % à 100 MHz. Les résultats à basse fréquence restent bons entre le modèle analytique et MEF en raison de la faible présence des effets de peau et de proximité à 1000 Hz. En résumé, la non-considération de ces effets pour des machines avec un nombre important de conducteurs entraînera une erreur significative sur l'estimation de la résistance comme démontré Table II-5, mais aussi de l'inductance, et ce à mesure que les fréquences d'études augmentent.

Table II-5 – Différence de résistance due à l'effet de proximité comparée à un modèle analytique simple de l'effet de peau

Fréquence	1000Hz	100kHz	1MHz	10 MHz	100MHz
R _{AC} analytique [Ω]	0.0054112	0.0145472	0.042628	0.131745	0.413647
R _{AC} FEM [Ω]	0.0054943	0.0146217	0.043122	0.143009	0.392825
R _{AC} analytique [Ω]	0.0108225	0.0290944	0.085255	0.263489	0.827294
R _{AC} FEM [Ω]	0.0109768	0.0338858	0.102131	0.341207	0.930272
R _{AC} analytique [Ω]	0.0216451	0.0581888	0.170511	0.526978	1.654589
R _{AC} FEM [Ω]	0.0221849	0.0988679	0.301611	0.957040	3.284320
					
Conducteur unique	Deux conducteurs en série		Quatre conducteurs en série		
$R_{AC\ analytique} = \frac{N_{fil} \rho_{cu} L_{cu}}{S_{cu}}$	$S_{cu} = \pi(D_{fil}^2 - \max(0, D_{fil} - 2\delta)^2)/4$				

Calcul effectué avec des conducteurs de cuivre de 2 mm de diamètre et de 1 m de long

En raison du placement aléatoire dû au placement réaliste, les positions des conducteurs ne sont pas dans les configurations présentées dans [134][136][137] réduisant la représentativité de ces approches analytiques. Ces phénomènes seront donc pris en compte directement au sein des modèles MEF et inclus dans les matrices R et L (équations (10) et (11)), notamment avec un maillage évolutif présenté Section II.2.2.5.

II.2.2.4.1 Profondeur de pénétration du champ magnétique dans les matériaux ferromagnétiques

La profondeur de pénétration du champ magnétique dans les matériaux ferromagnétiques est un paramètre critique qui décrit la distance à laquelle les champs magnétiques sont capables de pénétrer dans un matériau

donné. Ce phénomène, analogue aux effets de peau et de proximité, a pour origine un champ magnétique induit par le courant HF circulant dans les matériaux ferromagnétiques. Dans ces matériaux, le champ induit s'oppose au passage du flux magnétique au cœur des tôles. À basse fréquence, le champ magnétique peut pénétrer dans le matériau en se répartissant uniformément dans toute la section de ce dernier. À mesure que la fréquence augmente, la profondeur de pénétration diminue, réduisant la section disponible. En plus de pertes joules générées par les courants induits, ces effets ont pour conséquence de concentrer le champ magnétique sur les bords des tôles (Figure II-20), augmentant aussi les pertes fers [99][104][138]. À l'instar de l'effet de peau dans les conducteurs, la profondeur de pénétration dans les matériaux ferromagnétiques dépend donc de la fréquence, de la perméabilité et de la conductivité des matériaux. Il est possible de limiter les effets de ce phénomène en utilisant des tôles d'épaisseur plus faible : les tôles vont voir apparaître ce phénomène que lorsque la profondeur de pénétration est inférieure à leurs épaisseurs, et de façon similaire à l'effet de peau pour la subdivision des conducteurs. En conséquence, les tôles fines permettent d'assurer une distribution homogène de la densité de flux magnétique B à plus haute fréquence que des tôles plus épaisses [104][138]. Il convient de noter que la perméabilité d'un matériau varie aussi en fonction de la température et de la fréquence d'étude [139].

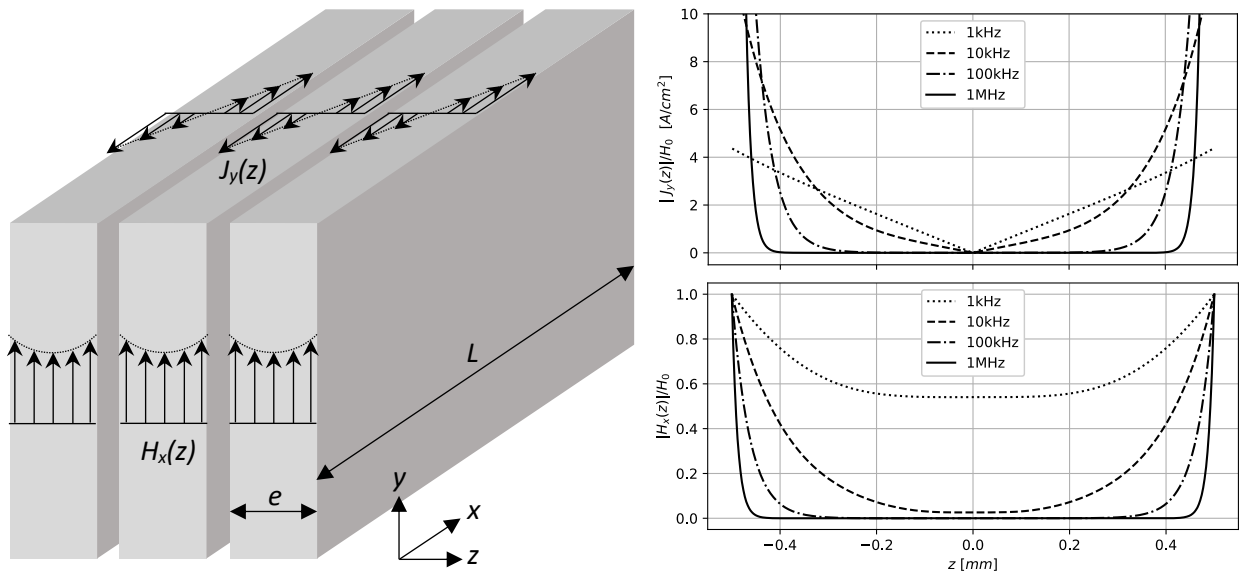


Figure II-20 – Champ magnétique normalisé et densité de courant le long d'une tôle $e = 1\text{mm}$ pour différentes fréquences d'oscillation $\mu_{r,DC} = 1000$, $\sigma = 1.9\text{MS/m}$ [104][138]

Des approches analytiques peuvent être utilisées pour inclure cet effet dans la modélisation par MEF 2D. En supposant que la largeur des tôles laminées est bien supérieure à leur épaisseur ($L \gg e$ Figure II-20), une perméabilité constante et en négligeant les effets d'extrémité, un matériau solide équivalent isotrope non conducteur peut être estimé. Ce matériau équivalent possédant une perméabilité dépendante de la fréquence [104][138] a été validé dans [104] comme une alternative valable à la modélisation 3D.

$$\mu(f) = \mu_0(\mu' - j\mu'') \tag{13}$$

$$\mu' = \frac{\mu_{r,DC} \cdot \delta}{e} \left(\frac{\sinh(e/\delta) + \sin(e/\delta)}{\cosh(e/\delta) + \cos(e/\delta)} \right) \tag{14}$$

$$\mu'' = \frac{\mu_{r,DC} \cdot \delta}{e} \left(\frac{\sinh(e/\delta) - \sin(e/\delta)}{\cosh(e/\delta) + \cos(e/\delta)} \right) \tag{15}$$

δ : effet de peau, équation (12) et (13)
 $\mu(f)$: perméabilité équivalente

$\mu_{r,DC}$: perméabilité des tôles pour une excitation DC
 e : épaisseur des tôles

Plus les tôles magnétiques sont fines, plus la fréquence à laquelle la section utilisée par le champ magnétique commence à diminuer est élevée, comme montré sur la Figure II-21. En outre, alors que la partie réelle de la

perméabilité est liée à la capacité des tôles à stocker l'énergie magnétique, la partie imaginaire est liée aux pertes, dissipées sous forme de courants de Foucault. L'utilisation de tôles plus fines permet de voir le pic de pertes associées à ces effets plus haut en fréquence et par conséquent de limiter les pertes HF. Ces modifications augmentent toutefois les coûts de production des composants (nombre plus important de tôles, fragilité plus importante du paquet et des tôles unitaires ...). Il existe donc un compromis entre réduction des pertes et augmentation des coûts de production.

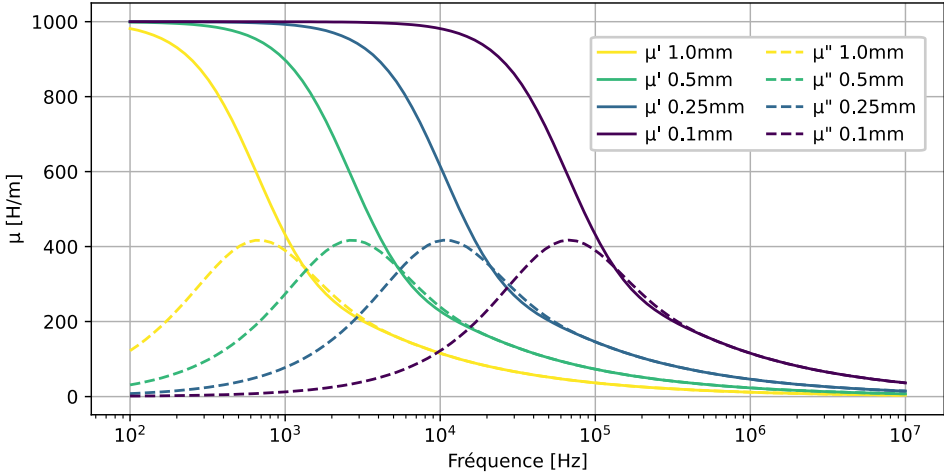


Figure II-21 – Évolution de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs des tôles, avec $\mu_{r,DC}=1000$ et $\sigma=1.9MS/m$

II.2.2.4.2 Pertes « fer » liées aux cycles d'hystérésis

L'hystérésis dans les matériaux ferromagnétiques décrit la relation entre l'excitation magnétique externe (H) et la densité de flux magnétique (B). Ce comportement est caractérisé par un graphique en forme de cycle appelé cycle d'hystérésis. L'induction magnétique du matériau est alors tracée en fonction de l'intensité du champ magnétique appliqué, comme le montre la Figure II-22 [140][141].

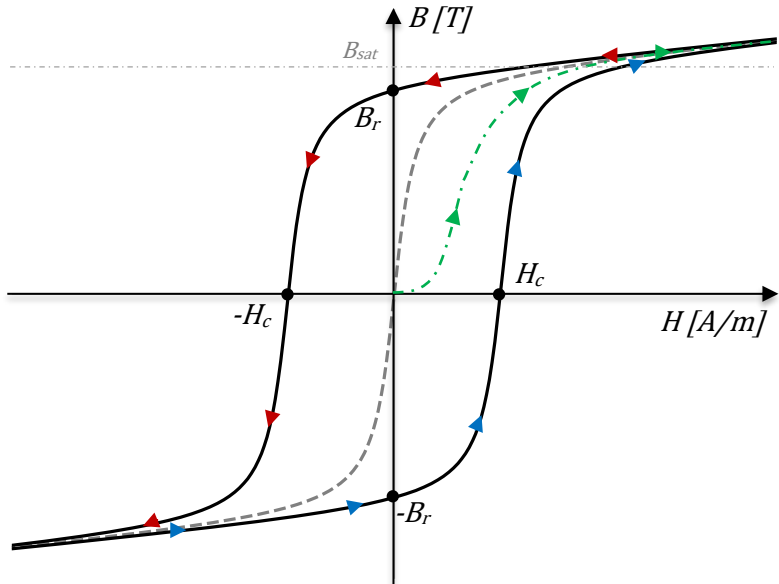


Figure II-22 – Cycle d'hystérésis type d'un matériau ferromagnétique

Les matrices L et R calculées à l'aide de la MEF négligeront les pertes dues au cycle d'hystérésis, car uniquement de faibles niveaux d'aimantation sont atteints pendant la mesure. Enfin, l'impact de la densité de flux à l'intérieur du paquet de tôle sera étudié comme une perspective à la simulation actuellement réalisée

(voir Annexes, Section VIII.1).

II.2.2.5 Raffinement du maillage en fonction de la fréquence pour les simulations magnétiques

Comme évoqué précédemment, les matrices L et R extraites à l'aide de simulations magnétiques dépendent de la fréquence en raison des phénomènes mis en jeu. Pour représenter fidèlement ces différents éléments, le maillage doit être assez fin pour permettre une bonne représentation des différents gradients de champ magnétique et de densité de courant.

Une première stratégie est de définir un maillage suffisamment fin pour la fréquence maximale de simulation et de l'utiliser pour l'ensemble des points d'étude. Si cette solution permet de simplifier l'étape de génération des nœuds et des éléments découpant l'espace simulé, ce maillage sera surdimensionné pour les calculs à basse fréquence. La stratégie mise en place dans le cadre de ces travaux est d'affiner le maillage en fonction de la fréquence : en se basant sur des équations analytiques, un maillage différent peut être généré à chaque fréquence. Le découpage de l'espace se fait donc avant chaque simulation, ainsi les temps de calcul en basse fréquence peuvent être réduits de façon significative. Le raffinement du maillage est effectué au niveau du bord des conducteurs en se basant sur l'épaisseur de peau.

Le logiciel FEMM permet de spécifier le degré d'angle maximal formé par les éléments triangles présents sur les arcs de cercle. L'argument "*Max angle*" [degré] doit être ajusté à chaque fréquence pour être au moins de la taille de l'effet de peau.

$$\theta = 360 \times \delta / (\pi D_{fil}) \quad (16)$$

D_{fil} : Diamètre des conducteurs utilisés

En pratique, la valeur donnée à "*Max angle*" est $\theta/2$. Ce processus augmente considérablement le nombre de nœuds au-delà de 10 MHz et les simulations au-dessus de cette fréquence n'ont pas pu être réalisées. Le nombre de nœuds au-dessus de 10 MHz est très important et les simulations n'ont pas démarré malgré la génération du maillage. La compilation du code source sur des bibliothèques CUDA (bibliothèques C et C++ pour l'exécution de calcul sur les cartes graphiques de la marque NVIDIA) pour accélérer les simulations à l'aide de GPU a été tentée sans succès et la recherche de l'erreur ou de l'optimisation nécessaire dans le code source de FEMM pour trouver la source exacte limitant ces calculs n'a pas été faite. À noter que des modèles avec moins de nœuds ont été simulés avec succès au-dessus de 10 MHz, cependant le modèle magnétique de moteur nécessaire pour l'identification des matrices R et L ne peut pas être simulé au-delà de ces fréquences. Un exemple d'affinage de maillage est montré sur la Figure II-23 pour un conducteur de cuivre de diamètre 1 mm aux fréquences de 1 kHz, 1 MHz et 10 MHz.

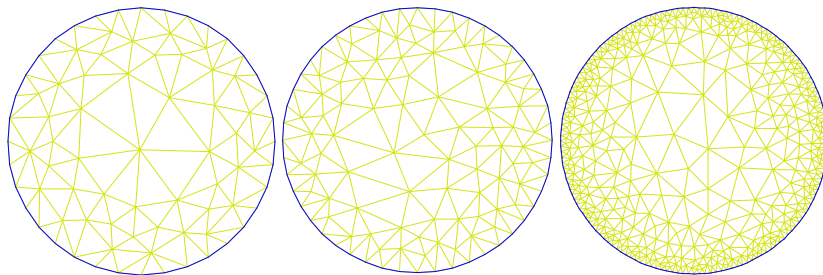


Figure II-23 – Affinage du maillage pour un conducteur de cuivre, diamètre 1 mm, à 1 kHz, 1 MHz et 10 MHz

Un ordre d'idée du maillage est donné dans la Table II-6 qui regroupe le nombre d'éléments ainsi que l'espace mémoire requis pour ce genre de simulation à différentes fréquences. Ces chiffres sont donnés pour le modèle magnétique de l'encoche. Le nombre d'éléments en BF est très dépendant du diamètre des conducteurs puisque FEMM oblige l'argument "*Max angle*" à 10 degrés maximum ce qui explique que le maillage n'est que multiplié par 3 entre 1 kHz et 1 MHz en termes de nombre de nœuds. En revanche, une multiplication par 3.5 est observable entre 1 et 10 MHz en raison de cet affinage. Un maillage à 100 MHz a été généré montrant à nouveau une multiplication par 3 du nombre de nœuds sans possibilité d'évaluer l'espace mémoire requis par

cette potentielle simulation. C'est cette augmentation qui est supposée être à la source de l'impossibilité de simuler au-delà de 10 MHz.

Table II-6 – Nombre de nœuds pour le modèle magnétique d'encoche en fonction de la fréquence

Fréquence	1 kHz	1 MHz	10 MHz
Nombre de nœuds	20134	59642	211434
Taille mémoire	12.4 Mo	33.9 Mo	110.6 Mo

Maintenant que l'ensemble des méthodes d'identification des matrices de capacité, de résistance et d'inductance ont été présentés ainsi que les hypothèses de simulation, une simulation circuit implémentant toutes ces valeurs doit être faite suivant le procédé décrit sur la Figure I-9 pour permettre l'extraction des impédances des bobines simulées.

II.3 MISE EN ŒUVRE D'UN MODÈLE CIRCUIT DE TYPE SPICE POUR LA PRÉDICTION DE L'IMPÉDANCE DES BOBINES

Les simulations avec le logiciel FEMM permettent d'identifier l'ensemble des capacités, inductances et résistances. Ces éléments sont assemblés pour constituer un modèle de type circuit électrique équivalent représenté par une netlist, puis un solveur « circuit » de type Spice utilisé en mode d'analyse harmonique (AC mode) permettra de calculer les impédances de MD et de MC.

II.3.1 Schéma électrique mis en œuvre pour la simulation des bobines

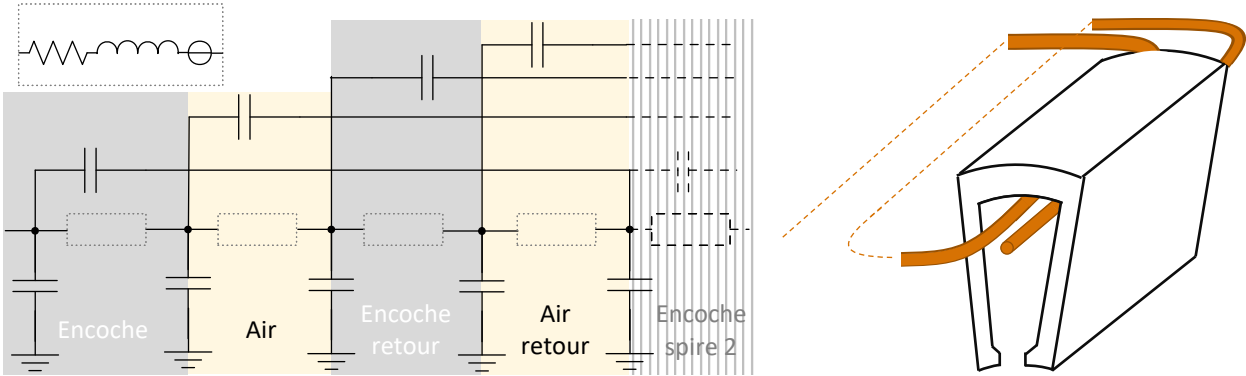


Figure II-24 – Circuit électrique adopté pour simulation Spice avec illustration de l'encoche associée

Le schéma électrique général est présenté sur la Figure II-24, composé d'un circuit simple utilisé comme motif élémentaire pour chaque conducteur. Le moteur étudié possède une unique phase par encoche et toutes les spires passent par deux encoches. Le schéma reproduit ce comportement en alternant une partie encoche plan et air axisymétrique, représentant le conducteur passant dans les encoches puis les têtes de bobines. Les capacités doivent être distinguées en deux groupes, celles entre les conducteurs et la masse (présent sur la partie inférieure de la Figure II-24) et celles entre les spires d'une même phase sur la partie supérieure de la Figure II-24, appelées respectivement capacités spire-encoche et interspires.

Présent dans chaque branche horizontale, un dipôle équivalent permet de modéliser tous les aspects relatifs aux effets résistifs et inductifs. Il se compose d'une résistance, d'une inductance et d'une source de tension comportementale utilisée pour représenter les effets de proximités (détaillé Section II.3.1.5). Les coefficients de couplage entre conducteurs d'une même encoche ou d'une même tête de bobine sont ajoutés au modèle circuit pour compléter la représentation des interactions magnétiques présentes au sein d'une encoche et des têtes de bobines. Ces coefficients ne sont pas représentés sur la Figure II-24 pour un souci de visibilité.

Une analyse de la complexité de ce schéma peut être effectuée : si tous les dipôles/éléments sont supposés

de même complexité, le temps de résolution du circuit est lié au nombre de composants. Comme ce schéma est composé de $4(N^2+3N)$ instances, N étant le nombre de spires dans une encoche, le calcul matriciel Spice devient d'autant complexe que le carré du nombre de spires augmente, soit une complexité $O(n^2)$. Pour atténuer cette complexité croissante, une réduction du modèle est présentée à la Section II.3.2, les paragraphes suivants décrivent la façon dont ce circuit électrique est constitué à partir des matrices C, R et L obtenues à l'aide des outils MEF.

II.3.1.1 Notation mise en place pour la génération des modèles circuit de type Spice

Pour une bobine avec N = 80 spires, le nombre d'instances nécessaire à une unique fréquence monte à 26 560. La réalisation de la netlist correspondante est impossible sans un processus automatisé. C'est pour cette raison qu'une nomenclature a été mise en place permettant de se retrouver dans l'ensemble des données générées. La Table II-7 explicite l'ensemble des notations utilisées pour les instances et les nœuds et la Figure II-25 présente l'utilisation de cette dernière pour la première et une partie de la deuxième spire. Trois nœuds remarquables seront utilisés pour l'extraction des impédances : le nœud 0 qui est le nœud de référence (la masse de notre système), le nœud sa0 qui est l'entrée de la bobine et saN qui est la sortie de la bobine. Cette génération s'adapte au nombre de spires et peut être appliquée pour évaluer l'impact de la suppression de spires, mais cet aspect ne sera pas étudié dans la suite du sujet. Le rôle de chaque type de dipôle est expliqué à partir de la Section II.3.1.3.

Table II-7 – Notation adoptée pour la génération des netlists représentant les bobines moteurs

Instances : Raa0, Cgnd_sr0, Bsr10, Caa10_24, Ksa3_62
Premier symbole : Type de dipôle (R = résistance, L = inductance, C = capacité, K = coefficient de couplage des inductances, B = source de tension commandée)
Symbole rouge : Position du conducteur, s ou a . s = « slot » donc encoche, a = « air » donc tête de bobine
Symbole bleu : Segment du conducteur, a ou r . a = aller, r = retour
Symbole vert : Numéro de la spire en étude. Commence à 0 et finit à N-1
Symbole orange : Pour les dipôles entre spires (capacités interspire et coefficients de couplage), numéro de la deuxième spire d'intérêt. Commence à 1 et finit à N-1
Nœuds : sa0, ia0, ja0, aa0
Les nœuds délimitent les différents dipôles en série suivant une nomenclature similaire aux instances : Spire type : san-R-ian-L-kan-B-aan-R-jan-L-lan-B-srn-R-irrn-L-krn-B-arn-R-jrn-L-lrn-B-san+1 Les nœuds avec les symboles s et a sont là où les capacités par rapport à l'encoche et interspires se connectent. Les symboles en gras sont les dipôles placés en série.

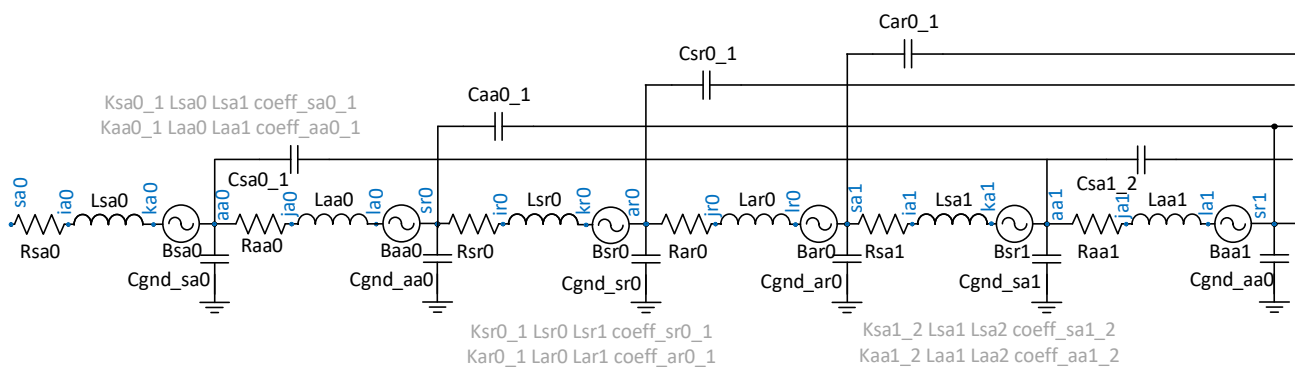


Figure II-25 – Représentation de la structure de la netlist adoptée pour la simulation des bobines

Pour générer de façon efficace les fichiers de netlist spice, la stratégie a été de fournir un entête et un pied de page similaire pour toutes les configurations. Toutes les lignes intermédiaires sont générées automatiquement à l'aide de classes créées en python avec héritage pour assurer que le fichier soit écrit facilement. L'architecture est résumée Figure II-26. Les dipôles héritent de la classe DipoleNetlist qui, en ayant renseigné

un nom ainsi que les nœuds utilisés par le dipôle, construit la chaîne de caractères nécessaires à l'aide de la méthode `_char_netlist()`. Une liste de classe dipôle peut donc être formée, modifiée en cours de programmation et la fonction `generate_file()` génère le fichier associé. La classe `DummyNetlist` permet de générer des commentaires, entête ou des fonctions complexes. Pour une fréquence, les 26 560 classes sont instanciées dans le cas d'une bobine de 80 spires et ajoutées à une liste de classe `Netlist`. Deux entêtes et pied de pages différentes sont faites pour les simulations MD et MC en fonction de la fréquence de simulation. Les trois nœuds remarquables que sont la masse (nœud 0) l'entrée (sa0) et la sortie (saN) de la bobine sont connectées au besoin à une source de tension alternative fixée à 1V à la fréquence d'étude en fonction du mode étudié. De cette façon, l'impédance du système peut être déduite en récupérant le courant sortant de la source de tension.

La méthode de simulation et le schéma proposé étant présentés, les sections suivantes s'attarderont sur la façon dont les valeurs de simulation MEF seront transférées dans les netlist. Si certaines données sont directement transposables en Spice, certains effets doivent subir une modification en raison des différents formalismes utilisés.

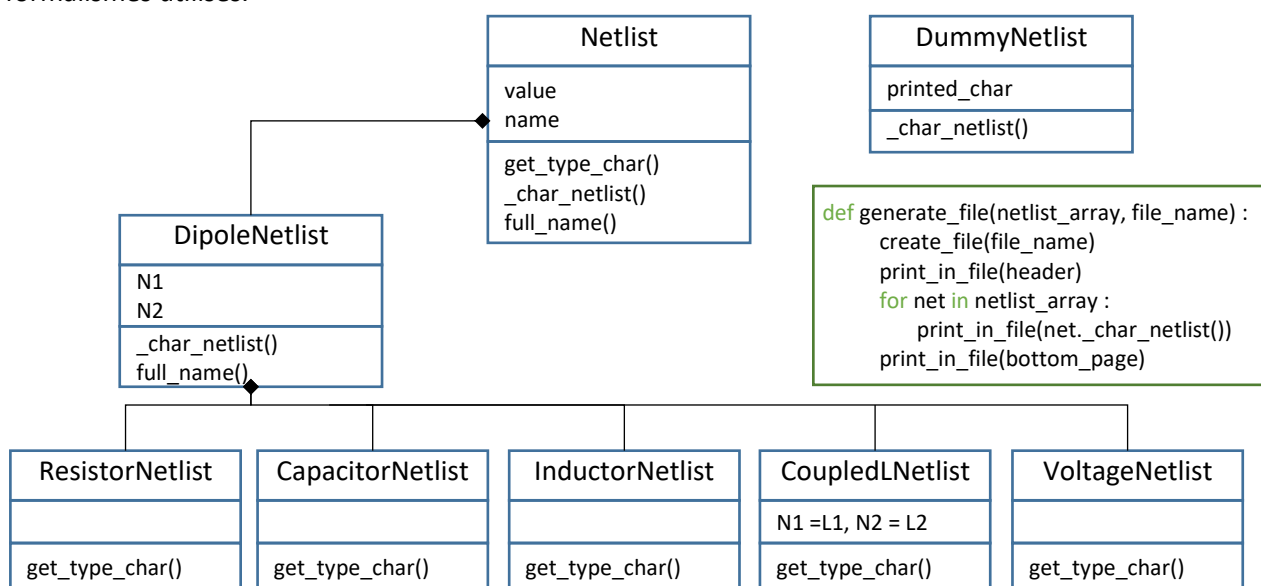


Figure II-26 – UML synthétique des classes python pour génération des netlists

II.3.1.2 Ajout des capacités dans le modèle circuit

Les capacités sont directement ajoutées à la "netlist" Spice : les matrices obtenues pour les têtes de bobine et les encoches étant directement utilisables pour l'ensemble du spectre étudié, toutes les valeurs identifiées peuvent être directement ajoutées au schéma. Seule une distinction entre les capacités spire-encoche et interspires doit être faite comme présenté dans l'entête de la Table II-7. $4[(N^2-N)/2+N]$ instances de classe capacités sont générées pour la netlist finale.

II.3.1.3 Interpolation des paramètres dépendant de la fréquence pour la simulation Spice

Comme indiqué Section II.2.2.3, les termes des matrices R et L évoluent avec la fréquence. La solution proposée consiste à réaliser de multiples estimations de ces matrices et à interpoler entre chaque valeur calculée dans le but de minimiser les calculs par MEF. Un exemple de valeur interpolée pour une encoche avec 80 spires et un unique conducteur par spire est présenté sur la Figure II-27 montrant les valeurs réelles et imaginaires identifiées lors des simulations magnétiques qui serviront pour le calcul des matrices R et L. Les résultats MEF sont représentés sur la Figure II-27 par les points, ils sont joints par des segments de valeurs interpolées. Cette approche simple fournit au circuit Spice une valeur estimée pour chaque fréquence. Une autre approche a été proposée dans [104] et consiste à trouver les coefficients d'une fonction générique pour chaque composant, permettant d'interpoler l'impédance, mais aussi d'extrapoler ces données au-delà de

10 MHz. Dans notre cas, une netlist différente est générée et simulée par fréquence.

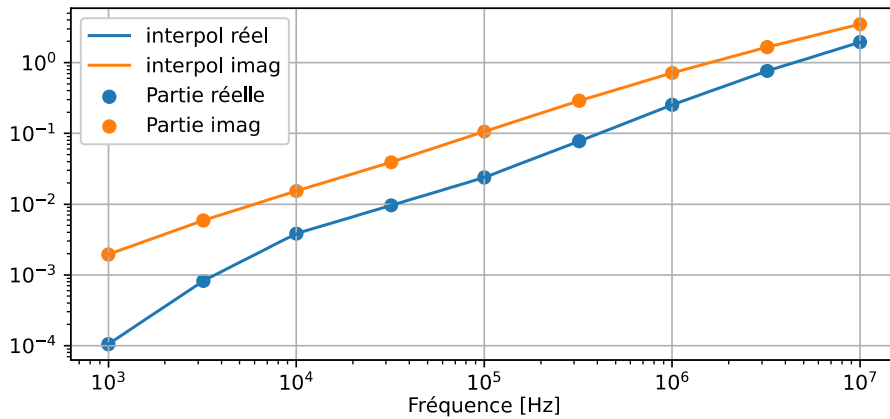


Figure II-27 – Interpolation des valeurs impédances entre la première et la deuxième spire d'une encoche

II.3.1.4 Inductances propres et résistance dans les spires

Les résistances ainsi que l'inductance propre pour chaque spire sont obtenues en utilisant respectivement la diagonale des matrices R et L. Étant donné l'interpolation utilisée, les valeurs doivent être mises à jour à chaque fréquence, permettant d'inclure les effets de peau et de proximité dans la simulation circuit. 4N instances de classe inductances et 4N instances de la classe résistances sont écrites par fréquence dans la netlist finale.

II.3.1.5 Inductances mutuelles et pertes dues aux effets de proximités dans les spires

Les inductances mutuelles sont exprimées dans la netlist Spice à l'aide des facteurs de couplage k. Toutes les inductances mutuelles étant présentes dans la matrice L pour chaque fréquence interpolée, le facteur de couplage peut être exprimé à l'aide de l'équation (17) :

$$k_{ij} = L_{ij} / \sqrt{L_{ii} \cdot L_{jj}}, \forall i \neq j \quad (17)$$

$$V_{L_{ii}} = L_{ii} \omega j \times I_i + \sum_{n=0, i \neq n}^N I_n j \omega \times k_{in} \sqrt{L_{ii} \cdot L_{nn}} \quad (18)$$

Cette expression fournit tous les facteurs de couplage liant les inductances précédemment ajoutées. $4(N^2 - N)/2$ coefficients de couplage sont ajoutés dans la netlist par fréquence. La tension aux bornes d'une spire dépend donc du courant circulant dans cette spire, mais aussi de l'ensemble des courants circulant dans les spires adjacentes se couplant à cette dernière comme détaillé par l'équation (18).

La matrice R, dépendante de la fréquence, n'est pas purement diagonale comme présenté sur la Figure II-28. Les valeurs dans la diagonale (i=j) représentent la relation entre tensions dues aux pertes et le courant traversant le conducteur (équation (10)) incluant donc l'effet de peau et de proximité. En revanche, les termes restants (lorsque i≠j) expriment la relation entre des tensions induites dans les conducteurs adjacents par le courant traversant un conducteur. Cet effet, conséquence directe de l'effet de proximité, peut être vu comme des couplages résistifs entre les différents groupes de conducteurs en parallèle. En effet, les effets de proximité modifient la densité de courant au sein des conducteurs générant des pertes supplémentaires par rapport à l'effet de peau. Illustré sur la Figure II-29, un conducteur est traversé par un courant de 1 A de part et d'autre d'une encoche de machine. Ce courant, à 1 kHz, se répartit dans l'intégralité du volume du conducteur de façon homogène, générant ainsi des pertes dans tout le volume de cuivre. À 1 MHz, ce courant de 1 A se répartit en surface du conducteur puisque l'effet de peau apparait pour cette fréquence, mais aussi au sein des autres conducteurs avec les effets de proximité. Les pertes et tensions associées à ces effets sont

donc localisées dans les autres spires à l'aide de sources de tension commandée, en association avec les coefficients de couplage k , pour une meilleure représentation des effets HF.

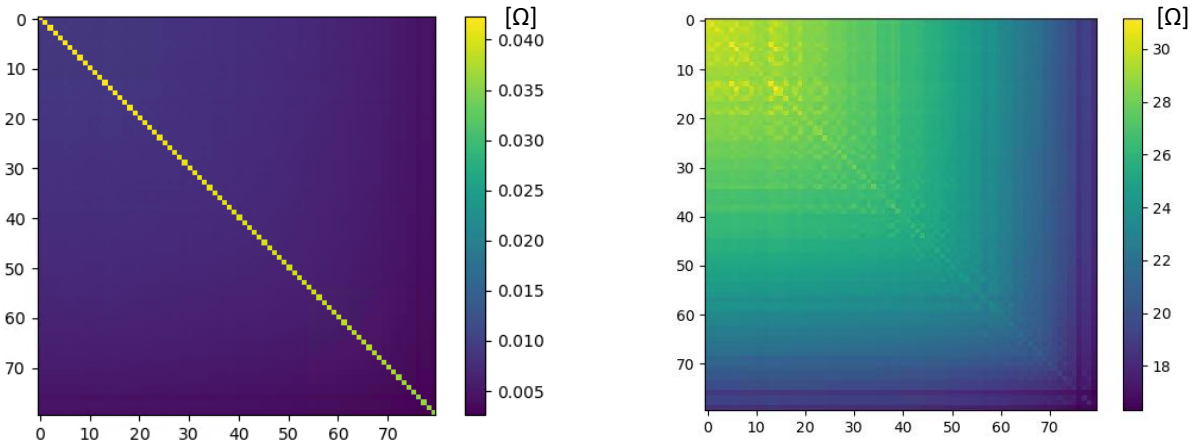


Figure II-28 – Matrices R pour une bobine de 80 spires, simulée à 3,2 kHz et 3,2 MHz

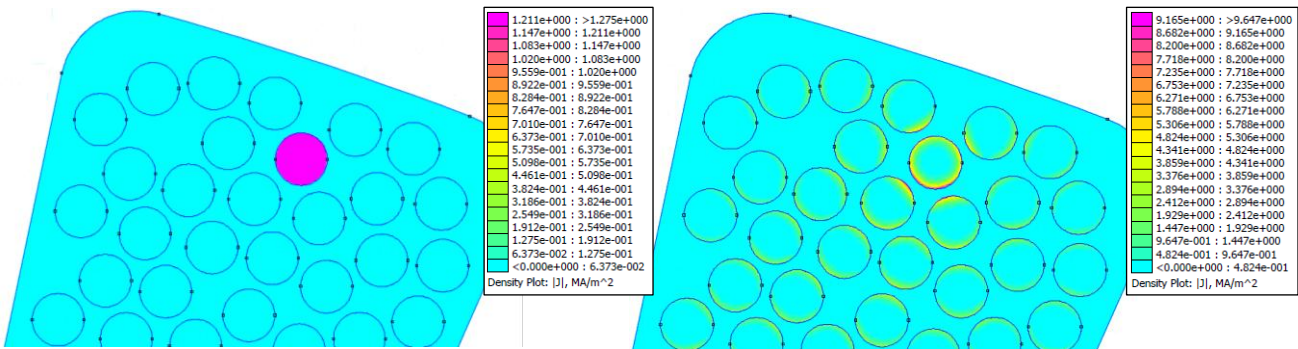


Figure II-29 – Densité de courant à 1 kHz et 1 MHz dans le cas d'un unique conducteur alimenté

Pour inclure cet effet (partie réelle de l'impédance couplée), il n'existe pas de « composant résistif couplé » dans les bibliothèques Spice. Toutefois, il peut être représenté à l'aide de sources de tension comportementales (*behavioral voltage source*) dans les simulateurs Spice. Ces sources fonctionneront de manière similaire au coefficient de couplage pour les inductances, et garantiront que les pertes induites par les effets de proximité d'un groupe de conducteurs vis-à-vis des autres groupes sont correctement représentées à chaque fréquence étudiée. Le schéma décrit dans [104] n'est pas facile à mettre en œuvre en raison du processus développé précédemment, c'est pourquoi l'équation (19) a été utilisée :

$$V_i = \sum_{j=0}^N I_j \cdot R_{ij}, \forall j \neq i \quad (19)$$

Une source de tension comportementale V_i est utilisée par motif élémentaire. Sa valeur est fonction des courants passant à travers les autres spires. $4N$ sources de tension comportementales sont ajoutées dans la netlist spice, valable pour une unique fréquence.

L'ajout de l'effet de proximité dans la simulation circuit a un rôle important pour la modélisation des résonances des différentes impédances. La Figure II-30 montre des simulations préliminaires. Elles n'incluent pas les capacités interspires au sein des têtes de bobines et se basent sur le placement géométrique des conducteurs. Les courbes en transparence présentent des simulations Spice qui ne prennent pas en compte la partie réelle de l'impédance couplée ($S1-w/V$, $S2-w/V$ et $S3-w/V$) tandis que les trois dernières courbes montrent leur prise en compte ($S1$, $S2$ et $S3$). L'ajout des sources de tension commandées dont le rôle est d'ajouter ces effets dans les simulations Spices permet de restituer les effets d'amortissement des résonances

non présents précédemment. Au vu de l'amélioration de la représentativité des résultats par rapport aux mesures faites sur les maquettes de validation de la Section 0, ce procédé, inspiré des travaux présentés dans [93][94][104], a été totalement intégré dans le processus de simulation.

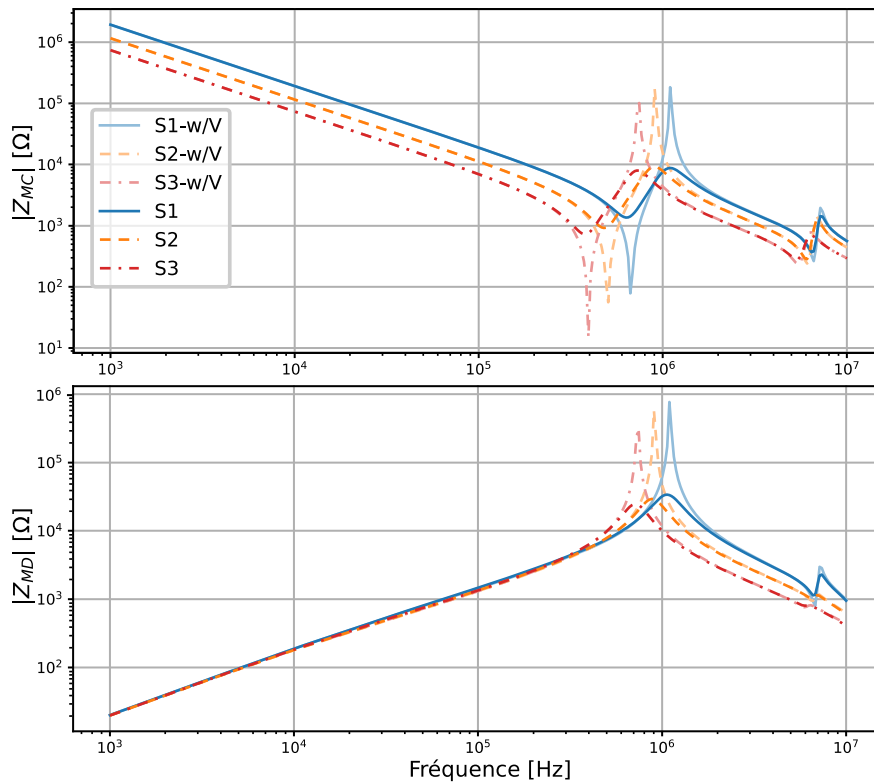


Figure II-30 – Simulations préliminaires avant et après intégration des effets de proximité dans les circuits Spice

Une fois le schéma complété avec l'ensemble des données extraites des modélisations par MEF, il convient de vérifier si ce dernier permettra de simuler le système correctement jusqu'à la fréquence d'intérêt. C'est cette question qui sera abordée par la suite.

II.3.1.6 Validité fréquentielle de la représentation Spice proposée

L'annexe Section VIII.2 démontre la pertinence du critère $\lambda/10$ pour la bonne représentation des phénomènes de propagation. Cette grandeur sera donc évaluée pour notre système d'étude pour déterminer le nombre de cellules nécessaire pour une bonne représentation. La fréquence maximale simulée est de 10 MHz impliquant une longueur d'onde dans l'air d'environ 30 m. Une spire de dimension 240 mm correspond donc à 0,008 λ . Pour 80 spires, cela correspond à 0,64 λ . Une bobine de la machine étudiée pourrait donc être représentée à 10 MHz à l'aide de 7 cellules RLCG. Le modèle actuel utilise 320 cellules équivalentes RLCG (quatre cellules par spire, montré Figure II-24 et Figure II-25), respectant donc le critère $\lambda/10$ par un facteur 50 soit $\lambda/500$. Une réduction de modèle permet d'effectuer des calculs similaires plus rapidement. C'est cette optique qui sera proposée par la suite.

II.3.2 Réduction d'ordre des circuits Spice pour la réduction du temps de calcul

Compte tenu de l'hypothèse précédemment exposée, les quatre motifs élémentaires composant une spire peuvent être fusionnés, comme le montre la Figure II-31.

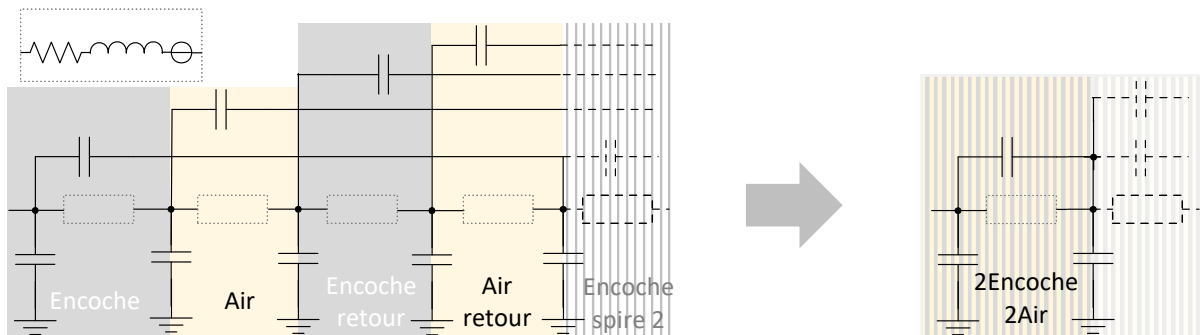


Figure II-31 – Circuit de réduction d'ordre issue des regroupements d'impédances par spires

Aux fréquences étudiées, la différence de potentiel aux bornes des éléments en série pour une spire est faible. Les résistances, les inductances et les sources de tensions d'une même spire peuvent donc être additionnées et regroupées dans une unique cellule élémentaire équivalente. Les capacités spire-encoche et interspires peuvent être additionnées, considérées en parallèle, car au même potentiel. Les facteurs de couplage k doivent être réévalués en utilisant la somme de toutes les inductances mutuelles et les nouvelles valeurs d'inductances propres avec l'équation (17). La formulation obtenue est composée de N^2+3N instances de netlist, correspondant donc à $\lambda/125$. La complexité est toujours de type $O(n^2)$, mais cette méthode divise la taille du fichier netlist par quatre. En pratique, les essais initiaux démontrent une réduction du temps de calcul par un facteur trois avec des différences induites négligeables (voir Section II.4.1.1). Les notations de la Table II-7 sont ainsi mise à jour dans la Table II-8 et un exemple de circuit modifié est présenté Figure II-32.

Table II-8 – Notation modifiée pour la génération des netlists à réduction d'ordre

Instances : R0, Cgnd_0, B10, C10_24, K3_62
Premier symbole : Type de dipôle (R = résistance, L = inductance, C = capacité, K = coefficient de couplage des inductances, B = source de tension commandée)
Symbole vert : Numéro de la spire en étude. Commence à 0 et finit à N-1
Symbole orange : Pour les dipôles entre spires (capacités interspires et coefficients de couplage), numéro de la deuxième spire d'intérêt. Commence à 1 et finit à N-1
Nœuds : p0, i0, k20
Les nœuds délimitent les différents dipôles en série : Spire type : pan-R-ian-L-kan-B-pan+1
Les nœuds avec les symboles p sont là où les capacités par rapport à l'encoche et interspires se connectent. Les symboles en gras sont les dipôles placés en série.

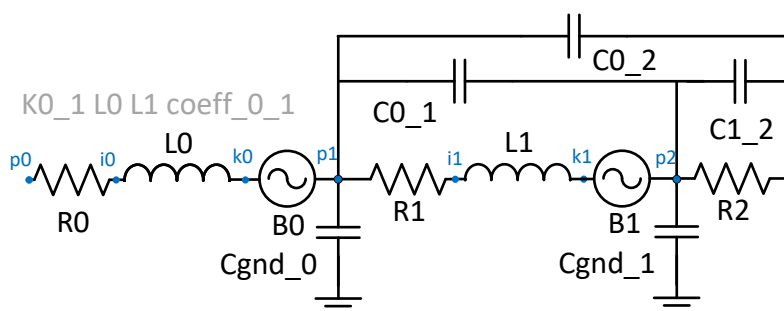


Figure II-32 – Représentation de la structure netlist d'une bobine avec réduction d'ordre

Ce circuit obtenu à l'aide de ces différentes étapes de simulation sera utilisé pour extraire des mesures d'impédance représentative de celle pouvant être réalisées sur les maquettes expérimentales présentées Section 0 permettant de valider la représentativité de cette démarche prédictive.

II.4 PRÉDICTION DE L'IMPÉDANCE À L'AIDE DE MODÈLES SPICE

Les circuits créés sont simulés dans deux configurations, l'une représentant l'impédance de MC et l'autre l'impédance de MD présentée sur la Figure II-33. Ces simulations sont effectuées pour un circuit Spice représentant uniquement une bobine.

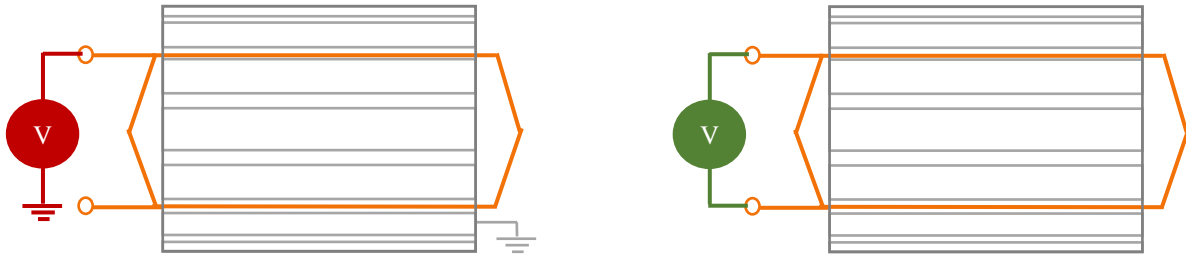


Figure II-33 – Configurations d'impédance prédites à l'aide de la netlist Spice

Ces configurations de simulation diffèrent du processus de mesure typiquement réalisé à l'aide d'un analyseur d'impédance [54][65][99]. Traditionnellement, en connectant un analyseur entre toutes les phases reliées en parallèle ainsi que la masse, l'impédance de MC peut être mesurée. De façon similaire, l'impédance de MD est caractérisée en utilisant une phase comme premier point d'entrée tandis que les deux autres phases sont utilisées comme point de sortie, connectées en parallèle aux extrémités des bobines comme présentées sur la Figure II-34. Dans le cas des simulations effectuées, une source de tension alternative est placée entre l'entrée du circuit et le plan de masse, permettant d'estimer une impédance de MC. Enfin, lorsque la source de tension est placée entre l'entrée et la sortie de la bobine, cela mesure une impédance de MD.

Les impédances de MD et de MC sont calculées pour chaque fréquence, et ce en divisant la tension injectée par le courant résultant sortant de la source de tension AC. Dans notre cas, l'étude expérimentale et la simulation portent sur des bobines seules. Par conséquent, c'est la méthode Figure II-33 qui sera utilisée.

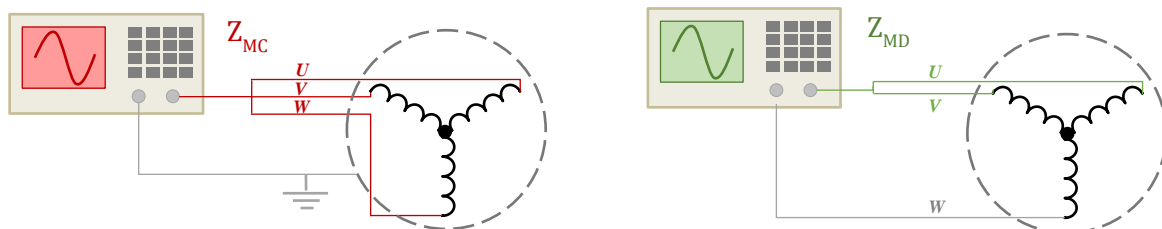


Figure II-34 – Mesures d'impédance réalisée sur un moteur complet [92]

Des résultats préliminaires présentés sur la Figure II-35 montrent le module de l'impédance calculé à l'aide de ce processus prédictif. Ces configurations présentent différents nombres de conducteurs en parallèle pour leurs spires, ce qui a un impact sur la valeur de l'impédance sur un large spectre, en particulier à haute fréquence.

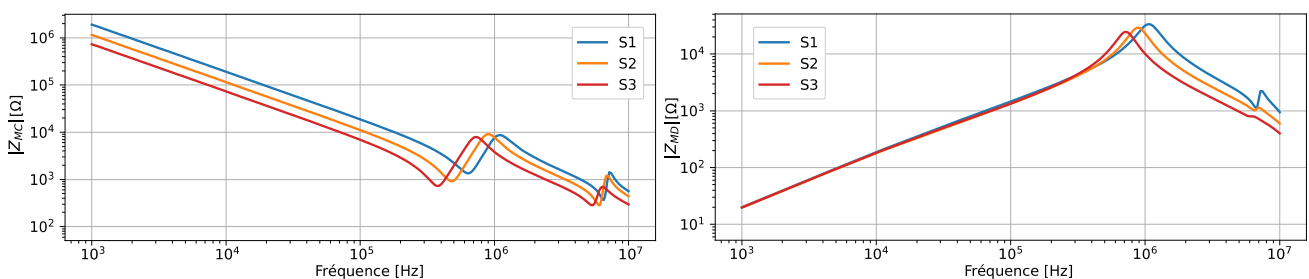


Figure II-35 – Résultats préliminaires prédisant le module des impédances MC et MD pour trois bobines

II.4.1.1 Impact de la réduction d'ordre sur les simulations

Pour valider les performances de la réduction d'ordre, deux configurations de bobine sont simulées à l'aide de la version du code sans réduction d'ordre et celle utilisant la simplification présentée Section II.3.2. Les résultats pour les impédances sont montrés Figure II-36.

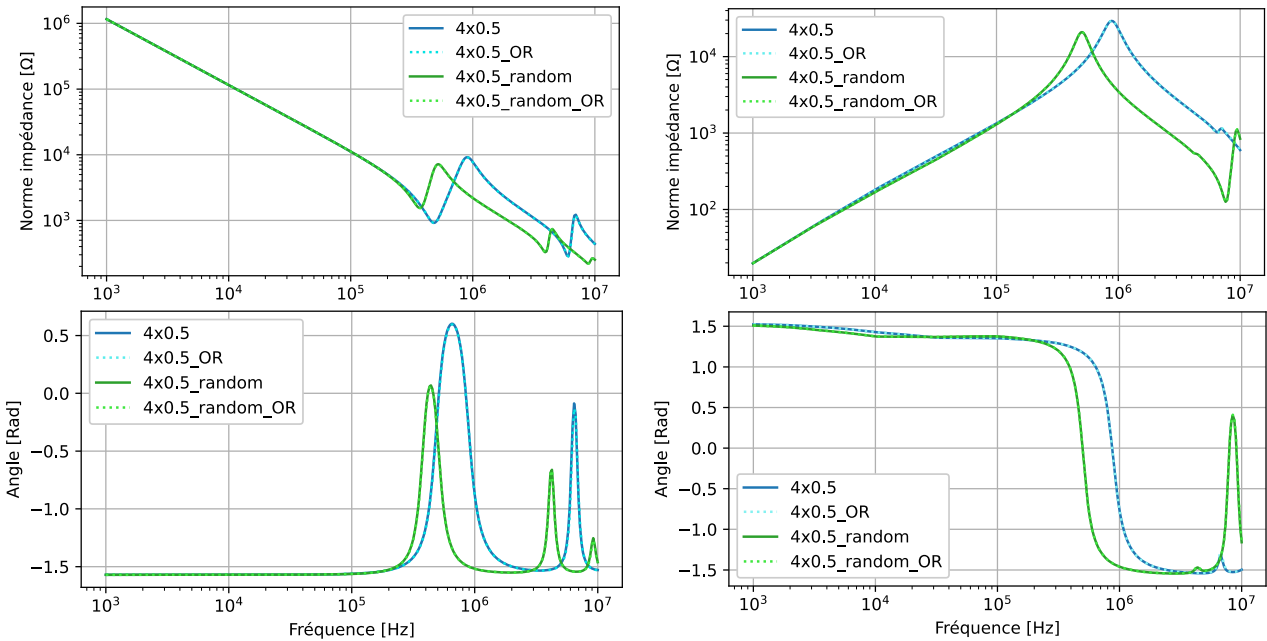


Figure II-36 – Impédances MC et MD entre le circuit entier et la simulation avec réduction d'ordre

Les courbes pleines sont issues des simulations utilisant le premier circuit Spice présenté tandis que les courbes en pointillés montrent les simulations faites à l'aide du circuit réduit. Les erreurs générées aux fréquences étudiées sont très faibles comme illustrés sur la Figure II-37, les plus importantes se trouvant aux fréquences de résonance et restent inférieure à 11 % de la valeur de l'impédance avec circuit entier. Cet écart acceptable par rapport aux simulations précédentes permet de diviser le temps de calcul par trois comme montré dans le cas d'un processus séquentiel, passant ainsi de 4 heures et 44 minutes à 1 heure et 33 min pour deux configurations de bobinage. La méthode par réduction d'ordre sera par conséquent privilégiée pour la suite des travaux.

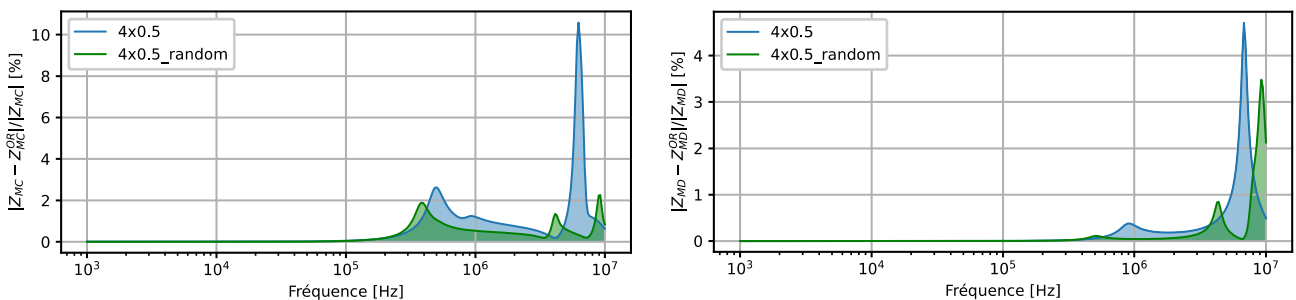


Figure II-37 – Erreur sur les impédances MC et MD entre un calcul avec un circuit entier et un calcul avec réduction d'ordre

II.5 CONCLUSION DU CHAPITRE

L'ensemble du processus de simulation permettant une modélisation prédictive des impédances Z_{MC} et Z_{MD} a été présenté. Ce dernier comprend la génération de la géométrie du moteur à l'aide de paramètres de conception liés aux différentes tailles des pièces mécaniques, ainsi que des variables contrôlant la réalisation

du bobinage. En raison des contraintes du projet OCEANE, ce sont les variables relatives aux bobinages qui sont utilisées pour modifier la contribution du moteur aux problèmes CEM, dans le but de minimiser les modifications de l'intégration mécanique et du point de fonctionnement système.

La simulation du remplissage des encoches ainsi que le placement spatial des conducteurs sont assurés à l'aide du placement réaliste. Enfin, un processus d'association des conducteurs en groupe de conducteurs en parallèle intégrant de l'aléatoire est utilisé pour former les différentes spires, permettant de prendre en compte la variabilité présente dans les stators à bobinage en vrac. Cette méthode permet de simuler des machines à forte densité de remplissage tout en visant à reproduire un remplissage des encoches stator similaire aux systèmes réels. Ce processus vise à réduire la complexité numérique de remplissage des encoches (problème NP-difficile) à l'aide de simulations physiques tout en automatisant ces étapes de configuration des modèles. Il est important de noter que l'ajout du placement réaliste a été un des derniers ajouts de la thèse, ainsi beaucoup de résultats intermédiaires n'incluent pas cette modélisation. Le type de placement utilisé sera donc précisée à chaque fois.

La géométrie obtenue est utilisée pour identifier les impédances et les capacités à l'aide d'un logiciel de type MEF 2D. De nombreuses hypothèses ont été formulées pour définir le contour de l'étude, incluant l'effet de peau, les effets de proximité, mais excluant les pertes fers et les effets de bord (concentration du flux aux extrêmes du paquet de tôles). Le maillage des simulations magnétiques est raffiné, en particulier sur le pourtour des conducteurs, et ce en fonction de la fréquence simulée dans le but de minimiser le temps de calcul.

Des netlists Spice sont générées à l'aide des matrices calculées par MEF, s'adaptant aux diverses configurations de machines étudiées. En raison des différences entre les deux logiciels, des équations reliant les deux processus ont été présentées. Le nombre important de lignes devant être écrites pour former les circuits a motivé la création d'un ensemble de classes Python permettant la modification et la génération des fichiers textes nécessaires aux simulations Spice.

Le nombre d'instances dans les premiers fichiers netlist Spice étant égale à $4(N^2+3N)$, N étant le nombre de spires dans une encoche, les matrices résolues voient leur complexité augmenter en $O(n^2)$. En conséquence, une méthode de réduction d'ordre a été mise en place pour accélérer les simulations, apportant une erreur maximale de 11% sur les résonances. La structure des netlists pour le modèle entier et du modèle à réduction d'ordre a été détaillée et illustrée pour offrir plus de compréhension à la structuration nécessaire pour ce type de simulation. Ces netlists fournissent des prédictions des spectres d'impédance, à la fois en MD et en MC, laissant la porte ouverte à des études paramétriques incluant les variables de conception des bobinages.

Ce processus n'a, à ce stade, pas été confronté à des mesures sur maquette. Le chapitre suivant fournira un moyen de valider cette méthodologie en utilisant des maquettes de stator bobiné. En reproduisant les configurations étudiées tout en abordant les hypothèses négligées au cours du processus de simulation, il sera possible de conclure sur les avantages et défauts de cette approche.

III. MAQUETTES DE VALIDATION POUR LA MODÉLISATION PRÉDICTIVE DES IMPÉDANCES HF DES MSAP

Ce chapitre aborde la partie expérimentale réalisée dans la thèse. Avant de mener une confrontation des mesures aux diverses simulations, il nous a paru judicieux de faire une analyse purement expérimentale. Cette partie présente ainsi les maquettes de validations réalisées dans le cadre de ces travaux de thèse. Ces maquettes qui sont constituées d'un stator de l'application VCS sont comparées entre elles. Toutefois, et ce pour permettre une analyse détaillée des différents bobinages, les erreurs de mesures et aléas de fabrication seront quantifiés et discutés. Au vu de ces résultats, une représentation à l'aide de surfaces de probabilité est ainsi proposée pour remplacer les comparaisons courbes à courbes traditionnellement réalisées dans les travaux sur le même sujet [95][99][104] et permettant une lecture différente de l'ensemble des résultats expérimentaux.

III.1 PROTOTYPES POUR LA VALIDATION DES IMPÉDANCES DES BOBINES

Vérifier la validité des approches numériques et des hypothèses adoptées est un élément clé pour garantir les futures analyses de sensibilité. Pour ce faire, une série de validations est effectuée sur des prototypes spécifiques avec des enroulements divers couvrant plusieurs variables de conception au cours du chapitre 0. La spécification des bobines permettant cette validation est présentée au cours de ce chapitre en parallèle d'une première campagne de mesure.

III.1.1 Spécifications des maquettes pour la validation des mesures d'impédance en HF

Les circuits magnétiques statoriques utilisés sont tous identiques pour les maquettes de validation que nous avons développées. Ils sont utilisés dans l'application VCS évoquée Section I.3.1 avec toutefois un ensemble de bobines différentes que celles utilisées dans l'application aéronautique. Seuls les paramètres de conception des bobinages varient, permettant de mesurer leur impact sur l'impédance. Trois stators identiques sont utilisés, chacun d'entre eux ne faisant varier qu'une unique variable du bobinage pour en isoler les effets. Dans chacune de ces configurations, trois bobines du même type sont placées et trois types de bobines sont installées, amenant à un total de neuf bobines par maquette. La Figure III-1 détaille leur placement au sein du stator.

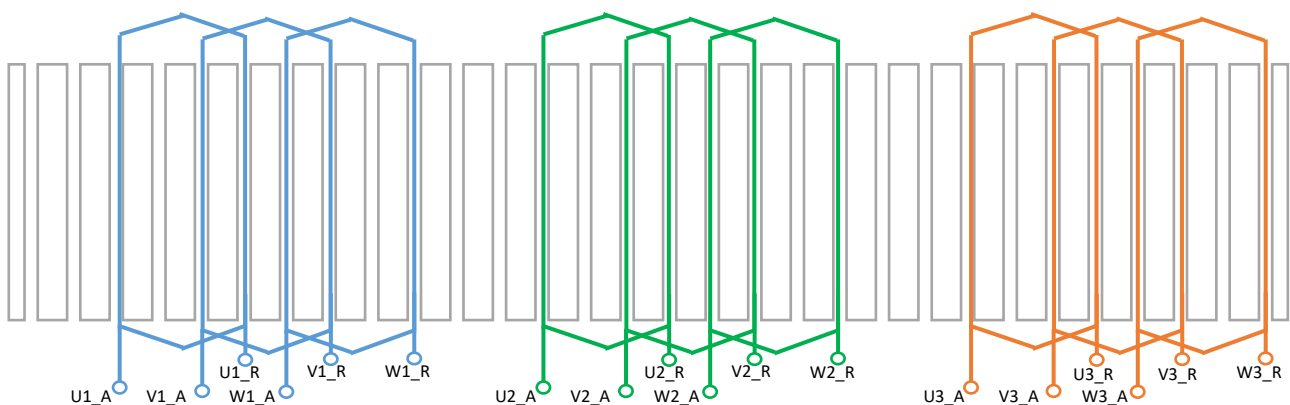


Figure III-1 – Placement des bobines dans les maquettes stators avec références associées

Configuration 1 : bobines de 80 tours avec 4 conducteurs en parallèle (320 conducteurs) $\varnothing 0,5$ mm avec un isolant Grade 2 suivant la réglementation IEC 60317-13. Seul le papier de fond d'encoche est changé dans cette configuration

- Bobines bleues : Nomex 410 d'épaisseur 0,1 mm (bobines U1, V1 et W1)
- Bobines vertes : Nomex 410 d'épaisseur 0,3 mm (bobines U2, V2 et W2)
- Bobines orange : Nomex 410 d'épaisseur 0,51 mm (bobines U3, V3 et W3)

Configuration 2 : bobine de 80 spires avec un papier de fond d'encoche identique pour toutes les bobines : Nomex 410 d'épaisseur 0,3 mm. Tous les conducteurs sont en émail Grade 2 suivant IEC 60317-13 et visent à conserver une surface de cuivre constante.

- Bobines bleues : 16 conducteurs en parallèle (1280 conducteurs) de $\varnothing 0,25$ mm (U1, V1 et W1)
- Bobines vertes : 4 conducteurs en parallèle (320 conducteurs) de $\varnothing 0,5$ mm (U2, V2 et W2)
- Bobines orange : un unique conducteur (80 conducteurs) de $\varnothing 1$ mm (U3, V3 et W3)

Configuration 3 : bobines de 80 tours composées de 4 conducteurs en parallèle (320 conducteurs) de $\varnothing 0,5$ mm avec un papier de fond d'encoche Nomex 410 d'épaisseur 0,3 mm. L'émail sera fixé par la norme IEC 60317-13. Seul le Grade change, modifiant par conséquent la taille de l'émail :

- Bobines bleues : Grade 1 (U1, V1 et W1)
- Bobines vertes : Grade 2 (U2, V2 et W2)
- Bobines orange : Grade 3 (U3, V3 et W3)

Un cas de base (bobines vertes, U2, V2 et W2) est conservé à travers toutes les maquettes, permettant de quantifier les variations associées à de l'aléatoire ou variations dans le processus de fabrication. Toutes les entrées et sorties des bobines sont étiquetées afin d'identifier les différentes bobines. Un résumé des notations adoptées est présenté Table III-1. Pour une bobine, un étiquetage est mis en place à chaque extrémité de bobine : montré sur la Figure III-1, un A est utilisé pour l'entrée de la bobine et R pour la sortie.

Table III-1 – Nomenclature utilisée pour les différentes bobines et maquettes conçues Figure III-1

Maquette	Référence bobines	Grade email	Nombre de conducteurs	Papier de fond d'encoche
Configuration 1 (C1)	U1-V1-W1	Grade 2	4	0,1 mm
	U2-V2-W2	Grade 2	4	0,3 mm
	U3-V3-W3	Grade 2	4	0,51 mm
Configuration 2 (C2)	U1-V1-W1 (S3)	Grade 2	16	0,3 mm
	U2-V2-W2 (S2)	Grade 2	4	0,3 mm
	U3-V3-W3 (S1)	Grade 2	1	0,3 mm
Configuration 3 (C3)	U1-V1-W1	Grade 1	4	0,3 mm
	U2-V2-W2	Grade 2	4	0,3 mm
	U3-V3-W3	Grade 3	4	0,3 mm

III.1.2 Intégration mécanique des maquettes pour la réalisation de mesures reproductibles.

Les maquettes ont été livrées avec le stator ainsi que des bobines, insérées directement dans les encoches spécifiées. L'intégration mécanique a été conçue de sorte à permettre des mesures répétées d'impédance.



Figure III-2 – Maquettes de stator reçues après spécification

L'intégration mécanique doit ainsi :

- Permettre un accès facile à toutes les bobines pour les mesures d'impédance ;
- Maintenir la bobine et les connexions électriques afin d'éviter toute rupture du connecteur ou des conducteurs ;
- Connecter le stator à la masse et assurer que la masse soit disponible au niveau des mesures ;
- Minimiser la taille des connexions pour réduire les impédances dues à la longueur des câbles ;
- Assurer une distance de 5 cm entre les maquettes et le plan de masse pour minimiser les interactions.

La distance de 5 cm a été choisie de façon arbitraire suite aux mesures normatives devant être appliquées pour les câbles dans le cas de mesure de perturbations conduites. Les câbles devant être placés à une hauteur de 5 cm par rapport au plan de masse, cette distance minimale sera donc respectée pour les maquettes moteurs.

Un support d'intégration mécanique répondant à ces exigences montré sur la Figure III-3 a été réalisé et imprimé en 3D, l'intégralité des dessins techniques est fournie en annexe (voir Section VIII.3).

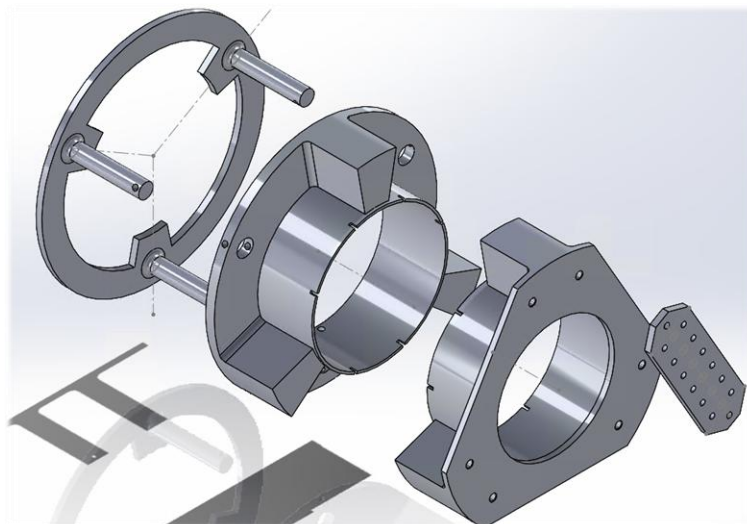


Figure III-3 – Modèle de pièces de support pour les maquettes stator



Figure III-4 – Maquettes de stator assemblées avec le système de mise à la terre

La structure mécanique présentée sur la Figure III-3 et assemblée Figure III-4 est conçue pour répondre à toutes les exigences mentionnées précédemment. La distance de 5 cm est assurée par la pièce située sur le côté gauche de la Figure III-3 et fournit un support isostatique à l'ensemble du système. Les deux pièces centrales sur la Figure III-3 sont maintenues sur le stator grâce à un ajustement serré sur quelques millimètres, s'emboîtant dans ce dernier. Les borniers sont vissés grâce à des inserts filetés en laiton montés dans le support supérieur. Les connexions de mise à la terre sont assurées par des plaques de cuivre découpées au jet d'eau et pliées à 90°, ainsi que par un ruban adhésif de cuivre reliant l'empilement de tôle entre elles présenté sur la Figure III-5. Ce ruban suit les encoches qui ne présentent pas de bobinages afin d'éviter toute capacité parasite supplémentaire. Ces rubans fournissent une connexion au plan de masse au bas de la structure si nécessaire.

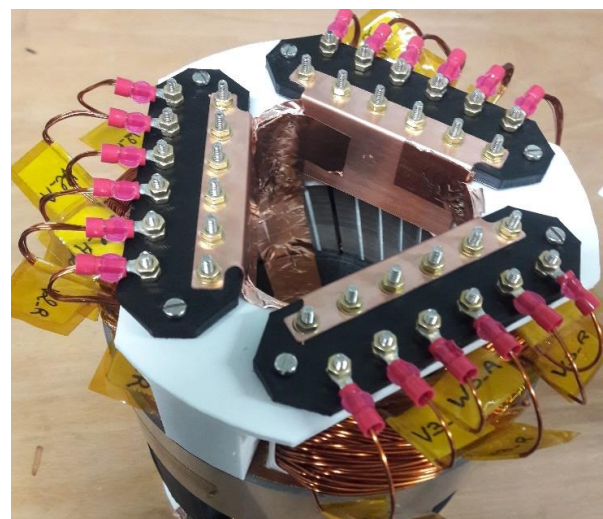


Figure III-5 – Zoom sur le système de mise à la masse du paquet de tôles et des points de mesures d'impédance

Toutes les cosses connectées aux bobines sont verrouillées sur des borniers à l'aide de boulons et d'écrous en laiton M3 pour assurer la conductivité électrique. L'ABS utilisé pour l'ensemble de la structure est un isolant électrique permettant de réduire le risque de connexions non désirées pendant les mesures. La connexion électrique entre les plaques de cuivre et les connexions pour mesure de masse est assurée encore une fois par des boulons et écrous ainsi que des rondelles en laiton. Chaque entrée et sortie des groupes de trois bobines est fixée sur un bornier unique selon la représentation de la Figure III-6.

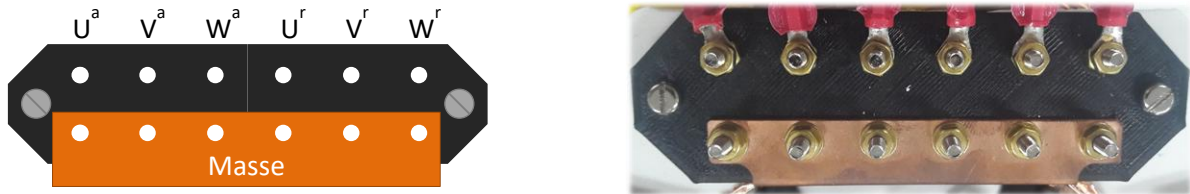


Figure III-6 – Connexions par bornier à chaque ensemble de trois bobines

III.1.3 Méthode de mesure pour la caractérisation de l'impédance HF

Pour évaluer l'impédance sur un large spectre, l'utilisation d'un analyseur d'impédance a été privilégiée. Les bobines sont testées avec les deux configurations mentionnées à la Section II.4. En comparant la simulation dans la même configuration que les prototypes, il est possible de conclure sur l'efficacité de l'approche proposée. L'impédance de MC d'une bobine est mesurée entre l'entrée d'une phase et le système de mise à la terre. Les impédances de MD sont mesurées entre l'entrée et la sortie d'une bobine, comme montré sur la Figure II-33. Une représentation directe des connexions nécessaires pour l'estimation des impédances de MC et de MD est fournie Figure III-7, correspondant aux simulations Spice.

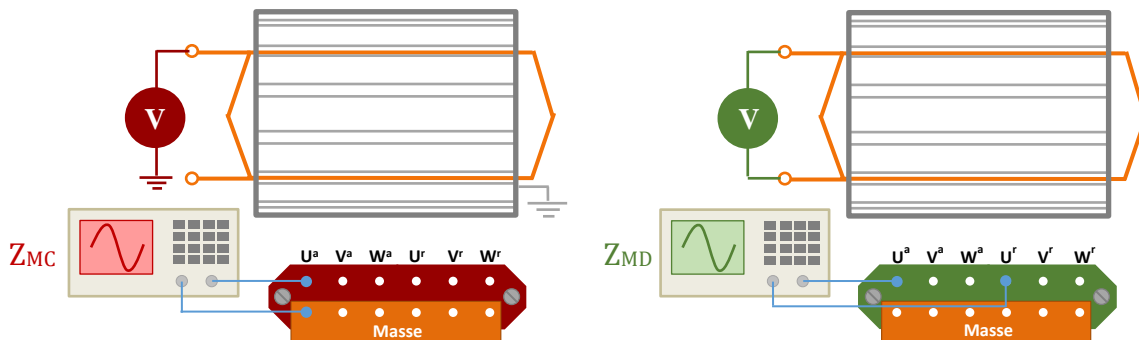


Figure III-7 – Détail des mesures d'impédances MC et MD à l'aide d'un analyseur d'impédance

III.1.4 Analyseur d'impédance et connexion au bornier de mesure

L'analyseur d'impédance utilisé est un Keysight E4990A couplé à une sonde d'impédance 42941A, ayant une bande passante comprise entre 20 Hz et 120 MHz. Un calibrage utilisant un court-circuit, un circuit ouvert et une charge (50Ω constant en fréquence) est effectuée avant toute mesure d'impédance. La sonde 42941A est fournie avec un outillage pour circuit imprimé et un processus d'étalonnage dédié. Cependant, une sonde personnalisée a été conçue pour permettre une connexion rapide aux borniers. Le processus d'étalonnage « outillage », comprenant un court-circuit et un circuit ouvert, est effectué sur cet outillage présenté sur la Figure III-8 et non celui d'origine.

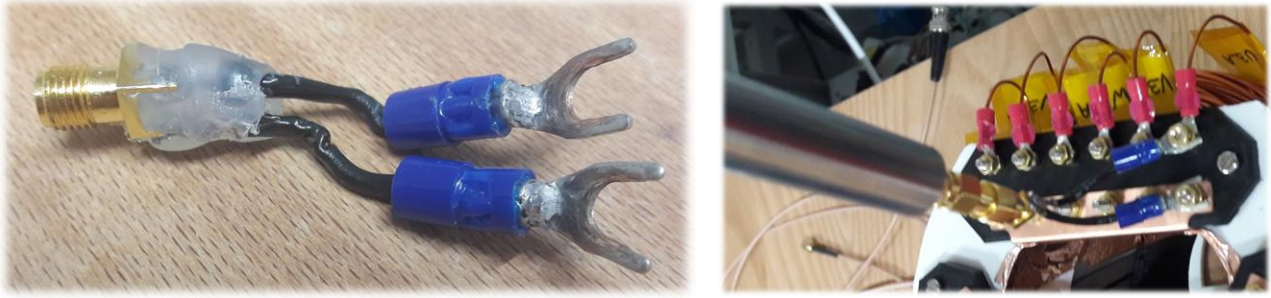


Figure III-8 – Outillage conçu pour les mesures d'impédance sur les maquettes stator

L'outillage est fixé à l'aide d'écrous aux connexions du bornier pour assurer le contact électrique. L'impédance est ensuite mesurée comme illustré sur la Figure III-8. L'intégralité des impédances de MC et de MD qui sont présentées par la suite est évaluée à l'aide de cette méthode.

III.2 CAMPAGNE DE MESURES ET ANALYSE DES TENDANCES MESURÉES

Dans cette partie, une campagne de mesure préliminaire montre la dispersion importante au sein des différentes maquettes. Cette dispersion pouvant être causée par de multiples facteurs (erreur de mesure, erreur de calibrage, variation de fabrication et d'assemblage...), cette partie vise à quantifier la contribution de chacun de ces effets. Il est démontré que la comparaison de deux uniques mesures est source d'erreur puisqu'entachée d'un ensemble d'incertitudes. Pour résoudre ce problème, une représentation par zone de probabilité sera proposée et l'ensemble des maquettes sont comparées une à une à l'aide de cette méthode.

III.2.1 Comparaison des différentes mesures d'impédance

Un ensemble de 54 mesures a été effectué à l'aide de l'analyseur d'impédance Keysight E4990A. Chaque bobine présente dans les stators a été mesurée en configuration MC et MD. Un échantillon des mesures réalisées est présenté sur la Figure III-9. Les notations pour la légende sont fournies Table III-1. Le premier constat est que l'impédance de MD reste similaire entre toutes les configurations de bobinages jusqu'à la première résonance avec des inductances équivalentes entre 3,2 et 3,6 mH, confirmant que les modifications faites ne changent pas les aspects BF de la machine. En MC, une disparité existe au sein des différentes bobines : la courbe marron (C2_U3) qui possède la valeur de capacité de MC équivalente la plus faible des mesures correspond au bobinage avec un unique conducteur présent dans le Configuration 2. À l'opposé, la courbe rouge (C2_U1) correspondant à la bobine avec le plus de conducteurs en parallèle (16 conducteurs) possède la valeur de capacité de MC la plus importante en BF. Ces deux mêmes cas extrêmes se retrouvent en MD : la fréquence de la première résonance est la plus faible pour la configuration avec 16 conducteurs et la plus haute pour la bobine avec un unique conducteur. Ces constatations sur le Configuration 2 restent équivalentes indépendamment des bobines choisies : C2_V3 et C2_W3 sont très proches de C2_U3 (bobines avec 16 conducteurs en parallèle) et C2_V1 et C2_W1 sont très proche de C2_U1 (un unique conducteur). En revanche pour les autres configurations, les modifications apportées sont moins facilement discernables.

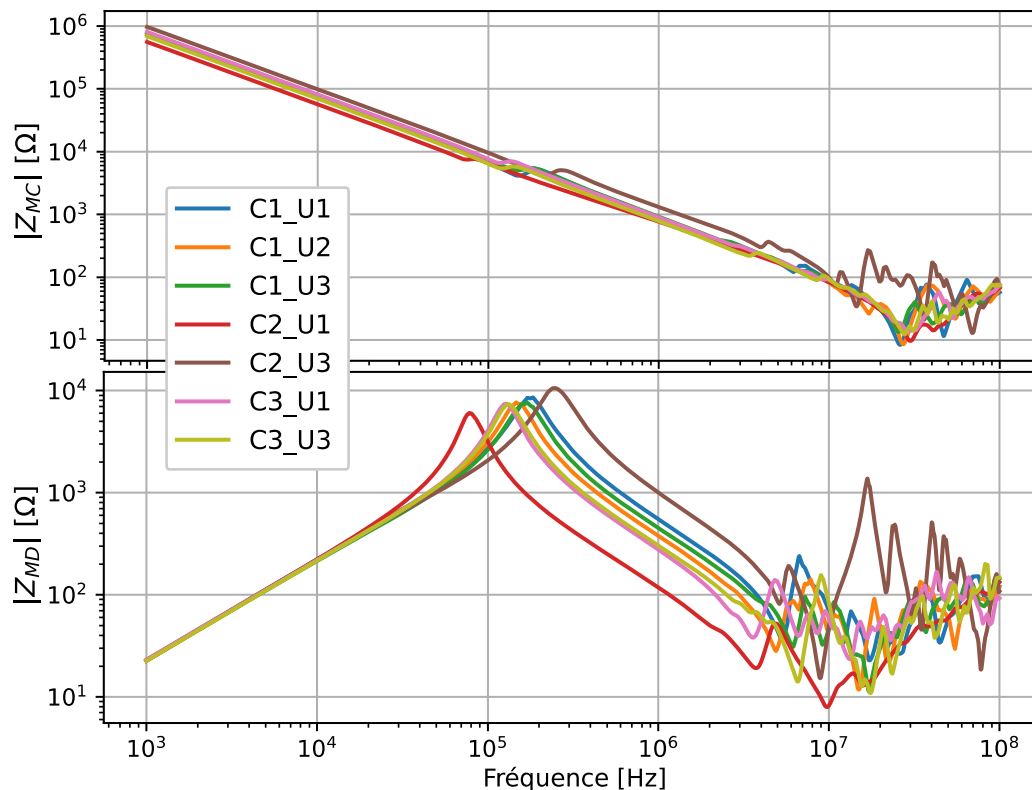


Figure III-9 – Impédance de tous les types de bobines présentes dans les maquettes de validation

Le détail de cette dispersion est présenté avec les bobines témoins présentes dans chaque maquette sur la Figure III-10. L'ensemble des mesures faites sur les bobines vertes de toutes les maquettes y est présenté (U2, V2 et W2, Table III-1. et Figure III-1). Si la disparité observée sur les valeurs d'impédance est inférieure à celle présentée sur la Figure III-9, il existe des différences significatives sur l'ensemble de ces mesures. Ces différences semblent s'accroître à mesure que la fréquence augmente. Enfin au-delà de 6 MHz en MD et 20 MHz en MC, des différences importantes sont relevées entre les courbes. Pour clarifier ces résultats, plusieurs axes seront étudiés :

- **Les erreurs de mesures** : les outils de mesures sont susceptibles d'introduire des erreurs lors du relevé de grandeurs physiques. Cette erreur doit être estimée pour valider si oui ou non les disparités observées peuvent être imputées à cet effet. Cet aspect est détaillé à la Section III.2.2.
- **Les erreurs de calibrations et de manipulations** : les mesures ont été réalisées à l'aide d'outillages spécifiques. Même si ces derniers sont gardés pour les différentes campagnes de mesures, il existe une disparité de réalisation, mais aussi de connexion électrique, et ce à chaque relevé de valeur. Par extension, l'ensemble des mesures n'ont pas été réalisées sur la même période et plusieurs calibrations de l'appareil de mesure ont été nécessaires. Le même protocole de calibrage et les étalons ont été conservés pour l'ensemble de l'étude, toutefois ce procédé peut induire des erreurs qui doivent être quantifiées.
- **Aléa de fabrication et réalisation** : les groupes de trois bobines qui sont placés dans les maquettes, pourtant considérés similaires, peuvent différer. Leur réalisation et fabrication est susceptible à un ensemble d'aléas (variation de placement des conducteurs dans les encoches, tolérance des différentes épaisseurs d'email, de papier de fond d'encoche...). Par conséquent, ces effets doivent être évalués. Cet aspect et le précédent sont détaillés à la Section III.2.3.

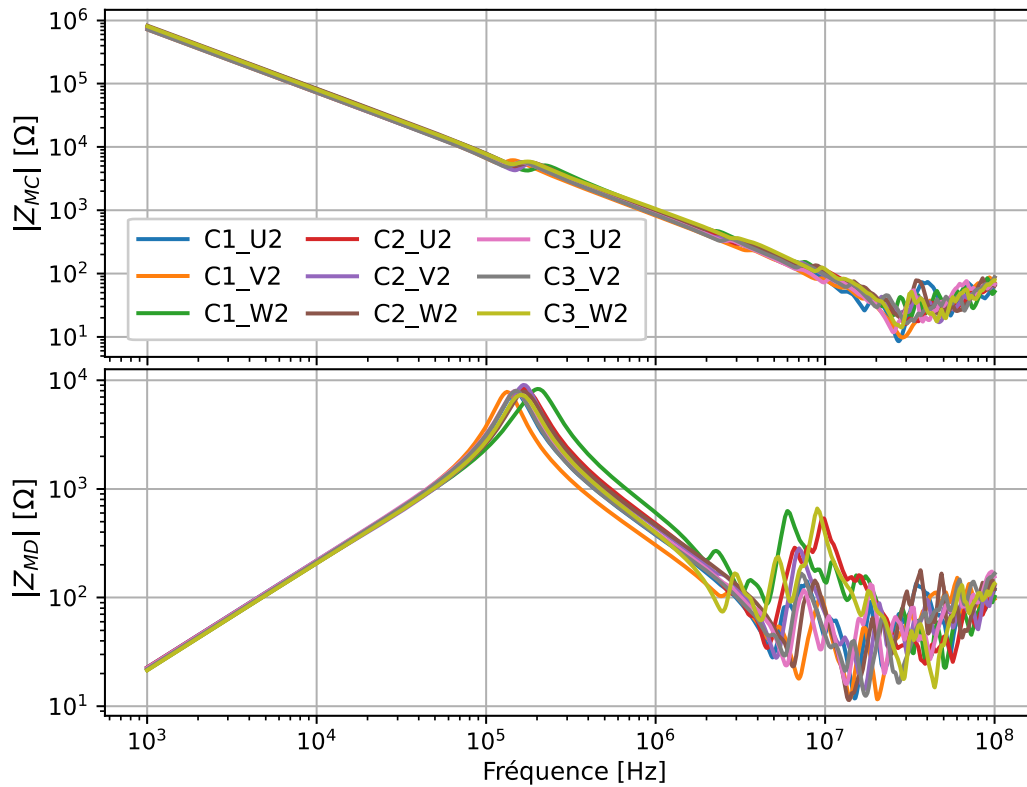


Figure III-10 – Disparité des impédances des bobines témoins mesurées pour l'ensemble des configurations

Pour effectuer ces comparaisons, un nouveau type de représentation est nécessaire : l'erreur d'une grandeur physique se quantifie en intervalle de confiance, la présentation des courbes de mesures sera par conséquent complétée d'une visualisation en quantile comme montré sur la Figure III-11. Le détail de la fonction de calcul des quantiles est donné dans [142] et permet d'obtenir des surfaces de probabilité. La courbe représente la valeur moyenne, la zone la plus foncée (quantile 50%) représente la zone où 50% des mesures se trouvent et la zone la plus claire contient 80% des mesures (quantile 80%). Ces mêmes probabilités seront utilisées à travers toutes les figures utilisant cette visualisation.

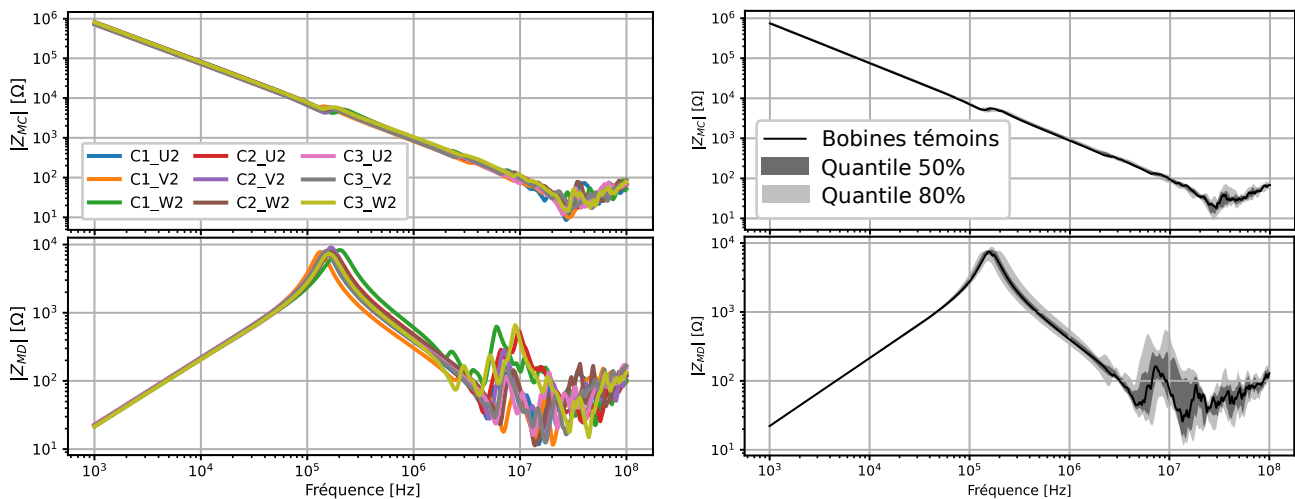


Figure III-11 – Passage de la visualisation par courbe à des surfaces de probabilité de type quantiles pour les mesures d'impédances des bobines témoins

Dans le but de déterminer l'origine de ces variations, les erreurs de mesures intrinsèques aux analyseurs d'impédance seront discutées par la suite.

III.2.2 Erreur de mesure associée à la mesure d'impédance à large spectre

Cette section aborde les erreurs de mesures présentes lors d'une mesure. La Figure III-12 présente des quantifications d'erreur faite par le constructeur de l'appareil d'analyse Keysight E4990A à 100 mΩ et 10 Ω, et donnent une erreur de mesure d'environ 50% à 100 MHz. Cette valeur n'est pas facilement transférable sur une mesure d'impédance, mais elle donne une idée du phénomène de dégradation de la précision de mesures à partir de 10 MHz.

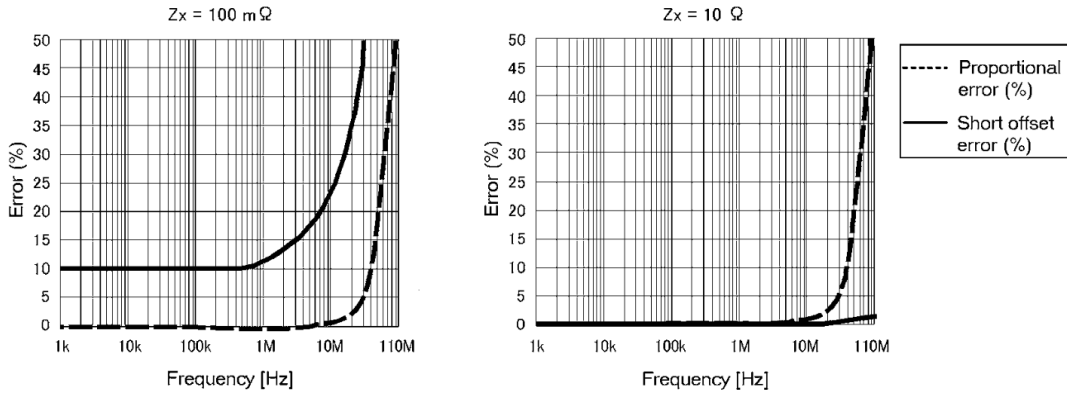


Figure III-12 – Relation entre l'erreur proportionnelle, l'erreur d'offset en court-circuit et la fréquence lors de la mesure d'une faible impédance [143]

Concernant les outils utilisés (Keysight E4990A, sonde d'impédance 42941A), l'erreur peut être quantifiée à l'aide des équations fournies par le constructeur pour toutes fréquences et toutes impédances [143]. Elle peut se résumer par l'équation (20). Cette fonction donne une erreur uniquement sur la norme de l'impédance et non la phase.

$$E = f(V_{OSC}, DCI_{RANGE}, M_{TIME}, F, |Z|) \text{ [%]} \quad (20)$$

Table III-2 – Paramètres influant l'erreur de mesure à l'analyseur d'impédance Keysight E4990A

VARIABLE	DÉFINITION	INTERVALLE
V_{OSC}	Tension utilisée pour la mesure d'impédance	[100, 500] mVrms
DCI_{RANGE}	Courant max mesuré suite à l'application de la tension. Définit la sensibilité de mesure sur ce courant	{1,10,100} mA
M_{TIME}	Choix du temps de mesure. Cinq courbes de temps de mesure, fonction de la fréquence, sont disponible	{1,2,3,4,5}
F	Fréquence de la mesure	[20, 120e6] Hz
$ Z $	Norme de l'impédance mesurée	[1e - 3, 1e8] Ω

La Table III-2 détaille les paramètres impactant d'erreur dans l'équation (20). Cette loi est représentée à la Figure III-13 sur un abaque fréquence-impédance pour une configuration de l'analyseur au côté de la version fournie par le constructeur, validant les grandeurs estimées. Elle présente, à l'aide d'une échelle logarithmique, les plages d'impédances mesurables. La Figure III-13 présente en effet la même zone d'erreur à 1% que la documentation constructeur [143]. Il est important de noter que pour certaines fréquences, si une mesure est possible, les équations d'erreur constructeur montrent des erreurs pouvant dépasser 1 million de pourcent (dans le cas d'une mesure d'impédance de 100 MΩ à 100 MHz), il est donc supposé que si une mesure est possible, les mesures dans ces gammes d'impédances et de fréquences sont hors du domaine d'usage de l'instrument. Les impédances mesurées à ces fréquences étant toutefois souvent dues aux aspects parasites et avec des normes faibles, ces erreurs ne seront pas rencontrées au cours de notre étude. Cet abaque représente la configuration de mesure la plus favorable pour l'erreur ($V_{OSC} = 500 \text{ mV}$, $M_{TIME} = 5$ et $DCI_{RANGE} = 1 \text{ mA}$), une configuration différente sera utilisée dans le but de réduire le temps de mesure, au prix d'erreurs plus importantes ($V_{OSC} = 500 \text{ mV}$, $M_{TIME} = 1$ et $DCI_{RANGE} = 1 \text{ mA}$). L'équation (20) sera donc utilisée pour montrer l'erreur typique de mesure présente sur les résultats dans cette thèse.

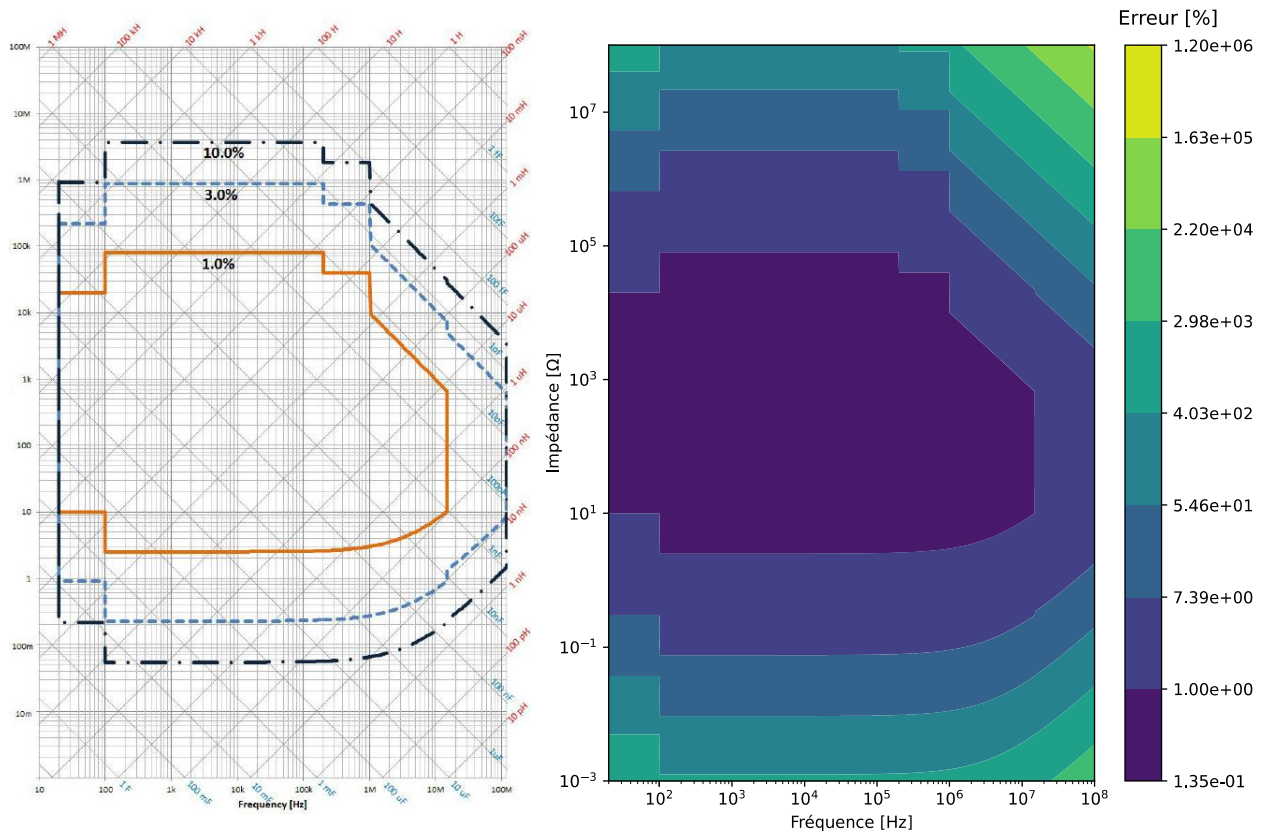
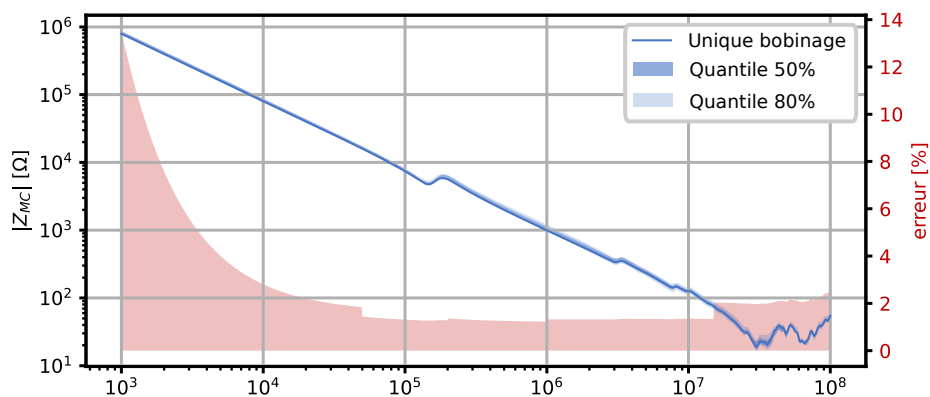


Figure III-13 – Validation de l'erreur de mesure de l'analyseur d'impédance avec sonde pour $V_{osc} = 500\text{ mV}$, $M_{time} = 5$ et $DCI_{range} = 1\text{ mA}$ [144]

La Figure III-14 présente l'utilisation de cet abaque sur la moyenne de neuf mesures de la même bobine. La courbe Figure III-14 résulte de mesures réalisées sur la bobine en Configuration 2, U2. Chaque mesure a été faite après une étape de chauffe puis de calibrage de l'équipement. Ces graphes montrent que pour des caractérisations, l'erreur de mesure issue de l'analyseur Keysight E4990A équipé de la sonde d'impédance 42941A ne dépasse pas 3% et 14% pour Z_{MD} et Z_{MC} respectivement. Concernant l'impédance de MC, l'erreur maximale se trouve à basse fréquence en raison de la valeur très importante de l'impédance. Cette erreur diminue donc lorsque la fréquence augmente due au comportement principalement capacitif des bobinages, faisant chuter la valeur de la norme de l'impédance. Les erreurs ne dépassent ainsi pas 2,5% de la mesure entre 8 kHz et 100 MHz. L'erreur de mesure sur Z_{MD} suit le comportement de Z_{MC} avec la particularité d'être toujours en dessous de 3% entre 1 kHz et 100 MHz, la valeur maximale se trouvant à haute fréquence. Une diminution de cette erreur de mesure aurait été possible si M_{time} avait été sélectionné à 5 et non 1. Toutefois le gain de temps pour les mesures a été privilégié dans le but d'effectuer des analyses plus diversifiées.



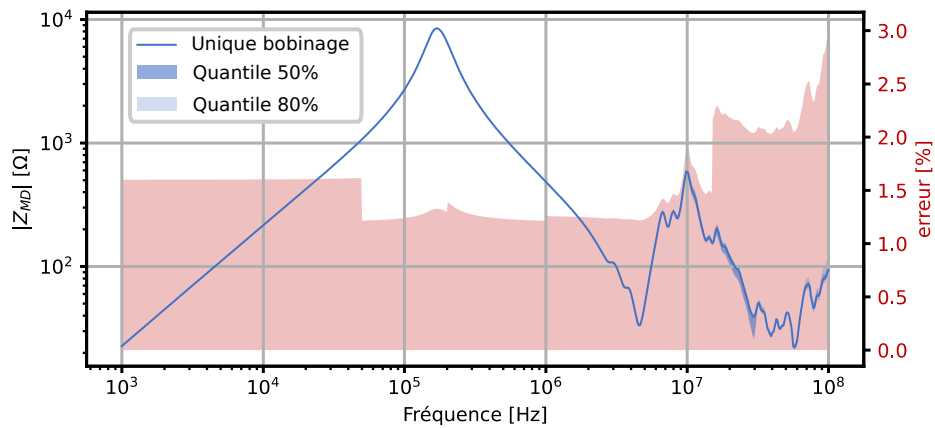


Figure III-14 – Erreur de mesure typique pour la bobine U2 de la configuration 2 ($V_{osc} = 500$ mV, $M_{time} = 1$ et $DCI_{range} = 1$ mA)

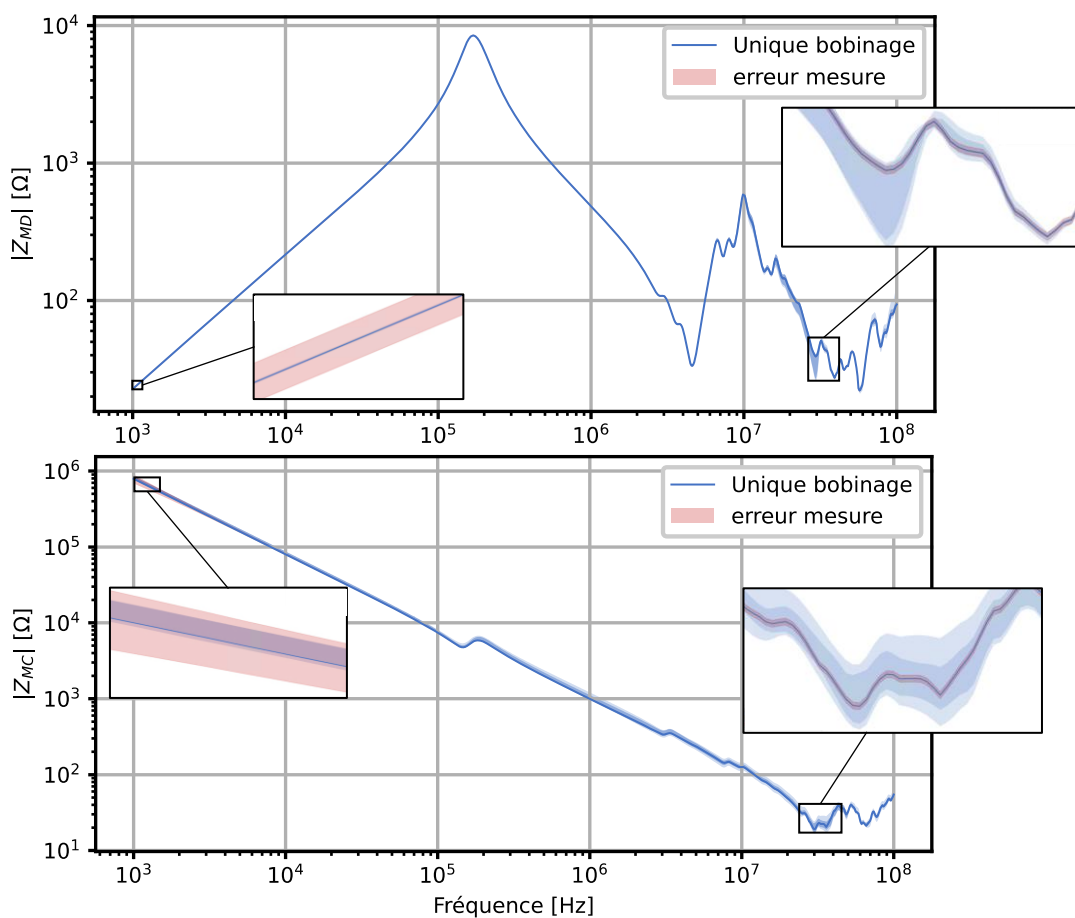


Figure III-15 – Erreurs de mesure projetées sur les courbes d'impédance MD et MC

La Figure III-15 présente l'erreur de mesure projetée sur les mesures d'impédance. Les quantiles présents autour la courbe bleue représentent encore les zones où l'impédance à 50% et 80% de chance de se trouver, pour la zone bleu foncé puis bleu clair respectivement. À basse fréquence (1-3 kHz), l'erreur de mesure présente un intervalle plus important que le quantile à 80% à la fois en MD et MC. Toutefois à haute fréquence (supérieur à 1 MHz), l'erreur de mesure due à l'appareillage utilisé est inférieure au quantile de 50%. La variation observée n'est donc plus imputable à l'analyseur d'impédance ni la sonde de mesure, mais à l'outillage mis en place ainsi qu'à la calibration de l'appareil. Les connexions entre l'outillage et le bornier de mesures Figure III-8 ayant été refaites entre chaque mesure de la courbe bleue, ces dernières impactent la mesure d'impédance HF.

L'erreur de mesure ne sera plus présentée par la suite pour des questions de visibilité des résultats, mais ils seront remis en perspective vis-à-vis des observations faites sur les Figure III-14 et Figure III-15. La valeur de cette erreur doit être ensuite comparée vis-à-vis de la dispersion de mesure observée sur les bobines témoins.

III.2.3 Variabilité de l'impédance induite par le processus de fabrication des bobines

Comme mentionné dans la Section III.1.1, un même type de bobine (représentée en vert sur la Figure III-1 et Table III-1, soit les bobines U2, V2 et W2) est présent dans chaque configuration. Une étude de variabilité a été réalisée sur ces dernières pour montrer les variations d'impédances dues au processus de fabrication. Sur la Figure III-16, la courbe noire centrale représente la moyenne des neuf mesures effectuées sur l'ensemble des bobines vertes disponibles entre les configurations 1, 2 et 3. La courbe bleue est celle présentée sur la Figure III-14, résultant de mesures d'une unique bobine (Configuration 2, bobine U2). L'objectif est de mettre en évidence la dispersion de mesure due à l'assemblage.

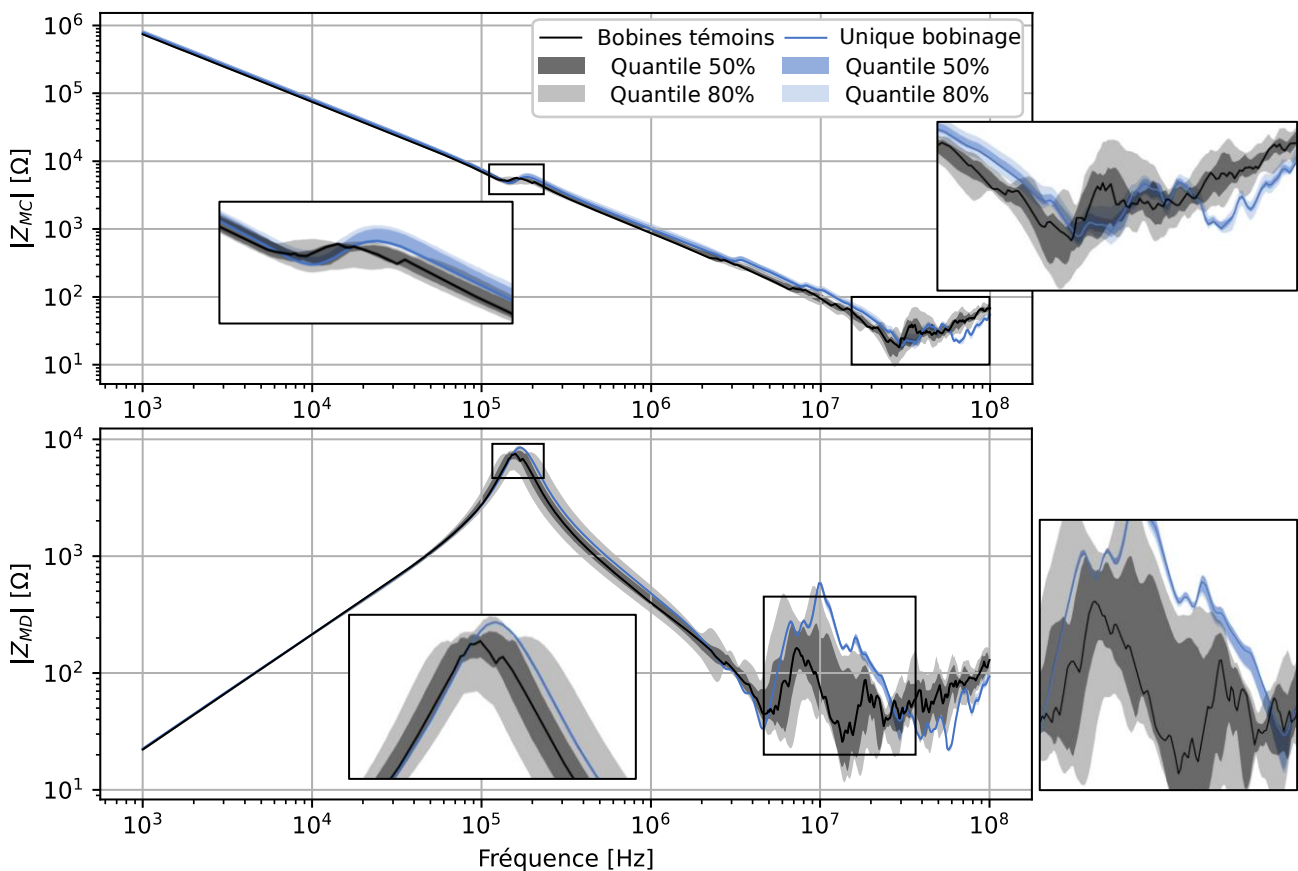


Figure III-16 – Quantiles et moyenne des mesures des bobines témoins et d'une unique bobine en MC et MD

Concernant l'impédance de MC, elle semble peu varier d'une bobine à une autre. La dispersion présente sur les surfaces noires, restant plus importante toutefois que celle sur les surfaces bleues, est du même ordre de grandeur. Une partie importante des variations BF peut donc avoir pour origine la connexion de l'outillage aux différentes phases. Une différence apparaît toutefois en HF avec une dispersion plus importante au-delà de 10 MHz sur les surfaces noires par rapport aux surfaces bleues. Cette dispersion n'est donc ni originaire des erreurs de mesures, ni de la connexion au bornier, mais plutôt de la variabilité d'assemblage des bobines.

Concernant l'impédance de MD, la variation BF est très limitée voir négligeable au vu des erreurs de mesures présentées sur la Figure III-16. Toutefois, une fois la première résonance passée, les quantiles des bobines témoins sont bien plus dispersés que ceux de l'unique bobine sur la Figure III-16. Ces différences s'accroissent davantage au-delà de 3 MHz, motivant encore une fois la piste d'une modification de l'impédance par des variations ou des aléas de fabrication.

Pour les différentes maquettes étudiées, des courbes avec quantiles sont tracées avec la même méthode. Si une modification importante du comportement fréquentiel par rapport à la référence noire est constatée, la variable changeante entre les différentes configurations est à l'origine des disparités. Pour des variations similaires ou proches, la contribution de la variable étudiée est faible ou compensée par des effets induits (remplissage différent d'encoche, tassage des conducteurs...). Ces différents éléments sont détaillés dans la partie suivante.

III.2.4 Analyses de sensibilité des configurations mesurées pour l'ensemble des maquettes

Dans cette partie, les configurations de maquettes sont comparées en utilisant les mêmes surfaces de probabilité après une présentation directe des mesures. Toutes les bobines d'une maquette sont comparées à l'ensemble des bobines témoins, soit 6 bobines modifiées avec 3 bobines témoins comparés aux 9 bobines témoins. Ce choix a été fait pour conserver un nombre d'échantillons exploitables d'un point de vue statistique. De cette façon, les quantiles et analyses seront moins sujets aux aléas de fabrication présentés sur la Figure III-16, et offriront une meilleure compréhension des différences induites par les modifications de conception.

III.2.4.1 Configuration 1 : épaisseur du papier de fond d'encoche

Le papier de fond d'encoche est modélisé comme une couche couvrant la surface de l'encoche. Cette couche protège l'émail du conducteur de potentielles abrasions induites par le processus d'insertion. Son rôle est aussi d'empêcher l'apparition d'arcs électriques entre les spires et les tôles. En effet, les premières spires d'un moteur sont à un potentiel relativement important par rapport à la surface de l'encoche, connectée à la terre. L'impact sur l'impédance HF de MD et en MC a été quantifié pour le même point de travail dans [104], mais en considérant une permittivité constante, négligeant sa variation. À titre d'exemple, l'expression générale de la capacité d'un conducteur en vis-à-vis d'un plan de masse est donnée par l'équation (21) :

$$C_{i-masse} = \frac{2\pi\epsilon}{\operatorname{acosh}\left(\frac{h}{r_c}+1\right)} l_{fil} \quad [145] \quad (21)$$

$$C_{i-masse} = \epsilon_0 \epsilon_r l_{fil} r_0 \int_{-\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{4}} d\theta / \left[\left(1 + \frac{1}{\epsilon_{\text{email}}} \ln\left(\frac{r_0}{r_c}\right) - \cos\theta\right) \epsilon_r r_0 \cos\theta + h \right], \quad r_0 = r_c + e \quad [146] \quad (22)$$

r_c : rayon du conducteur en cuivre, e : épaisseur de l'émail, l_{fil} : longueur du conducteur étudié,
 h : distance conducteur - plan de masse ou épaisseur du papier isolant (voir Figure III-17)
 ϵ_r : permittivité du papier isolant, ϵ_{email} : permittivité de l'émail

L'équation (21) ne s'applique qu'aux conducteurs cylindriques entourés d'un diélectrique homogène. Dans le cas d'un conducteur dans une encoche, l'isolation diélectrique inclut l'émail, le papier et de l'air, constituant des milieux hétérogènes. Ainsi, l'équation (22) est utilisée à titre d'exemple pour prendre en compte ces différents matériaux diélectriques [55][146]. La permittivité du papier isolant est considérée comme constante dans [55][145][146]. L'exemple du Nomex® de DuPont™ [147] est présenté à la Figure III-17 : La permittivité du Nomex® est fournie dans la fiche technique du constructeur [147] et est fonction de l'épaisseur du papier utilisé. Une approximation peut être obtenue et utilisée dans l'équation (22), ce qui donne la courbe en orange. Si une permittivité constante de $\epsilon_r = 2,5$ était utilisée, la capacité suit la courbe bleue.

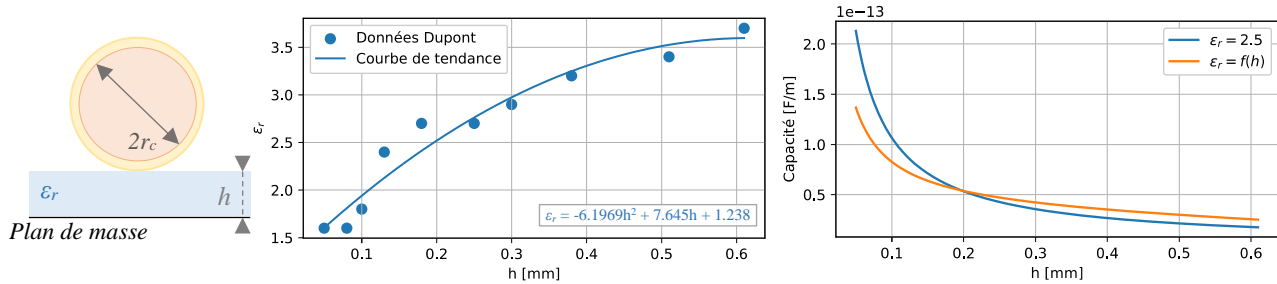


Figure III-17 – Estimation de la capacité en tenant compte d'une constante diélectrique fonction de l'épaisseur du papier de fond d'encoche $r_c = 0,25$ mm, $\epsilon_{\text{email}} = 3,9$, $e = 0,0555$ mm, $l_{\text{fil}} = 1$ m

Ces résultats montrent que la capacité par rapport au carter n'est pas autant diminuée que supposé par un modèle à permittivité constante dans le cas d'une augmentation de l'épaisseur du papier de fond d'encoche. Pareillement, les conséquences d'une diminution de l'épaisseur du papier sont surestimées si une valeur constante moyenne est gardée pour les simulations. En effet, la Table III-3 montre que le gain supposé avec une permittivité constante serait d'un facteur 10 alors que le papier de fond d'encoche imposerait un gain proche de 2,75 pour des épaisseurs de 0,1 mm à 0,51 mm. Concernant la configuration 1, le gain maximal par le passage de 0,1 mm à 0,51 serait donc d'un facteur 2,75 en BF pour l'impédance de MC. La concentration des conducteurs dans l'encoche suite à l'utilisation de papier plus épais a toutefois de fortes chances de changer la disposition globale des conducteurs et par conséquent dévier de ce facteur idéal.

Table III-3 – Détail des capacités obtenues avec des modèles analytiques présentés sur la Figure III-17

Épaisseur de papier Nomex	0,1 mm	0,3 mm	0,51 mm
$\epsilon_r = 2,5$	$1,08 \times 10^{-13}$ F	$3,58 \times 10^{-14}$ F	$1,12 \times 10^{-14}$ F
$\epsilon_r = f(h)$	$8,33 \times 10^{-14}$ F	$4,25 \times 10^{-14}$ F	$2,99 \times 10^{-14}$ F

Sur la Figure III-18 est présenté l'ensemble des mesures faites sur la configuration 1. Les mesures présentent une dispersion importante de façon similaire aux bobines témoins. Concernant la capacité BF en MC, l'écart maximal passe de 30 pF à 36 pF en modifiant le papier de fond d'encoche (entre 192 pF à 222 pF pour les bobines témoins contre 183 pF à 219 pF pour la configuration 1). Cette variation est loin du facteur 2,75 prédit, probablement en raison de la modification de placement des conducteurs induite par l'augmentation de l'épaisseur du papier de fond d'encoche. Ces courbes doivent toutefois être comparées de façon statistique en utilisant les quantiles pour discerner davantage les différences par rapport aux bobines témoins sur la Figure III-19.

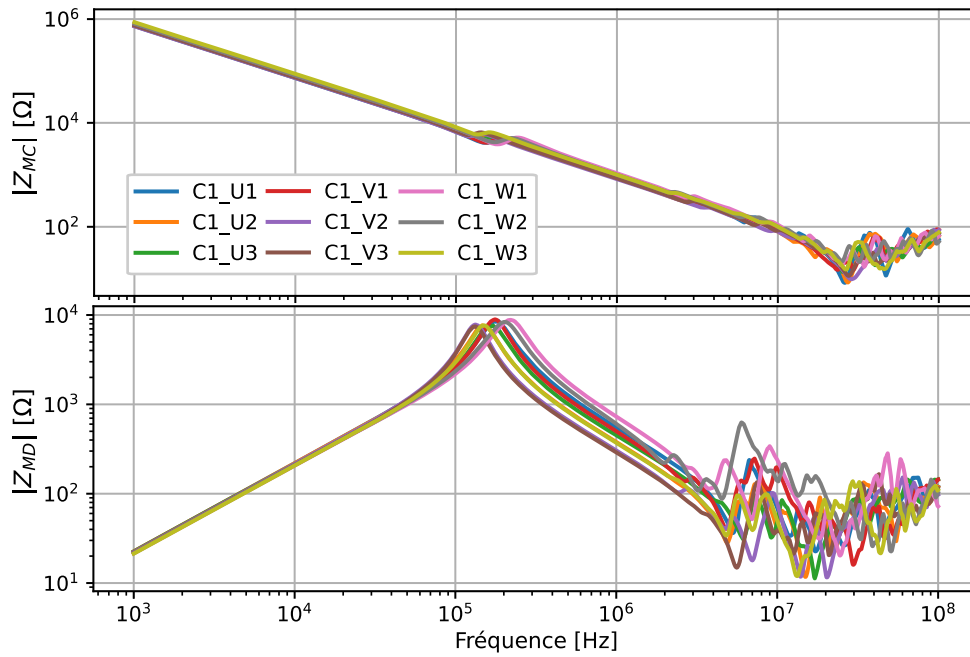


Figure III-18 – Mesures d'impédance de MC et MD pour la configuration 1

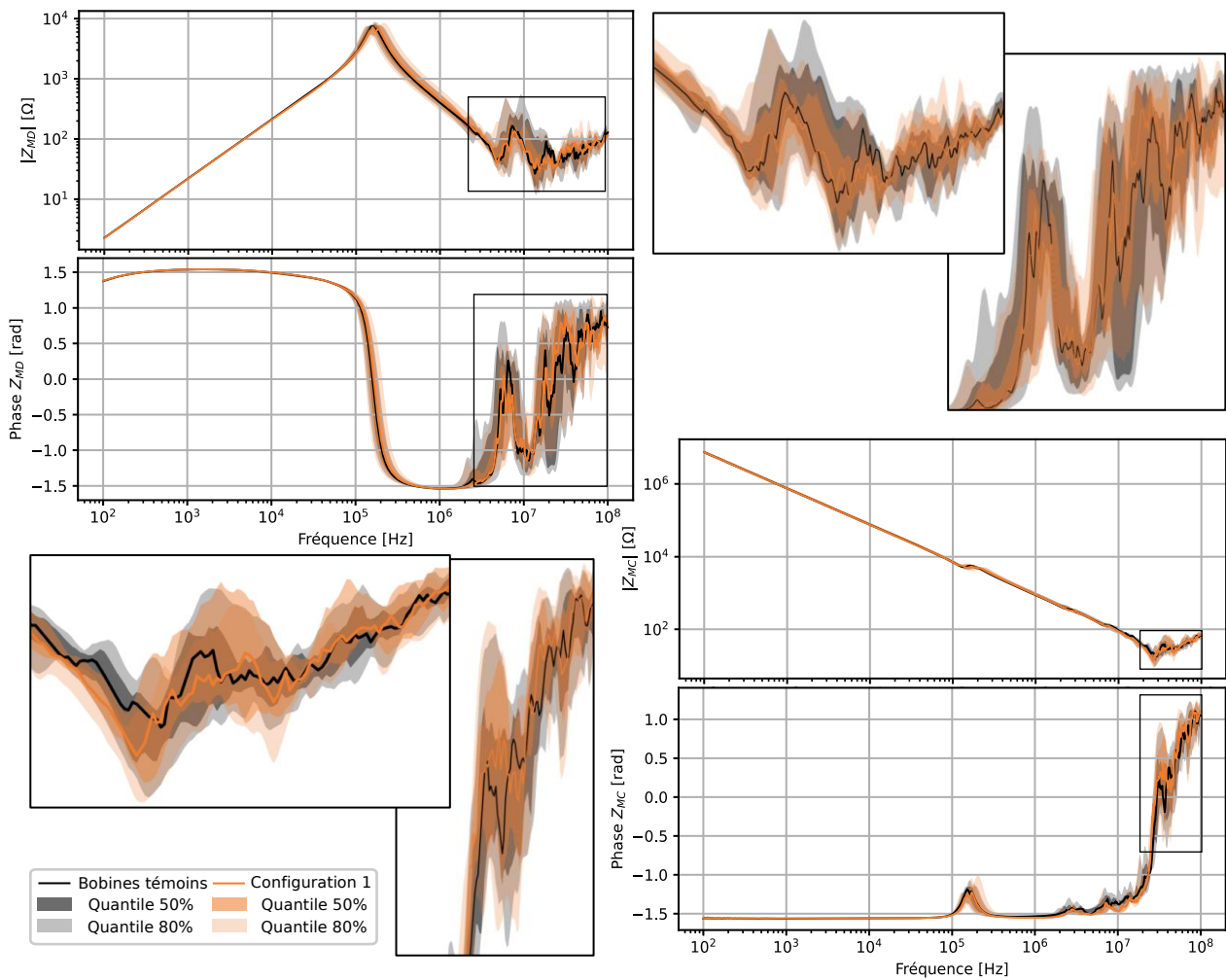


Figure III-19 – Analyse statistique des impédances en fonction du papier de fond d'encoche comparée au bobinage initial

La Figure III-19 montre une répartition statistique similaire à celle proposée à la Figure III-16, la courbe et les surfaces orange correspondent aux bobines de la configuration 1 et la courbe noire est celle présentée sur la Figure III-16. Le changement du papier de fond d'encoche modifie de façon plus prononcée les quantiles affichés que dans le cas des bobines témoins. L'impédance de MD reste peu affectée jusqu'à la première résonance, à partir de laquelle le quantile des 50 % de la configuration 1 englobe le quantile des 80 % des bobines témoins comme montré sur la Figure III-20 (a).

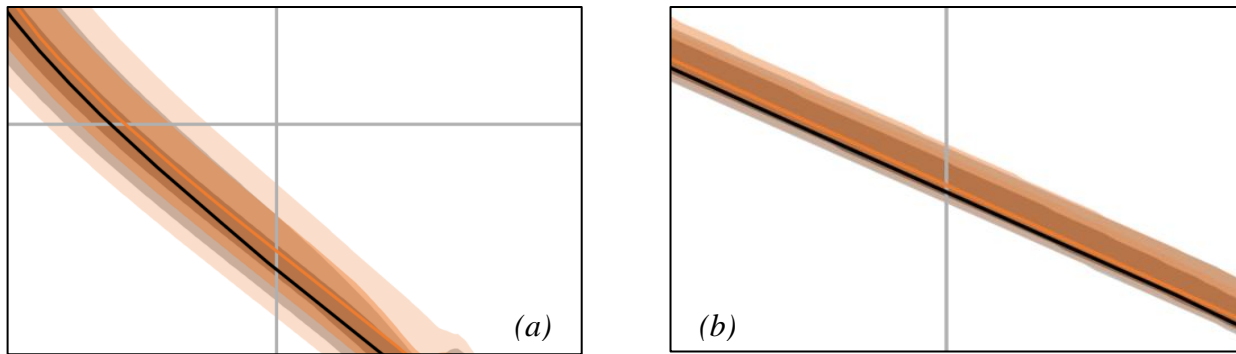


Figure III-20 – Zoom à 1 MHz pour les courbes d'impédances de MD (a) et de MC (b) avec quantiles

En MC, la variation reste très proche de celle des bobines témoins (voir Figure III-19 et Figure III-20 (b)). Au-delà de 10 MHz, les variations restent similaires entre les bobines témoins et la configuration 1. Une contribution de l'erreur de mesure grandissante à partir de cette fréquence ne peut pas expliquer cette disparité qui par conséquent est induite par le processus de réalisation des bobines et leur montage dans le stator.

Par conséquent, si le changement d'épaisseur de papier de fond d'encoche permet de modifier la capacité de MC à basse fréquence et la valeur de l'impédance MD après la première résonance, cette variable ne permet pas de modifier l'impédance de façon maîtrisée sur un large spectre. Son utilisation pour l'optimisation du filtrage CEM d'une machine semble donc limitée.

III.2.4.2 Configuration 2 : nombre de fils en main

Comme mentionné dans la Section II.1.2, l'utilisation de conducteurs en parallèle est un moyen efficace de limiter les pertes HF tout en n'affectant pas l'impédance des bobines [125]. Deux conséquences à ce choix de conception peuvent cependant être soulignées : la première concerne l'augmentation des capacités due à la subdivision des conducteurs et la seconde la perte de surface utile dans les encoches. En multipliant les conducteurs, la probabilité qu'ils s'étalent augmente. Parallèlement, le recouvrement des bords de l'encoche est plus prononcé, comme montré sur la Figure II-10. Ces deux effets entraînent donc une augmentation des capacités interspires et spires-encoche. La subdivision augmente en effet le périmètre de cuivre en vis-à-vis pour la même surface de cuivre. La Table III-4 présente l'évolution de la surface d'émail par rapport à la surface de cuivre obtenue en subdivisant les conducteurs. Ce choix a pour conséquence d'augmenter la proportion d'émail présente dans les encoches, laissant moins de place disponible pour des surfaces dites « utile » (cuivre). La Figure II-10 montre en effet une encoche presque entièrement remplie dans le cas de 16 conducteurs en parallèle contre des encoches plus faiblement remplies dans le cas de 1 unique conducteur ou 4 conducteurs en parallèle.

Table III-4 – Proportion d'émail en fonction du nombre de conducteurs en parallèle suivant l'IEC 60317-13

	Épaisseur émail Grade 2	S_{Cu} [mm ²]	S_{ϵ} [mm ²]	$S_{\epsilon} / (S_{Cu} + S_{\epsilon})$ [%]
$2r_c = 1\text{mm}, n=1$	0.0785 mm	0.7854	0.2660	25 %
$2r_c = 0.5\text{mm}, n=4$	0.0555 mm	0.7854	0.3874	33 %
$2r_c = 0.25\text{mm}, n=16$	0.0395 mm	0.7854	0.5747	42 %

La Figure III-21 présente l'ensemble des mesures pour la configuration 2. Les courbes avec les fréquences de résonances les plus élevées sont celles avec un unique conducteur. Les capacités MC de C2_U3, C2_V3 et C2_W3 varient entre 139 et 163 pF. À l'opposé se trouvent les courbes avec 16 conducteurs en parallèle, C2_U1, C2_V1 et C2_W1 variant de 254 à 292 pF pour leur valeur de capacité MC. Enfin, au milieu, les bobines témoins varient quant à elles de 192 à 216 pF. Cet ordre est conservé jusqu'à 10 MHz dans la plupart des cas, en MC et MD.

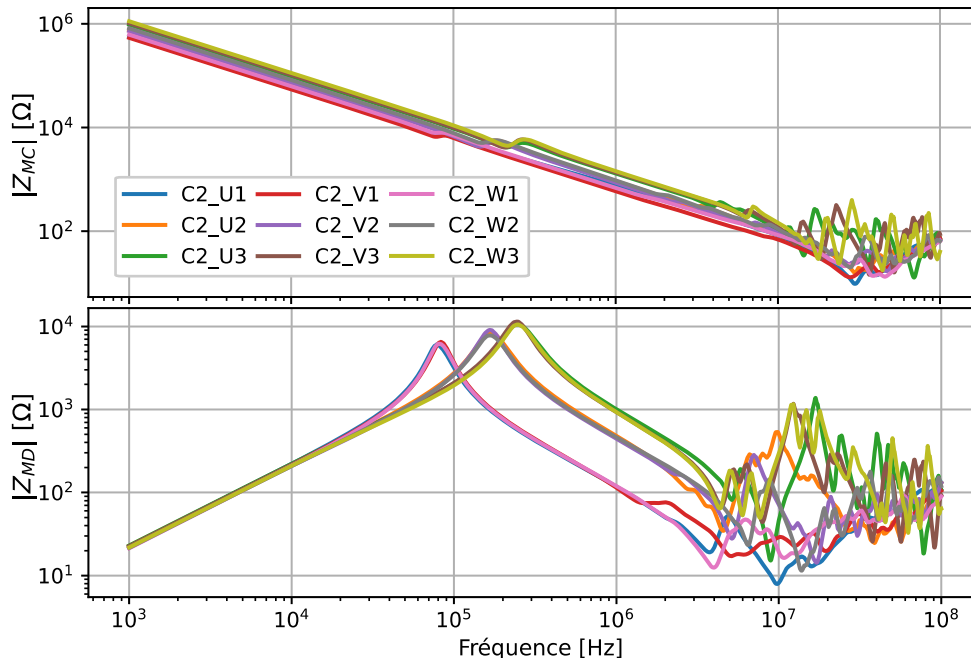


Figure III-21 – Mesures d'impédance de MC et MD pour la configuration 2

Si l'impédance de MD BF est conservée, la capacité est quant à elle modifiée de façon importante, variant entre 139 et 292 pF (contre 193 à 222 pF pour les bobines témoins). Cette variation importante se retrouve en MD après la première résonance et les courbes suivent les tendances observées sur l'impédance MC. Au-delà de 15 MHz en MC et 3 MHz en MD, les variations sont trop importantes pour être commentées sans analyse statistique.

Sur la Figure III-22 est montrée la répartition statistique de la configuration 2 par rapport aux bobines étalons. En MD, une disparité beaucoup plus importante peut être observée par rapport à la configuration de référence. Les modifications induites par le changement du nombre de conducteurs en main sont extrêmement importantes, notamment après la première résonance. La première résonance observée dans les quantiles orange avant 100 kHz est générée par les bobines avec 16 conducteurs en parallèle, tandis que la résonance à plus haute fréquence (300 kHz) est due aux bobines composées d'un unique conducteur faisant 80 tours comme montré sur la Figure III-21. La configuration 2 voit donc ces quantiles couvrir une bande beaucoup plus large que les bobines de références. En MC, la différence est moins prononcée, mais reste notable même avant la première résonance. Les bobines avec un nombre faible de conducteurs en parallèle se retrouvent dans la partie supérieure des quantiles BF tandis que celles avec un nombre important de conducteurs se trouvent dans la partie inférieure comme montré sur la Figure III-9. L'effet combiné de l'augmentation des capacités interspires et spires-encoche modifie fortement le spectre. Au-delà de 10 MHz, les quantiles orange et noirs sont très différents : si les courbes moyennes peuvent avoir une trajectoire proche, de nombreuses résonances induisent des différences locales entre les deux courbes moyennes. Cette différence est d'autant plus importante que non présente pour la comparaison entre la configuration 1 et la référence. Ces variations impliquent qu'à la fois les aléas de fabrication, mais aussi le choix du nombre de conducteurs en parallèle auront un impact important sur l'impédance HF. Cette variable est donc un critère important pour une optimisation CEM des impédances machine.

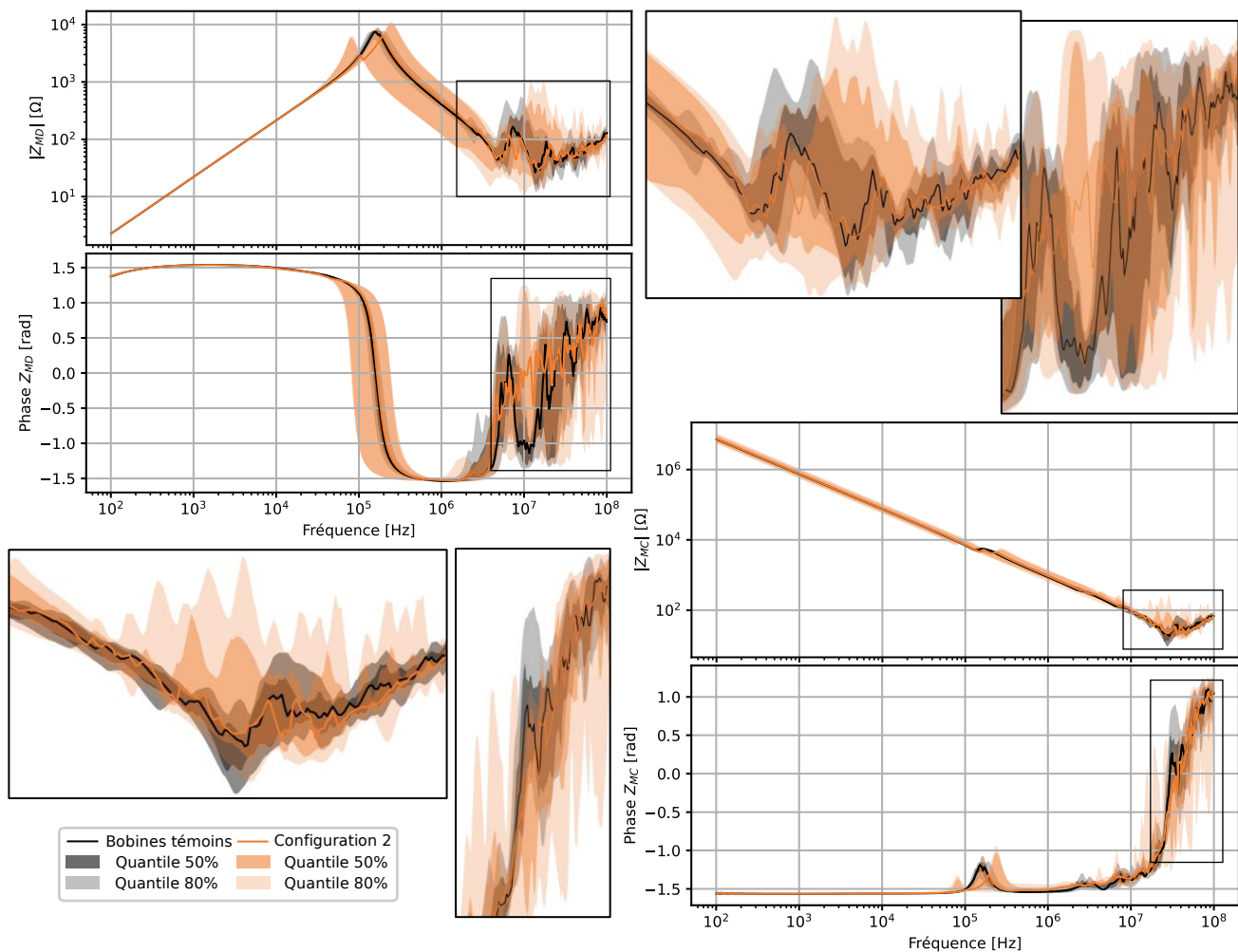


Figure III-22 – Analyse statistique des impédances en fonction du nombre de conducteurs en parallèle comparés au bobinage initial

III.2.4.3 Configuration 3 : grade de l'émail des conducteurs

Le changement du grade de conducteur suivant l'IEC 60317-13 augmente l'épaisseur de l'émail, permettant aux conducteurs de travailler à des tensions plus importantes. Cette augmentation sépare davantage les conducteurs entre eux au sein de l'encoche, mais aussi par rapport au carter. En revanche, et de façon similaire au nombre de fils en main, cette augmentation se traduit par un accroissement de la proportion d'émail dans l'encoche par rapport à la surface de cuivre, ceci est illustré Table III-5. Si une même surface d'encoche est considérée, l'utilisation de conducteurs de Grade 3 les force à se répartir de façon plus importante sur les bords des encoches par rapport au Grade 1 comme présenté sur la Figure III-23.

Table III-5 – Proportion d'émail en fonction du grade de conducteur utilisé, suivant l'IEC 60317-13

	Épaisseur émail	S_{Cu} [mm ²]	S_{ϵ} [mm ²]	$S_{\epsilon} / (S_{Cu} + S_{\epsilon})$ [%]
$2r_c = 0.5\text{mm}$, $n=4$, Grade 1	0.034 mm	0.7854	0.2282	23 %
$2r_c = 0.5\text{mm}$, $n=4$, Grade 2	0.0555 mm	0.7854	0.3874	33 %
$2r_c = 0.5\text{mm}$, $n=4$, Grade 3	0.077 mm	0.7854	0.5583	42 %

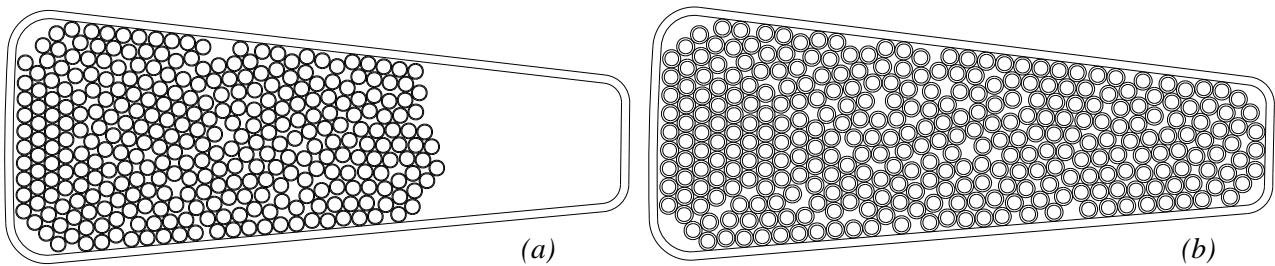


Figure III-23 – Comparaison entre un remplissage avec des conducteurs de Grade 1 (a) et Grade 3 (b), 4 conducteurs en parallèle et 80 spires

La Figure III-24 présente l'ensemble des mesures réalisées sur la configuration 3. La capacité MC BF varie entre 172 à 235 pF (contre 193 à 222 pF pour les bobines témoins) ce qui implique effectivement une augmentation de la variation par rapport aux configurations témoins. La configuration qui varie le plus en MD après la première résonance est celle avec le grade le plus faible (grade 1, C3_U1, C3_V1 et C3_W1). Toutefois, les courbes des bobines de grade important se trouvent plus vers le bas de l'impédance de MC BF (entre 210 et 236 pF pour le grade 3, de 195 à 220 pF pour le grade 2 et de 172 à 193 pF pour le grade 1). Il en va de même pour l'impédance de MD après la première résonance. La variation sera discutée de façon similaire aux deux configurations précédentes à l'aide des quantiles et comparée aux mesures sur bobines témoins.

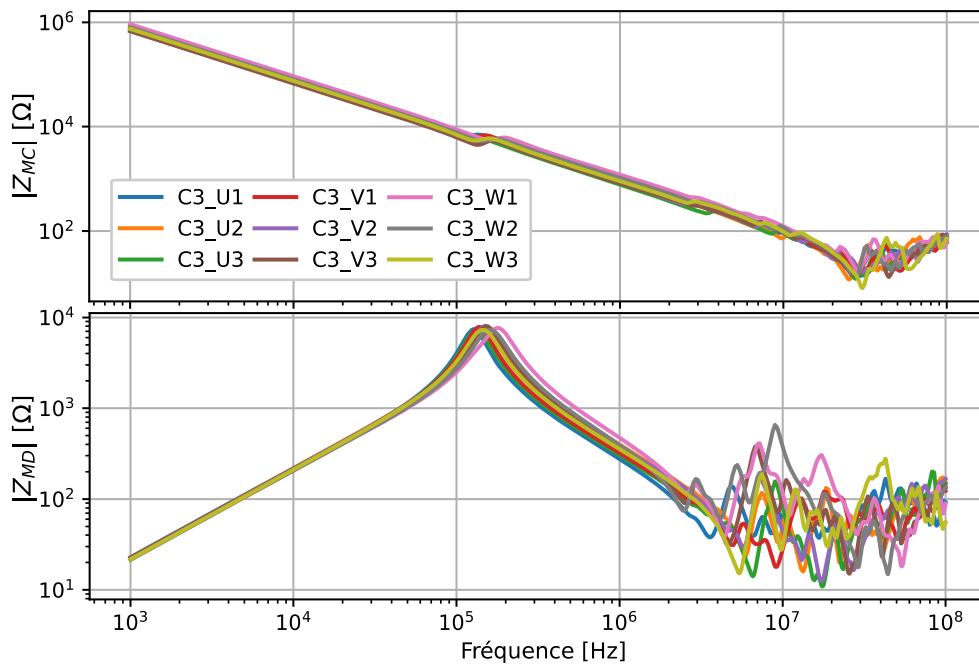


Figure III-24 – Mesures d'impédance de MC et MD pour la configuration 3

La Figure III-25 présente les courbes pour la dernière configuration. Si en MC BF, une plus grande disparité est visible sur la configuration 3 que sur les bobines témoins, une plus faible disparité est observée à plus haute fréquence après les résonances. Les quantiles orange HF sont souvent couverts par les quantiles étalons, indiquant que des incertitudes de fabrication ont pu être réduites suite à cette modification. Il est supposé qu'un plus fort remplissage des encoches contraint les conducteurs à se placer plus souvent aux mêmes endroits dans les encoches (montré sur la Figure III-23). Cet effet pourrait expliquer la divergence moins faible en HF observée sur cette configuration. Toutefois, les quantiles calculés restant proches de ceux de référence, l'impact pour une optimisation CEM machine existe, mais est limité par la variabilité de fabrication observée.

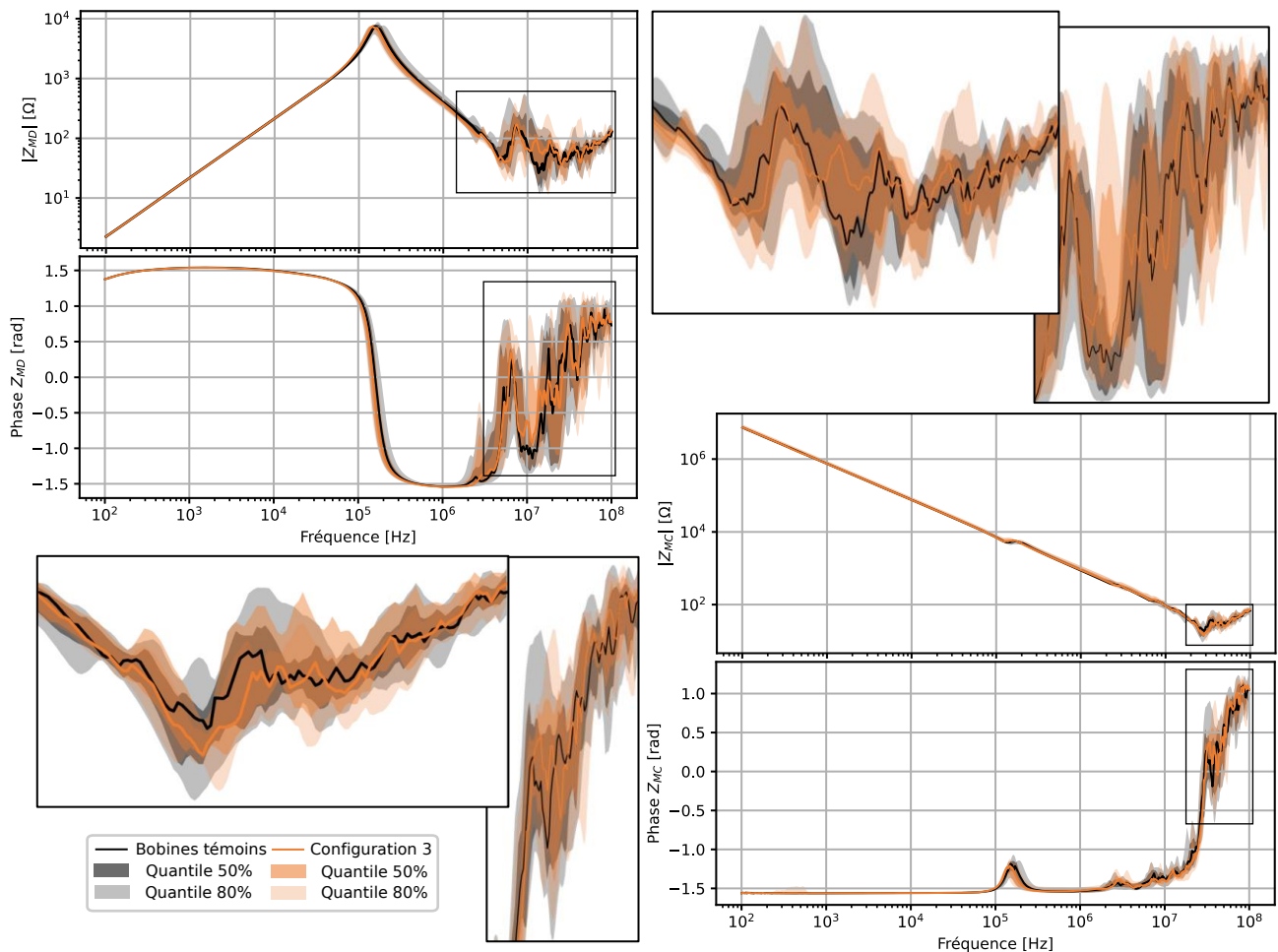


Figure III-25 – Analyse statistique des impédances en fonction du grade de l’émail comparé au bobinage initial

III.2.4.4 Synthèse des mesures expérimentales sur les maquettes de validation

L’ensemble des évolutions des incertitudes a été regroupé à la Table III-6 en fonction des fréquences d’études. La modification du grade des isolants (Configuration 3) ne modifie que très peu les impédances sur l’ensemble des spectres étudiés. Il est toutefois à noter qu’une plus faible divergence par rapport aux bobines témoins est observée en HF, pouvant indiquer une meilleure reproductibilité de ces échantillons. Une conclusion similaire peut être donnée concernant la Configuration 1 (épaisseur du papier de fond d’encoche) avec toutefois une modification perceptible du spectre d’impédance de MD au-delà de la première résonance. Enfin, le nombre de conducteurs en parallèle (Configuration 2) engendre une forte modification des différents spectres, plaçant cette variable comme étant la plus importante dans ce cas d’étude pour modifier l’impédance HF de la machine et permettant d’intégrer des fonctions de filtrage CEM au sein du moteur.

Table III-6 – Résumé des variations d’incertitudes en fonction des variables de conception maquette

	100Hz – 100kHz		100kHz – 1MHz		1MHz – 10MHz	
C1 – Papier d’encoche	MC	MD	MC	MD	MC	MD
C2 – Conducteurs en parallèle	MC	MD	MC	MD	MC	MD
C3 – Grade de l’émail	MC	MD	MC	MD*	MC*	MD
Niveau d’incertitude	Similaire		Faiblement augmenté		Grandement augmenté	

*Niveau d’incertitude potentiellement amélioré

L’ensemble des maquettes ayant été évalué d’un point de vue expérimental, il convient de conclure sur la partie expérimentale de ces travaux.

III.3 CONCLUSION GÉNÉRALE DU CHAPITRE

Dans ce chapitre, les maquettes destinées à la validation de nos modèles numériques ont été présentées. Elles sont constituées d'un stator bobiné et se déclinent en trois configurations. Nous avons conçu et réalisé un dispositif mécanique, permettant des mesures répétables dans les conditions souhaitées. Un analyseur d'impédance est utilisé pour effectuer des mesures entre 100 Hz et 100 MHz sur ces maquettes à l'aide d'un outillage spécifique, et en respectant un processus de calibrage adapté.

Une attention particulière a été accordée aux erreurs de mesure : pouvant être calculées à l'aide des données constructeurs pour toutes les normes d'impédances, et ce sur l'ensemble des fréquences mesurées, ces erreurs n'expliquent pas l'intégralité des variations mesurées au sein des échantillons, en particulier à haute fréquence. À ces erreurs s'ajoutent les disparités de connexion au système de bornier ainsi que celles du calibrage des appareils de mesures. Nous avons démontré que ces erreurs sont toutefois faibles devant les disparités de fabrication et d'assemblage observés sur les bobines témoins, garantissant que les variations observées entre les différentes configurations de bobinages assemblées sont dues à la modification de conception ou de fabrication induite par la variable d'étude, et non des erreurs de mesure ou de manipulation.

En raison des disparités de fabrication au sein d'échantillons considérés similaires, une analyse statistique est proposée en plus d'une interprétation directe des courbes de mesure. Prenant en référence des bobines témoins pour l'ensemble des configurations, il en ressort plusieurs remarques majeures :

- Le nombre de conducteurs en parallèle a un fort impact sur l'impédance de MD et de MC. Plus ils sont nombreux et plus les premières résonances sont déplacées vers les basses fréquences. Par ailleurs, la capacité de MC à basse fréquence est aussi fortement impactée. Ce facteur est le plus susceptible de modifier l'impédance sur un large spectre.
- Le papier de fond d'encoche modifie légèrement le spectre d'impédance : cette différence est surtout visible en MD après la première résonance. L'impact de ce paramètre reste faible vis-à-vis du précédent.
- La modification du grade des fils, lié à l'épaisseur de l'émail des conducteurs, semble réduire la variabilité de l'impédance par rapport à celle des bobines témoins. Ces modifications, très limitées, ne permettent pas de conclure sur l'importance de ce paramètre.

Des pistes d'explications ont été proposées pour justifier ces différences observées. Afin de justifier et approfondir les diverses interprétations avancées, les maquettes ne permettant pas d'effectuer les essais expérimentaux nécessaires, nous sommes contraints de mener des investigations complémentaires à l'aide de simulations, une approche reproductible, et permettant, dans la mesure du possible, de dissocier les effets. Cependant, il est impératif que le modèle de simulation choisi soit à la fois suffisamment prédictif et correct. Pour assurer sa validité, il est essentiel de le confronter aux mesures expérimentales et de l'ajuster en conséquence. Cette démarche garantit la fiabilité et la pertinence des conclusions tirées des simulations. C'est par conséquent ces éléments qui sont abordés dans le chapitre suivant.

IV. VALIDATION DE LA MODÉLISATION PRÉDICTIVE DE L'IMPÉDANCE HF DES MSAP

La Section 0 a présenté la méthode de prédiction des impédances et la Section 0 aborde une étude de sensibilité directement sur les maquettes de validation. Nous visons donc, dans ce chapitre, à montrer les étapes principales permettant de faire converger les simulations et les mesures. La mise en place des nouveaux outils ou processus de simulation est illustrée et validée à l'aide des différentes mesures réalisées au cours de la Section 0. L'analyse commence sur les courbes en basse fréquence et se porte vers les plus hautes fréquences tout en montrant les défis de ces types de prédiction. Enfin, une discussion sur le coût de ces méthodes en temps de calcul est ouverte, permettant d'introduire les choix de simulation faits dans le chapitre suivant.

IV.1 SIMULATIONS INITIALES ET IDENTIFICATION DES PROBLÈMES DE MODÉLISATION EN BF

Dans le cadre des premières comparaisons entre simulations et mesures, plusieurs différences notables ont été mises en évidence. En effet, la Figure IV-1 présente les résultats pour la configuration 2 (maquette avec différents nombres de conducteurs en parallèle), les notations et correspondances avec la Section 0 sont données Table IV-1. Les simulations sont présentées en trait plein tandis que les mesures sont montrées en tirets. Ces résultats ont été initialement obtenus sans brassage des conducteurs et des groupes et sans le placement réaliste.

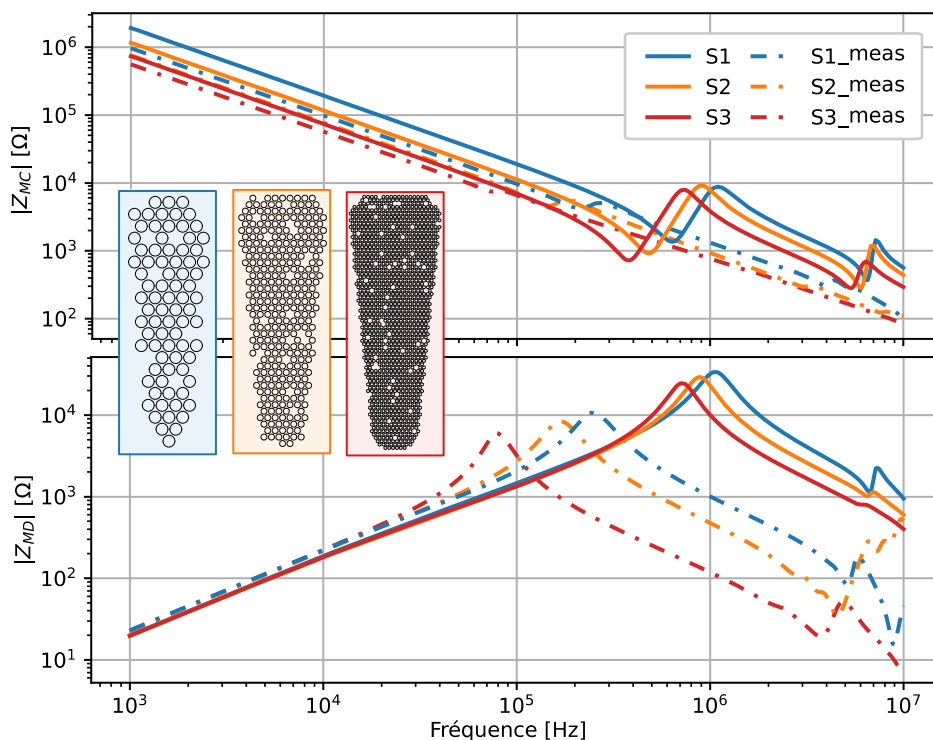


Figure IV-1 – Confrontation préliminaire des résultats numériques et des mesures pour la configuration 2

L'impédance de MD BF avant la première résonance est correctement représentée. L'impédance de MC BF est quant à elle différente des mesures. Bien que les valeurs soient différentes, on peut observer que la position relative des courbes est identique entre mesures et simulations. Ces valeurs d'impédance de MC BF étant dictées par l'ensemble des capacités spires-encoches, c'est par conséquent cette première différence qui sera à corriger. Les valeurs d'impédances de MC et de MD après résonance sont entachées des erreurs BF et

d'erreurs supplémentaires. Ces dernières peuvent en effet être expliquées en partie par le brassage des conducteurs au sein des encoches. Ces causes ont donc été identifiées et des modifications apportées sur les modèles sont discutées.

Table IV-1 – Configurations des simulations et mesures correspondantes pour la Figure IV-1

NOM	CONFIGURATION SIMULÉE	MESURE
S1	1 conducteur en parallèle, grade 2, $N_{added}=0$, $N_{var\ group}=0$	C2 – U3,V3,W3 (S1_meas)
S2	4 conducteurs en parallèle, grade 2, $N_{added}=0$, $N_{var\ group}=0$	C1,2,3 – U2,V2,W2 (S2_meas)
S3	16 conducteurs en parallèle, grade 2, $N_{added}=0$, $N_{var\ group}=0$	C2 – U1,V1,W1 (S3_meas)

IV.1.1 Paramètres de modélisation prédictive de la capacité MC basse fréquence

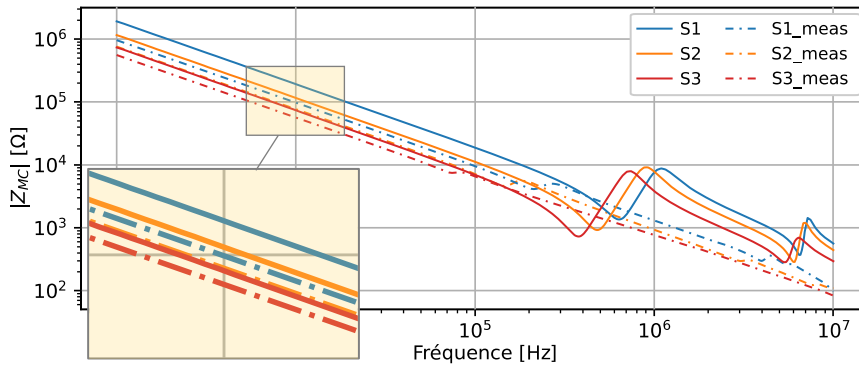


Figure IV-2 – Erreur de prédiction initiale des modèles pour l'impédance MC basse fréquence

L'erreur ciblée en premier est la différence de valeur de l'impédance de MC présentée sur la Figure IV-2. Pour rappel, à la Section II.2.2.2, le nom de capacité de MC est donné à la valeur de la capacité équivalente BF qui peut être évaluée au premier ordre lors d'une mesure MC sur un moteur. Cette valeur est égale à l'ensemble des capacités spires-encoches mises en parallèle (trace de C_{ij} , Section II.2.2.2) et est donc directement impactée par la position des conducteurs vis-à-vis de l'encoche, mais aussi des propriétés physiques des couches diélectriques présentes entre le cuivre et les bords de l'encoche [21][46][55][104]. C'est pourquoi les paramètres modifiant les propriétés de ces couches ont été étudiés.

IV.1.1.1 Permittivité de l'émail, du papier de fond d'encoche et placement des conducteurs dans l'encoche

Un des paramètres importants composant cette capacité est la permittivité des matériaux diélectriques. Dans le cadre de cette étude, l'émail des conducteurs est très peu épais (allant de 0,024 à 0,11 mm) vis-à-vis de l'épaisseur du papier de fond d'encoche (0,1 à 0,51 mm). La permittivité de l'émail sera par conséquent constante et fixée à 3,9. Concernant le papier de fond d'encoche, sa permittivité dépend directement de son épaisseur comme démontré à la Section III.2.4.1.

Nous avons présenté à la Figure III-17 une courbe de variation de la permittivité du papier de fond d'encoche en fonction de son épaisseur. Dans le but d'intégrer cette courbe dans les simulations, une étape de validation a été menée dans le but de confirmer les données constructeurs et la courbe de tendance estimée. Les trois papiers de fond d'encoche de la Configuration 1 ont été commandés en plusieurs exemplaires et une campagne de mesure a été effectuée. Ce travail a été mené en coopération avec l'équipe Highvolt de l'IRT Saint Exupéry possédant le matériel et la connaissance nécessaire pour ce type de mesure. Un résumé des résultats est donné Table IV-2.

Une mesure au micromètre électronique a permis d'établir l'épaisseur des échantillons. Ces derniers sont par la suite placés entre deux électrodes de 2 cm de diamètre dans un dispositif destiné à mesurer la permittivité, comme montré sur la Figure IV-3. Les points de mesure sont comparés à la courbe de tendance, démontrant la cohérence de cette dernière avec les données fournies par les constructeurs. À noter que les échantillons

n'ont toutefois pas subi le processus de dégraissage et séchage conseillé avant la réalisation de la mesure. Une étape de métallisation en surface des échantillons n'a pas été privilégiée, car la nature des papiers de fond d'encoche (composite fibre-résine) aurait pu introduire des erreurs de mesure suite à l'insertion de composés métalliques au sein de la matrice composite.

Table IV-2 – Permittivités et épaisseurs théoriques vis-à-vis des validations expérimentales sur Nomex 410

Épaisseur DuPont	Permittivité DuPont (60Hz)	Épaisseur mesurée	Permittivité mesurée (60Hz)
0.1 mm	1.8	0.134 mm	2.07
0.3 mm	2.9	0.314 mm	3.04
0.51 mm	3.4	0.530 mm	3.52

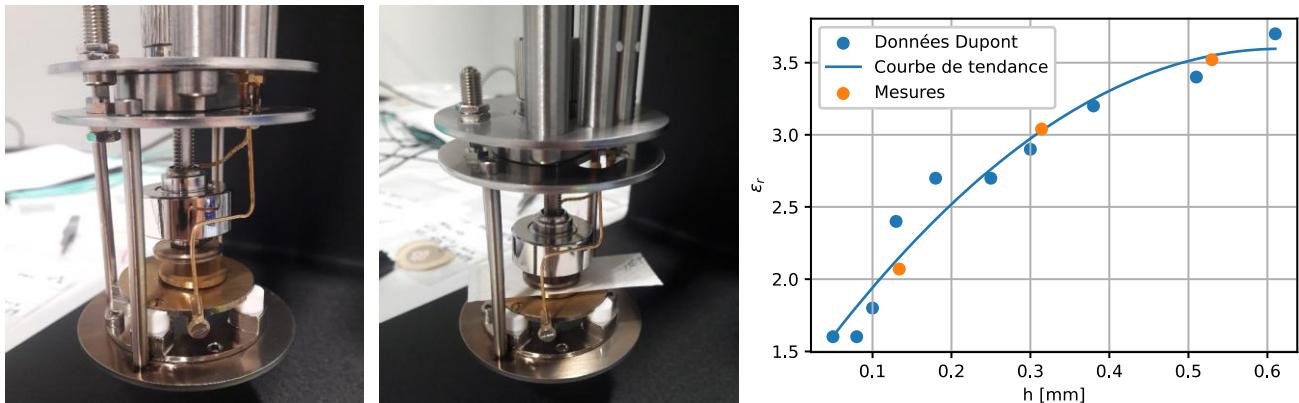


Figure IV-3 – Dispositif expérimental pour mesure de permittivité et validation de la courbe de tendance

Au vu de ces effets et de la validation expérimentale réalisée, les données du constructeur sont utilisées pour les dernières simulations, contre une valeur moyenne comme fait initialement pour les résultats Figure IV-1 ainsi que dans [104]. Cette courbe sera mentionné dans la suite du document comme la « courbe $\epsilon_r(h)$ »

Le placement géométrique des conducteurs permettait de remplir automatiquement les encoches. Ce placement n'est pas représentatif du placement réel des conducteurs et en particulier de ceux formant la couche en contact avec le papier de fond d'encoche. L'ajout du placement réaliste Section II.1.4 permet de prendre en compte une partie des interactions définissant le placement des conducteurs et affine le résultat pour la capacité de MC. En conclusion, ces trois aspects permettent ainsi de modifier de façon significative la valeur des capacités spires-encoche, une comparaison est donc proposée avec les simulations précédentes.

IV.1.1.2 Validation expérimentale de la modélisation prédictive de la capacité de MC

Pour valider l'intérêt des modèles et approches utilisés pour améliorer la prédiction de l'impédance de MC BF, les résultats initiaux utilisant le placement géométrique (Section II.1.3) et une permittivité constante pour le papier de fond d'encoche sont comparés aux simulations utilisant le placement réaliste des conducteurs (Section II.1.4) en compagnie de la courbe $\epsilon_r(h)$. Cette comparaison est menée vis-à-vis des capacités de MC mesurées expérimentalement sur l'ensemble des bobines pour montrer l'intérêt de ces améliorations des modèles.

Les configurations d'étude, données Table IV-3 et représenté sur la Figure IV-4, sont les suivantes :

- **C_{CM} initiale** : donne les résultats initiaux par l'approche prédictive, en orange sur la Figure IV-4. Utilisant le placement géométrique et une permittivité constante pour le papier de fond d'encoche, ces simulations donnent les résultats présents à la Figure IV-1 en fréquence.
- **C_{CM} corrigée** : regroupe les prédictions établies à l'aide des simulations incluant le placement réaliste et la courbe $\epsilon_r(h)$. Ces résultats sont en vert sur la Figure IV-4.

- **C_{CM} mesurée** : fournit les capacités équivalentes extraites des mesures réalisées à l'analyseur d'impédance. Ces dernières sont représentées par des nuances de bleu sur la Figure IV-4. Une mesure est faite par bobine, ainsi trois valeurs sont comparées aux prédictions.

Table IV-3 – Capacités MC simulées et mesurées pour différentes configurations de bobinage

	C_{CM} initiale	C_{CM} corrigée	C_{CM} mesurée
C2 – 1 conducteur	85 pF	120 pF	139 pF – 154 pF – 163 pF
C2 – 4 conducteurs (témoin)	136 pF	180 pF	192 pF – 205 pF – 216 pF
C2 – 16 conducteurs	216 pF	258 pF	254 pF – 280 pF – 292 pF
C1 – 0.1 mm	161 pF	218 pF	191 pF – 213 pF – 217 pF
C1 – 0.3 mm (témoin)	136 pF	180 pF	196 pF – 213 pF – 219 pF
C1 – 0.51mm	121 pF	165 pF	183 pF – 203 pF – 212 pF
C3 – grade 1	135 pF	167 pF	172 pF – 192 pF – 194 pF
C3 – grade 2 (témoin)	136 pF	180 pF	194 pF – 219 pF – 222 pF
C3 – grade 3	130 pF	214 pF	212 pF – 230 pF – 235 pF

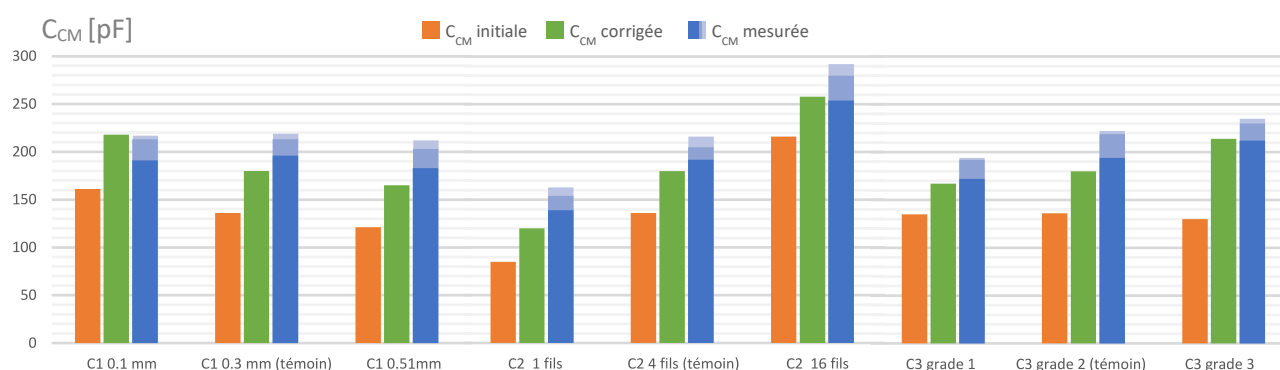


Figure IV-4 – Validation des prédictions de C_{CM} initiales et amélioration via le placement réaliste et la courbe $\epsilon_r(h)$

Configuration 1 (C1) : plus l'épaisseur du papier de fond d'encoche augmente, plus la capacité de MC diminue. Cette diminution très peu visible entre le papier de fond d'encoche de 0.1 mm et 0.3 mm est beaucoup plus marquée pour l'épaisseur de 0.51 mm sur les mesures. Cette tendance avait été correctement prédite à l'aide des outils initiaux et des dernières simulations, mais le placement réaliste et la courbe $\epsilon_r(h)$ permettent de se rapprocher de façon significative des résultats expérimentaux.

Configuration 2 (C2) : plus le nombre de conducteurs en parallèle est important, plus la capacité de MC augmente. Cette augmentation est la plus importante de toutes les variables étudiées et a été clairement identifiée en tant que tel par toutes les simulations, celles initiales, mais aussi les dernières (en vert). À noter que le placement réaliste permet à nouveau de se rapprocher des valeurs de mesures. Cette augmentation a pour origine la proximité plus importante entre les conducteurs et le bord de l'encoche dans le cas de conducteurs à plus faible diamètre (voir Figure II-10).

Configuration 3 (C3) : plus les conducteurs ont une épaisseur d'émail importante, plus la capacité de MC augmente. Cette tendance n'avait pas été identifiée de façon correcte par les premières simulations en orange. Le placement des conducteurs étant la plupart du temps, dû au placement géométrique adopté, les valeurs restaient proches entre les différents cas simulés. Cette situation change avec le placement réaliste, donnant des résultats proches de l'expérimental, mais aussi affichant une augmentation de C_{CM} lors de l'augmentation de l'émail. Cette différence s'explique par une couche de conducteurs qui se répartit sur toute la surface de l'encoche là où des conducteurs ayant des tailles d'émail plus petites se tassent davantage au fond de l'encoche comme montré sur la Figure III-23.

En résumé, une estimation précise des capacités des conducteurs par rapport au fond de l'encoche est nécessaire pour une bonne représentation BF de l'impédance de MC. Ces capacités dépendent de la taille de l'émail, de l'épaisseur du papier de fond d'encoche, de leurs permittivités et de la distance des conducteurs par rapport au carter. L'utilisation de simulations mécaniques du solide indéformable pour le placement des conducteurs (Section II.1.4) couplé à une modélisation électrostatique permet d'être plus fidèle au placement réel des conducteurs dans les encoches et donc de mieux modéliser les évolutions générées par ces variables de conception.

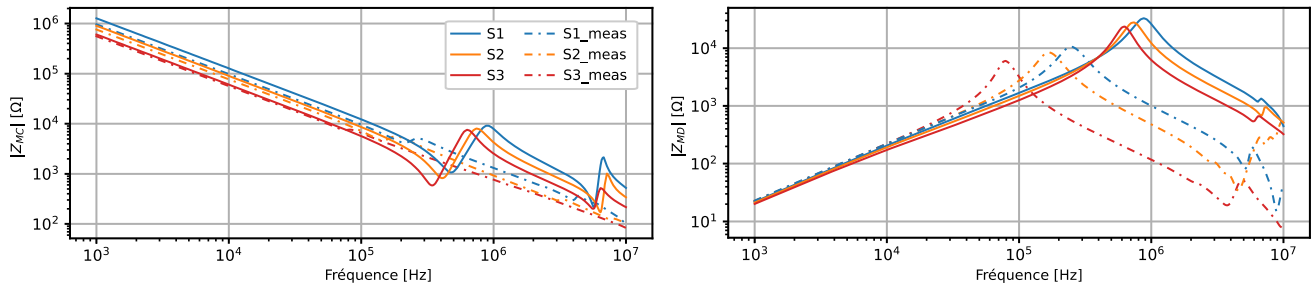


Figure IV-5 – Validation fréquentielle des résultats avec placement réaliste pour la configuration 2

La Figure IV-5 présente l'impact de cette modification sur le spectre fréquentiel de MC et de MD pour la configuration 2. Les valeurs BF de l'impédance MC sont maintenant plus cohérentes avec les mesures qu'initialement présentées sur la Figure IV-1. Ce faisant, le modèle est prédictif jusqu'à la première résonance. Au-delà, les impédances de MC et de MD prédites divergent des impédances mesurées, et ce pour toutes les configurations. En conséquence, les parties suivantes se concentrent sur cette problématique.

IV.2 COMPARAISON DES PRÉDICTIONS D'IMPÉDANCES HF VIS-À-VIS DES MESURES

En amont de la première résonance présente en MC et en MD, les impédances sont considérées comme étant correctement prédites : la capacité de MC précédemment évoquée Section IV.1 a été validée. Une différence existe aussi sur la valeur de l'inductance en BF : si à 1 kHz, les simulations et les mesures donnent une valeur entre 3,2 et 3,6 mH pour une unique bobine, une divergence apparaît avant la première résonance entre les modèles et la mesure. Ce décrochage semble être un problème récurrent des modélisations prédictives [101][103][104] et est probablement lié à des effets non pris en compte par des modèles 2D (concentration de flux magnétique aux extrémités du paquet de tôle, interactions avec les autres bobines ...). Cette erreur sera donc considérée faible par rapport à l'erreur d'impédance présente après la première résonance, présente sur la Figure IV-5.

Il est démontré dans [94][104] que la réponse fréquentielle après la résonance dépend des capacités spires-encoche, mais aussi des capacités interspires. La fréquence à laquelle apparaît cette résonance dépend aussi de l'inductance moteur, c'est-à-dire de la conception globale de la machine électrique (tôles, taille de l'entrefer, nombre de spires...) [94][103][104], toutes similaires dans le cas de cette étude. Toutefois, la contribution de chaque élément reste peu claire. C'est pourquoi une analyse de la localisation de l'énergie électromagnétique dans les différents éléments (inductances, capacités) sera proposée, et ce pour l'ensemble des fréquences d'études.

IV.2.1 Localisation de l'énergie stockée dans les éléments Spice en fonction de la fréquence

Lors des simulations Spice, un générateur de tension AC est utilisé pour réaliser la mesure d'impédance (voir Section II.4). L'énergie magnétique des inductances et l'énergie potentielle des capacités peuvent être déterminées à chaque fréquence. Cette valeur (voir Section II.3), est ensuite réparties en six groupes :

- Les inductances dans les encoches ;
- Les inductances de tête de bobine ;

- Les capacités interspires dans les encoches ;
- Les capacités interspires de tête de bobine ;
- Les capacités spires-encoches dans les encoches ;
- Les capacités spires-carter dans les têtes de bobine.

Le schéma Spice sans réduction d'ordre est nécessaire pour procéder à cette analyse, la version optimisée ne faisant plus la distinction entre encoche et tête de bobine (voir Section II.3.2). Quatre bobines sont étudiées pour déterminer l'impact du brassage aléatoire, mais aussi observer les différences dans la répartition de l'énergie électromagnétique dans les éléments LC, données par les diagrammes énergétiques. Ces études amont de bobinages ont été faites en utilisant le placement géométrique de la Section II.1.3 et non le placement réaliste utilisé Section II.1.4. Ces quatre bobines ont été générées avec différentes variables pour les groupes de conducteurs en parallèle. Une représentation des différents assemblages en groupe est montrée Figure IV-6 et le détail des variables de conception est donné Table IV-4. Pour rappel, le rôle de ces paramètres est expliqué à la Section II.1.3.

Table IV-4 – Variables de génération des bobines pour étude de l'impact du brassage des conducteurs

CONFIGURATION	N _{ADDED} *	N _{VAR GROUP} *
B1 (S2 TABLE IV-1)	0	0
B2	2	4
B3	3	6
B4	80	80

*voir Section II.1.3

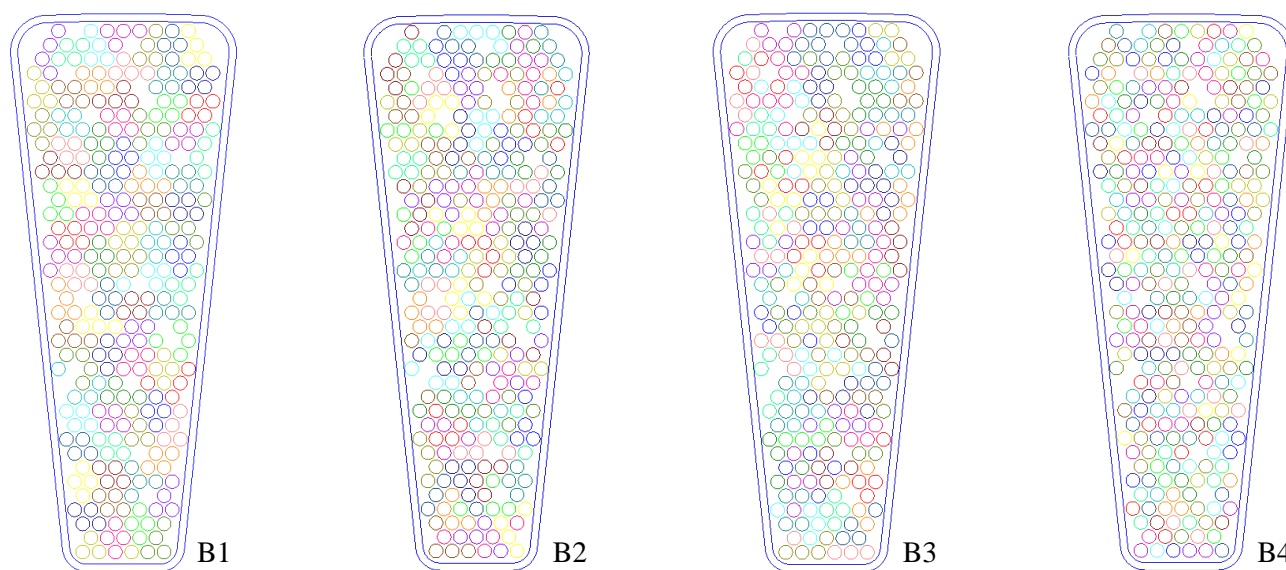


Figure IV-6 – Encoches étudiées pour la représentation énergétique et l'impact du brassage des conducteurs

La configuration de bobinage B1 est équivalente à la configuration S2 présentée à la Figure IV-1. Les configurations suivantes vont ajouter de l'aléatoire dans la formation et l'ordre des groupes de quatre conducteurs formant une spire. Les courbes d'impédances correspondantes à ces configurations sont données à la Figure IV-7.

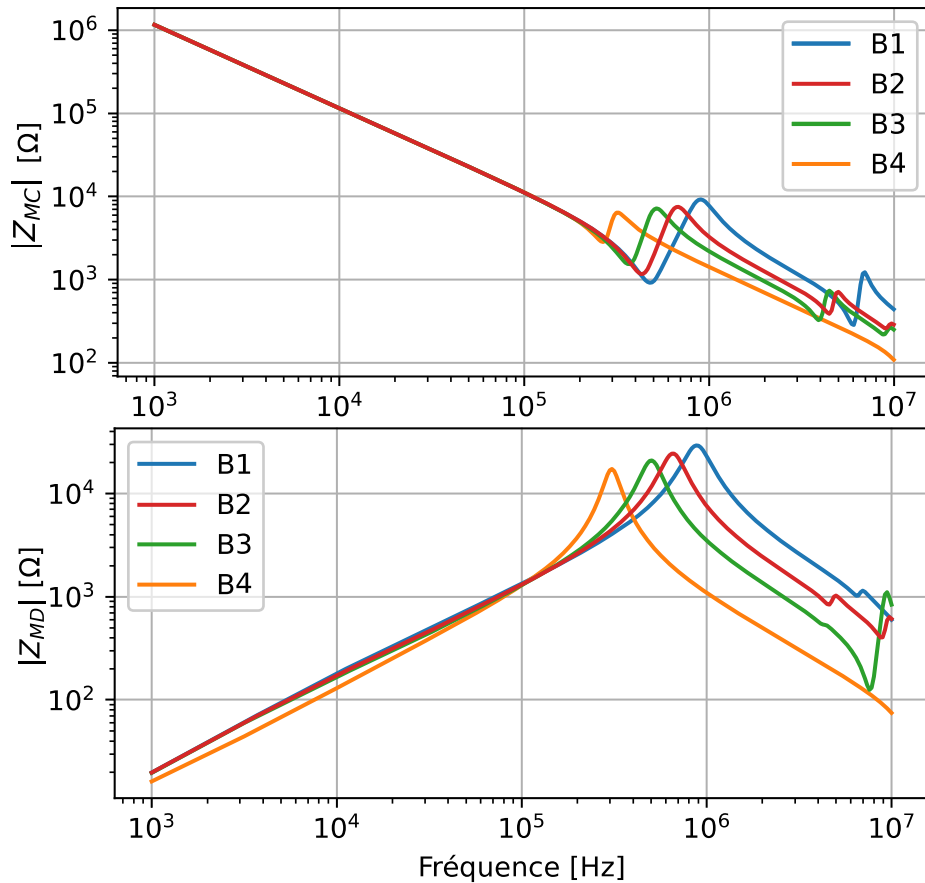


Figure IV-7 – Impédance obtenue pour les bobinages B1 à B4 avec différents niveaux de brassage des conducteurs

Concernant la Figure IV-7, plusieurs remarques peuvent être faites. La capacité BF est effectivement conservée entre toutes les configurations étudiées puisque le placement des conducteurs est conservé, seules leurs associations en groupe sont modifiées. L'inductance BF est très similaire pour les bobinages B1 à B3 ; en revanche une différence apparaît pour le bobinage B4 : un très grand espacement entre les conducteurs d'une même spire modifie les inductances mutuelles et par conséquent génère une différence sur le spectre fréquentiel. L'autre point principal est la fréquence d'apparition des résonances : plus le brassage est important et plus les résonances en MC et en MD apparaissent à basse fréquence. Pour expliquer plus en détail ces phénomènes, les diagrammes d'énergies des bobinages B1 et B3 sont présentés à la Figure IV-8. L'énergie stockée dans chaque élément du schéma Spice est sommée et un pourcentage de cette énergie peut être alloué à chacun des six groupes précédemment évoqués. Ce calcul étant fait pour chaque fréquence, il est possible d'obtenir une évolution de ces valeurs sur tout le spectre d'étude.

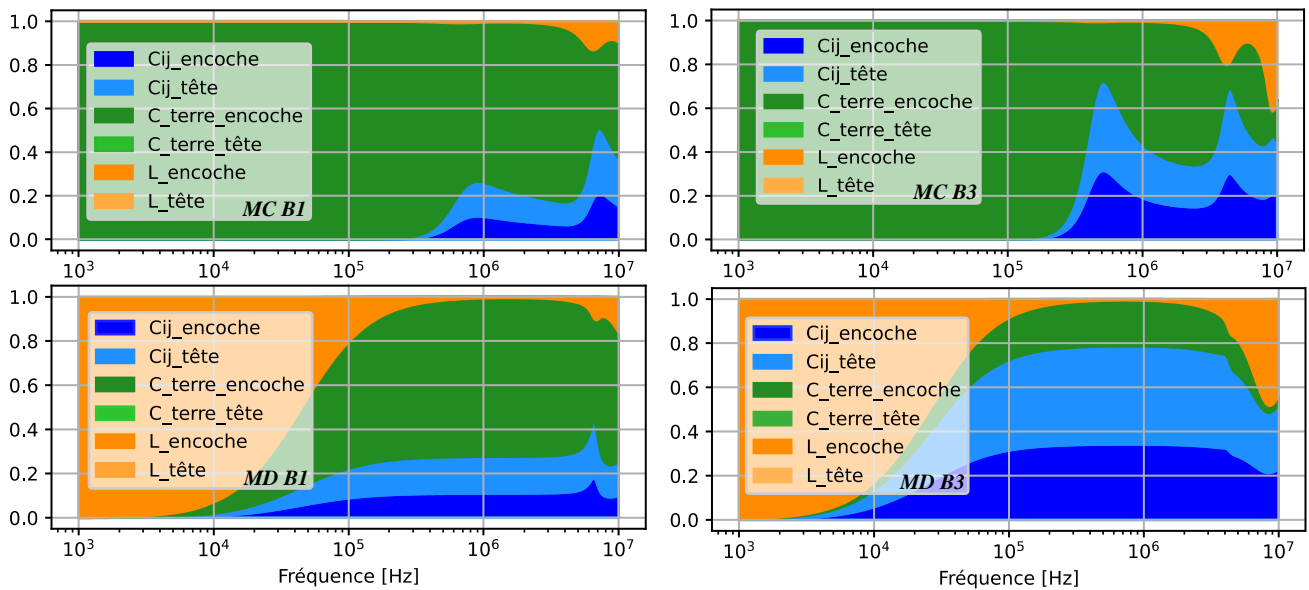


Figure IV-8 – Ratio d'énergie pour les bobinages B1 et B3 en MC et MD

A la Figure IV-8, plusieurs aspects ressortent : en MC à basse fréquence (< 10 kHz), l'énergie EM BF est effectivement uniquement présente dans les capacités spires-encoches. Ce comportement s'applique à toutes les configurations de bobinage en plus des cas B1 et B3. Aux mêmes fréquences et en MD, la distribution de l'énergie EM est majoritairement due aux inductances des conducteurs présents dans les encoches. Ces représentations confirment que les impédances en BF peuvent se résumer à l'inductance des conducteurs en MD et à leurs capacités par rapport au carter en MC. Une représentation synthétique est montrée à la Figure IV-9.

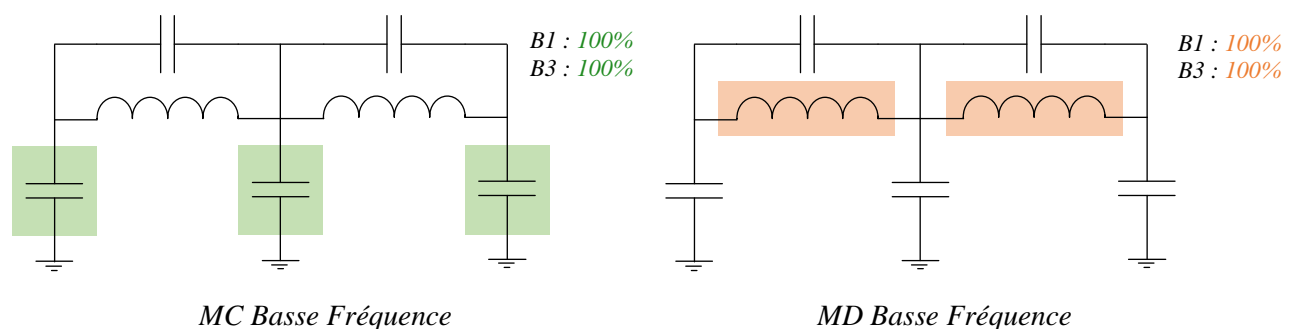


Figure IV-9 – Éléments principaux contribuant aux impédances BF (2 kHz) en MC et MD

Plus la fréquence se rapproche de la première résonance présente sur la Figure IV-7, plus les capacités interspires prennent de l'importance, qu'elles soient dans les têtes de bobines ou au sein des encoches. Si le bobinage est brassé, la proportion d'énergie stockée dans les capacités interspires peut être significativement plus importante que celle dans les capacités spires-encoches. Cette différence de capacité interspire fait apparaître les premières résonances en MC à plus basse fréquence pour les bobinages mélangés (B4, B3) par rapport à ceux plus rangés (B2, B1). Ce phénomène est aussi présent en MD : plus la fréquence augmente et plus la différence de potentiel aux bornes des inductances devient importante, augmentant de ce fait l'énergie stockée dans les capacités interspires et spires-encoche. La contribution des capacités interspires est beaucoup plus marquée sur la bobine B3 (un peu moins de 80% de l'énergie stockée à 1 MHz) que sur la bobine B1 (30% de l'énergie stockée à 1 MHz). Une illustration de ces contributions est donnée à la Figure IV-9. Le niveau total d'énergie stockée dans les capacités n'augmente pas en MD jusqu'à la première résonance : malgré une évolution des ratios sur la Figure IV-8, les valeurs restent constantes. L'évolution du ratio est due à une chute de l'énergie magnétique des inductances à mesure que la fréquence augmente.

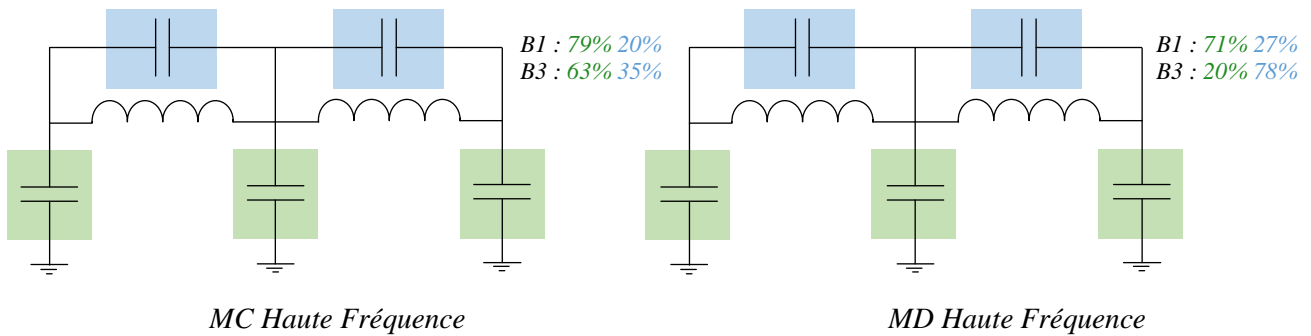


Figure IV-10- Éléments principaux contribuant aux impédances HF (2 MHz) en MC et MD

L'ensemble de ces commentaires sont également applicables aux configurations B2 et B4 (faible brassage et brassage total des conducteurs). Ainsi, la connaissance des répartitions du stockage d'énergie EM dans les composants réactifs permet de cibler des effets dominants sur différentes plages de fréquences en fonction du brassage des conducteurs au sein d'une bobine. Cette représentation permet de comparer des bobinages, pas uniquement brassés différemment, mais aussi avec des variations de conception (plus ou moins de conducteurs en parallèle, épaisseur d'émail et d'isolant de fond d'encoche ...) et permet de hiérarchiser les améliorations de bobinage en fonction des fréquences visées.

Les analyses menées jusqu'à présent montrent ainsi que pour correctement évaluer l'impédance de MD et de MC à des fréquences plus élevées, la prédiction des effets de proximité et de peau est nécessaire pour correctement représenter les amortissements lors des résonances. L'ensemble des capacités spire-encoches doivent être identifiées pour les aspects BF en MC. Enfin, en haute fréquence, la connaissance précise de l'ensemble des capacités interspires devient primordiale, impliquant une connaissance précise de la position de chaque conducteur dans le moteur pour chaque spire.

Dans notre cas, ni le placement exact des conducteurs ni leur répartition ne sont connus. En revanche, au vu des différences présentes sur la Figure IV-5, et en considérant le fort impact que peut avoir un brassage minime de conducteurs comme montré par la configuration B2, les études viseront à juger si ce seul brassage suffit à expliquer les différences présentes entre les mesures et les simulations.

IV.2.2 Validation de l'encadrement des mesures par le brassage des conducteurs

L'hypothèse selon laquelle le brassage des conducteurs peut expliquer à lui seul la différence entre les simulations et les mesures doit être validée. Les configurations B1 et B4, constituant le meilleur et pire cas, sont simulées à l'aide du processus incluant le placement réaliste et comparées aux mesures sur prototype. Cette comparaison est faite à la Figure IV-11.

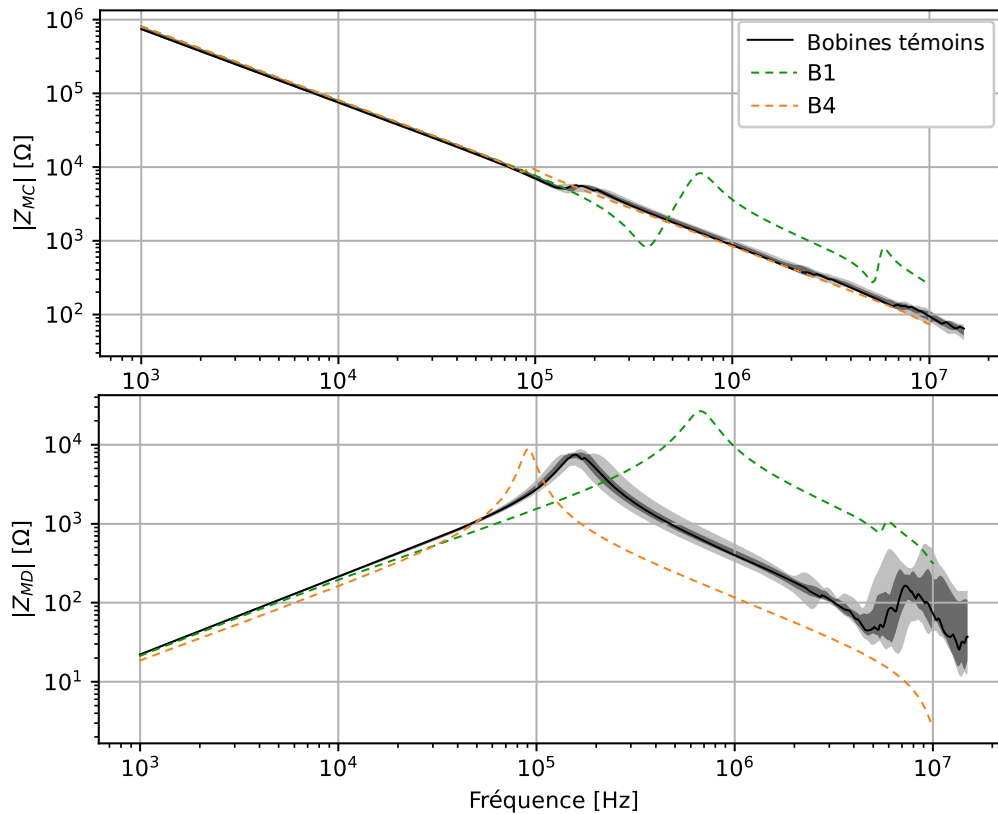


Figure IV-11 – Impédances des bobines B1 et B4 avec bobines témoins des différentes configurations

La Figure IV-11 illustre les simulations d'impédance faites en MC et en MD pour les configurations B1 et B4 simulées avec les modèles les plus aboutis comparés aux mesures faites sur les bobines témoins. Plusieurs éléments peuvent être notés :

- Les fréquences auxquelles les premières résonances apparaissent, obtenues par les simulations en MC et en MD, encadrent les valeurs des mesures.
- Les valeurs d'impédances obtenues après la première résonance encadrent à nouveau les valeurs mesurées, que ce soit en MD et MC jusqu'à 9 MHz. À noter que les configurations B4 et B1 en MC n'encadrent pas certaines mesures, cette différence peut s'expliquer par la valeur de capacité de MC calculée, faiblement sous-estimée dans ces simulations : 180 pF simulés pour B1 et B4 contre 200 pF en moyenne en mesure sur les bobines témoins (voir la Table IV-3)
- Les bobines mesurées sont plus proches de la configuration B1 que de la B4 : comme montré Figure IV-7, dès qu'une configuration subit des variations de placement de conducteur dans son bobinage (groupe de conducteur en parallèle dispersé ou spires adjacentes non ordonné, spire 1 à côté de la spire 20 au lieu de la spire 2 par exemple), les fréquences de résonance apparaissent à plus basse fréquence. Cette évolution ne semble cependant pas linéaire puisque le passage de la configuration B1 à B2 semble proche au passage de la configuration B3 à B4, la configuration B3 étant bien plus proche de B1 au vu de sa réalisation que de B4 (voir Table IV-4 et Figure IV-7).
- En conclusion, si l'on suppose que le brassage explique en grande partie cette différence, le brassage de la configuration B3 vu sur la Figure IV-7 serait celui le plus proche des mesures observées sur les bobines témoins.

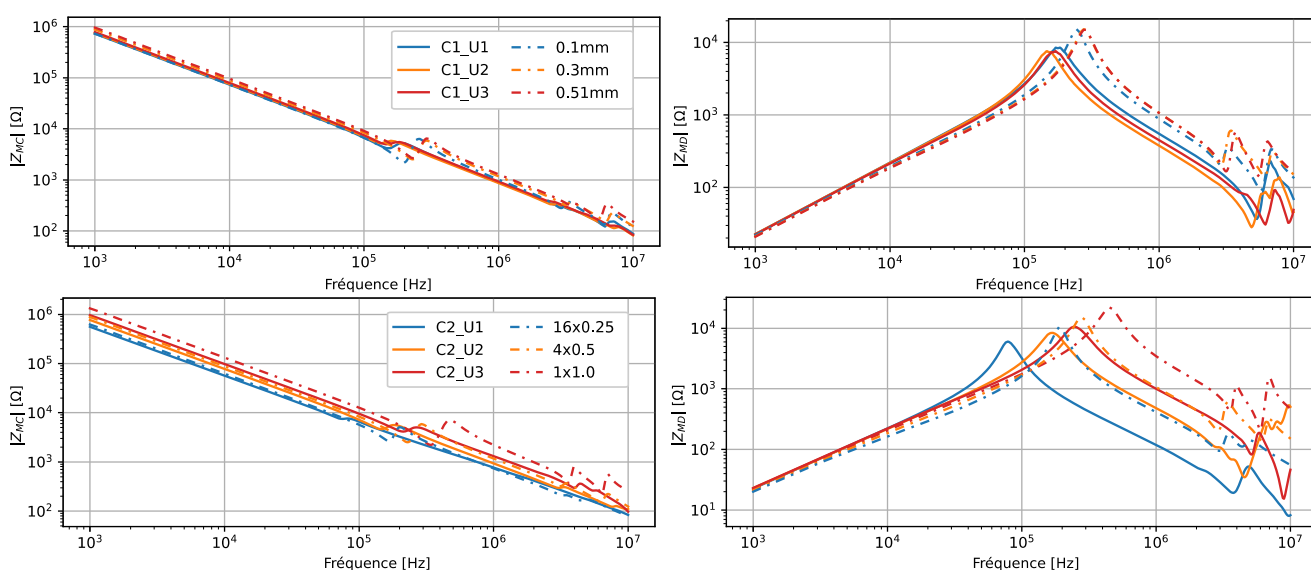
Ces résultats montrent qu'une configuration de bobinage pourrait être trouvée, répondant aux deux réponses fréquentielles simulées à l'aide des variables de conception actuellement étudiée. Cependant, au vu de l'espace d'étude combinant aléatoire de placement, aléatoire de groupement des conducteurs en spires et attribution d'ordre de placement dans les encoches, il doit exister plusieurs configurations de bobine au sein de cet espace de conception ayant la même réponse fréquentielle. En conséquence, la recherche de la configuration du bobinage à partir de la simulation n'est pas possible sans données supplémentaires. La détermination de la position exacte des conducteurs est en effet nécessaire pour établir une prédiction fidèle des valeurs d'impédance.

Toutefois, sans pour autant obtenir la valeur exacte de l'impédance des différentes bobines, il est possible de déterminer son évolution suite au changement d'une variable de conception : en intégrant un aléa de fabrication fixe, les courbes d'impédances prédites peuvent donner des pistes d'amélioration pour la fabrication des bobines moteur. C'est cette hypothèse qui sera développée dans la suite des travaux.

IV.3 PRÉDICTIONS DES IMPÉDANCES HF DES BOBINES EXPÉRIMENTALES : LIMITES D'USAGE DU MODÈLE

Les mesures et les dernières simulations prédictives sont présentées à la Figure IV-12 pour les différentes configurations des maquettes de validation présentées dans la Section 0. Les courbes pleines représentent les mesures tandis que les courbes en tiret sont issues des simulations. Les variations appliquées aux bobinages sont choisies pour représenter une insertion au sein des conducteurs en parallèle de 50% de conducteurs externes en moyenne. De plus, les groupes sont mélangés avec les sept groupes les plus proches ($N_{added} = N_{//} / 2$ et $N_{var_group} = 7$). Plusieurs points peuvent être notés :

- N_{var_group} a été choisi à 7, cette valeur étant le nombre de groupes en contact avec le fond de l'encoche en configuration B1 de la Figure IV-6. Une courbe se rapprochant des résultats peut être obtenue en augmentant ce chiffre qui a un impact très important sur la fréquence d'apparition de la première résonance et l'évolution qui suit l'impédance, mais il n'est pas garanti que cette configuration soit proche de celle de la maquette.
- De la même façon que la Figure IV-4 qui démontre la validité des prédictions par les modèles des capacités de MC, la Figure IV-12 démontre que malgré les différences restantes entre les modèles et les mesures, les tendances et les écarts d'impédance en MD et en MC entre les configurations peuvent être prédites. Les différences entre les tendances observées sur les mesures et celles déduites des simulations sont dans les marges de variation observées entre les mesures à la Section III.2.4.



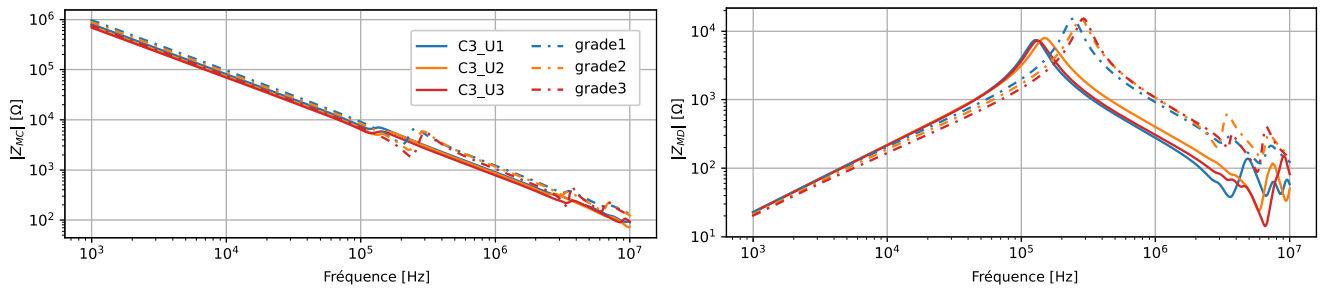


Figure IV-12 – Simulations (pointillés) et mesures (traits pleins) fréquentielle des modèles prédictifs entre 1 kHz et 10 MHz en MC et MD

Une comparaison courbe à courbe semble peu pertinente au vu des fluctuations non connues entre les différents bobinages, pourtant conçus pour être équivalents. Les conclusions tirées d'un unique couple de courbe mesures-simulations sont sujettes à des erreurs de mesures, aléas de fabrication et d'hypothèses de simulation.

Les tendances des courbes de la configuration 2 sont correctement prédites, montrant des résonances arrivant plus tôt en fréquence en MD et MC à mesure que les conducteurs sont subdivisés. Les tendances de la configuration 3 sont prédites : en MC, C3_U1 est très souvent la courbe avec la plus faible impédance, suivie de C3_U2 puis C3_U3. Cet ordre est conservé par les simulations prédictives. En MD, les ordres de C3_U1, C3_U2 et C3_U3 sont encore une fois respectés. Enfin, les tendances de la configuration 1 sont correctement prédites jusqu'à la première résonance. Après celle-ci, C1_U1 mesuré diverge de la prédiction numérique, la différence observée est du même ordre de grandeur que les différences observées entre les bobines similaires Figure III-18, toutefois les courbes C1_V1 et C1_W1 suivent ces tendances mesurées. En conséquence, une erreur de prédiction sur l'impact du papier de fond d'encoche est à prévoir au-delà de la première résonance.

De façon similaire à l'étude statistique réalisée sur les mesures, une étude statistique de la variation des impédances semble nécessaire pour être capable de prédire les choix de conception favorables pour la modification de l'impédance machine en vue de l'amélioration de ses performances CEM. Cet aspect est adressé dans le chapitre suivant

IV.3.1 Limites de l'approche par la capacité de calcul

En raison du temps de calcul important de cette méthode, les courbes de la Figure IV-12 présentent les derniers résultats calculés sur une large bande de fréquence. L'hypothèse quasi statique faite lors des modélisations MEF est correcte au-delà des 152 MHz pour les modèles réalisés (le modèle d'encoche représentant $\lambda/42$ à cette fréquence) et cette approche pourrait être utilisée pour l'ensemble du spectre. Cependant, la fréquence maximale de simulation est de 10 MHz pour une raison de stabilité des outils logiciels, problème évoqué aussi dans [104]. Ce processus est de façon générale coûteux : le temps de calcul approximatif pour une machine à 16 cœurs parallélisant les calculs MEF est donnée dans la Table IV-5. Une courbe en configuration standard (4 fils en main) est calculée en un peu plus d'une journée tandis que la configuration avec un unique conducteur prend 5 h. Enfin, la configuration mettant le plus de temps à calculer est celle utilisant 16 conducteurs en parallèle. Ce temps dépend grandement des propriétés magnétiques fournies au logiciel : l'utilisation d'une courbe B(H) demandera plus de temps de calcul qu'un matériau à perméabilité constante ou utilisant l'option de « perméabilité gelée » [148]. Une technique d'optimisation de maillage a été mise en place et les solutions MEF sont interpolées pour minimiser ce temps de calcul qui reste toutefois important.

Table IV-5 – Temps de calcul pour obtention des courbes d'impédance de MD et de MC

Bobines	Temps de calcul	Temps de calcul	Temps total
	FEMM	LTSpice	
80 tours 1 fil en main (C2, U3 V3 et W3)	4 h	1 h	5 h
80 tours 4 fils en main	24 h	1 h	25 h
80 tours 16 fils en main (C2, U1 V1 et W1)	6 jours	1 h	6 jours

La différence de temps de simulation entre bobines s'explique principalement par le paramètre « Max angle » discuté Section II.2.2.5 qui a une valeur maximale de 10 degrés. Ce dernier fixant donc l'angle maximal formé par un élément triangle du maillage sur les arcs de cercle, les configurations de machine avec un nombre faible de conducteurs voient leurs maillages BF minimisés par rapport aux configurations avec un nombre important de conducteurs. Illustré par la Table IV-6 et la Figure IV-13, le nombre d'éléments à basse fréquence (1 kHz) est drastiquement différent pour les différentes bobines. En effet, le paramètre « Max angle » augmente le maillage par un facteur proche de 4 puisque quatre fois plus d'arcs de cercle sont présents entre chaque configuration subdivisant les conducteurs en parallèle. En HF, l'équation (16) affine le maillage à partir du moment où l'effet de peau apparaît dans les conducteurs. Ce critère étant fonction de la taille des conducteurs étudiés et de la fréquence d'étude, le nombre de nœuds en HF entre chaque configuration se rapproche, avec toutefois un nombre de nœuds plus important encore une fois pour les topologies avec un fort nombre de conducteurs en parallèle. Ces topologies sont en conséquence plus longues à prédire avec ces outils.

Table IV-6 – Nombre de nœuds pour le modèle magnétique d'encoche en fonction de la fréquence

Configuration	1kHz	10kHz	100 kHz	1 MHz	10MHz
80 tours, 1 fil en main (Ø 1mm)	19845	19845	19845	59079	211479
80 tours, 4 fils en main (Ø 0.5mm)	52172	52172	52172	94674	368893
80 tours, 16 fils en main (Ø 0.25mm)	185121	185121	185121	185121	685142

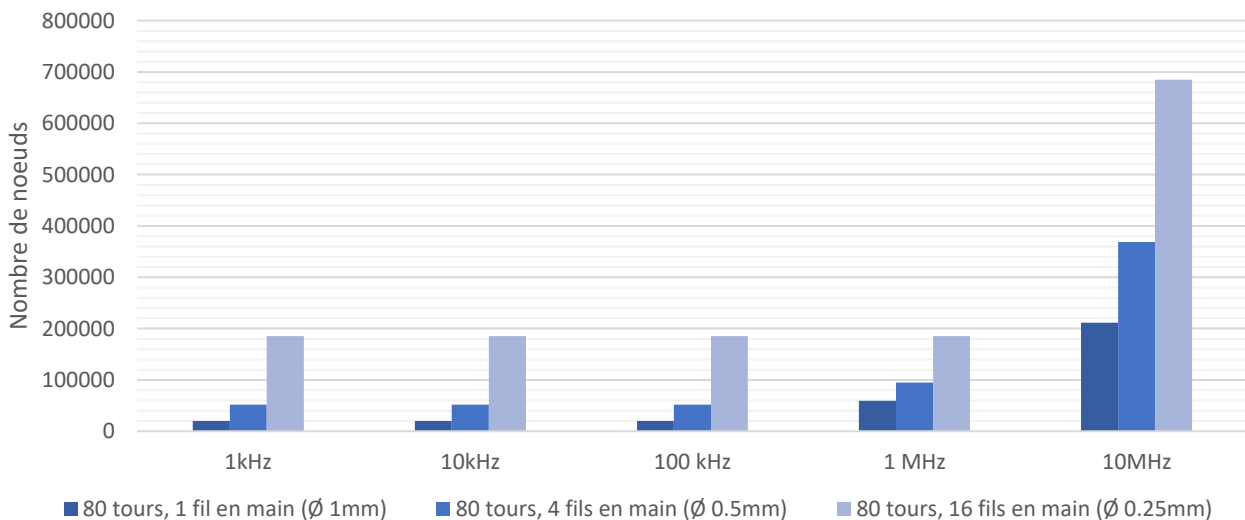


Figure IV-13 – Nombre de nœuds pour le modèle magnétique d'encoche en fonction de la fréquence de simulation

Par ailleurs, l'outil FEMM ne permet pas de sauvegarder le maillage, un nouveau est donc généré pour chaque simulation. Cet inconvénient oblige la création d'un nouveau maillage à chaque simulation de spire, faisant perdre en performance de calcul. L'objectif initial de réaliser une étude statistique sur un ensemble de bobinages permettant d'obtenir les mêmes courbes que celles obtenues par les mesures à la Section 0 est par conséquent difficile. La suite des tâches se concentrera donc sur l'utilisation du processus de simulation prédictif afin de permettre une étude de sensibilité à des fréquences spécifiques, limitant de ce fait le besoin en puissance de calcul.

De multiples étapes supplémentaires pourraient être implémentées en perspective pour minimiser le temps de calcul présenté dans la Table IV-6: l'utilisation d'outils avec analyse de gradient pour effectuer les calculs MEF aux fréquences où les variations sont les plus fortes et limiter celles sur les plages de fréquences où les comportements sont prédictibles, limiter les points simulés quand l'impédance est peu susceptible à des variations dans les simulations Spices. Et enfin, l'utilisation d'outils académiques malléables pour les simulations EF et non plus un logiciel boîte noire et ce dans le but de maîtriser d'avantage les étapes de génération du maillage et de calcul des solutions. Ces étapes supplémentaires d'optimisation n'ont toutefois pas été abordées et restent des perspectives de ces travaux.

IV.4 CONCLUSION DU CHAPITRE

Dans ce chapitre nous avons confronté nos mesures et les simulations prédictives. Les simulations initiales, négligeant certains phénomènes comme le placement des conducteurs dans les encoches et l'évolution de la permittivité des papiers de fond d'encoche, commettaient des erreurs importantes même en BF. L'ajout du placement réaliste et de la courbe $\varepsilon_r(h)$ dans les modèles les plus récents ont permis d'améliorer significativement les prédictions des capacités de MC des différents bobinages.

Ces améliorations n'expliquant pas l'intégralité des différences présentes sur l'ensemble du spectre fréquentiel entre les mesures et les simulations. Pour en comprendre les enjeux, une représentation à base de répartition de l'énergie dans le bobinage a été proposée. Cette représentation a permis de mettre en évidence l'impact du brassage aléatoire sur la fréquence d'apparition de première résonance, mais aussi sur la valeur même de l'impédance de MC et de MD pour des fréquences élevées. La modification importante induite sur les capacités interspires par un brassage est par conséquent à l'origine de ces modifications diminuant la valeur de la fréquence d'apparition des résonances MD et MC.

L'introduction de brassage au sein des bobines est toutefois complexe : pour une même valeur d'impédance mesurée sur une bobine existante, il est possible de trouver plusieurs bobinages simulés qui fournissent une réponse fréquentielle équivalente. Il est par conséquent très peu probable d'arriver à trouver le placement réel des conducteurs à partir des simulations sans information complémentaire.

Enfin, les simulations finales, intégrant une partie d'aléatoire, se rapprochent significativement des mesures sur un spectre de 1 kHz à 10 MHz. Des comparaisons mesure-simulation sont proposées, mais de par l'incertitude de fabrication des bobines, cette approche de comparaison des courbes une à une est limitée. En conclusion, une comparaison vis-à-vis d'un ensemble de valeurs ou d'une répartition statistique semble plus appropriée.

Pour adresser ces problèmes, une approche à partir d'incertitudes est proposée dans le chapitre suivant. Les variations d'impédance entre les simulations s'approchent des variations constatées sur les mesures. Ainsi, une méthodologie prédictive de variation de l'inductance en fonction des paramètres de conception machine est proposée. Cette méthodologie est validée à nouveau sur les maquettes.

V. IMPACT DES VARIABLES DE CONCEPTION D'UN MOTEUR SUR L'ÉVOLUTION D'IMPÉDANCES EN HF

Dans la Section 0 nous avons discuté de la variation des impédances du moteur en fonction de différents paramètres de conception. Ces paramètres impactent de façon plus ou moins significative les valeurs d'impédances mesurées en MC et MD. Au sein de bobines considérées comme étant équivalentes, il a été constaté une dispersion d'impédance à haute fréquence. Le placement des conducteurs (Section 0) et leurs positions relatives par rapport aux autres conducteurs ayant un rôle important sur la valeur de l'impédance et n'étant pas vérifiable sur les maquettes étudiées, les comparaisons courbes à courbes pour la simulation prédictive semblent peu adaptées au vu des variations observées. La Section 0 met en lumière à l'aide de visualisation énergétique les contributions des différents composants des circuits Spice (capacité conducteur-encoche, interspires et inductances notamment) à l'impédance globale. Cependant ce processus ne permet pas de déterminer quelles variables de conception doivent être modifiées pour intégrer des fonctions de filtrage au sein des MSAP.

Pour déterminer de possibles améliorations sur la conception actuelle, le processus suivant est proposé : un grand nombre de configurations sont simulées, mêlant à la fois les variables d'optimisation ainsi que des variables liées à la fabrication du bobinage stator. Ce plan d'expérience servira de base pour calculer les indices de Sobol : ces derniers quantifient l'impact des variables d'entrées sur la variabilité d'une sortie, en l'occurrence les impédances de MC et de MD du moteur. En choisissant les variables de conception du moteur comme étant les variables d'étude des indices, il est possible d'allouer la part de variation des impédances de MD et de MC générée par variable et ainsi quantifier la variation induite par les différents choix de conception (subdivision des conducteurs, augmentation de l'épaisseur du papier de fond d'encoche ou augmentation de la taille de l'email). L'étude portera uniquement sur deux fréquences (une BF et une HF) dans le but de limiter le temps de calcul nécessaire et exclura le brassage des conducteurs car inconnu. Ces estimations permettent de prendre en compte les effets couplés non évalués à l'aide des maquettes et sont validées sur les maquettes pour conclure sur la pertinence de l'approche.

V.1 CALCUL DES INDICES DE SOBOL À L'AIDE DE MÉTAMODÈLES

Dans cette partie on décrit les méthodes et outils utilisés pour l'étude. Ces outils viennent donc s'ajouter aux simulations MEF, Spice et Python. En particulier, les indices de Sobol mais aussi les métamodèles de type « *Gaussian Process Regression* » seront abordés.

V.1.1 Introduction aux indices du premier ordre et d'ordre total

Les indices de Sobol sont des indicateurs utilisés en analyse de sensibilité pour évaluer l'importance et hiérarchiser les variables d'entrée d'un modèle mathématique/physique. Ils visent à quantifier à quel point la variation des différentes variables d'entrée affecte la variance des grandeurs de sortie du modèle. Les principaux indices de Sobol utilisés sont les indices de premier ordre et les indices totaux. Les indices de premier ordre mesurent l'effet individuel de chaque variable d'entrée sur la variance de la sortie, tandis que les indices totaux prennent en compte les interactions entre une variable et l'ensemble des autres [149].

L'indice de Sobol du premier ordre pour la variable i est donné par : $S_i = \text{Var}(E(Y|X_i))/\text{Var}(Y)$ où :

- $\text{Var}(E(Y|X_i))$ est la variance de l'espérance conditionnelle de la sortie Y sachant X_i .
- $\text{Var}(Y)$ est la variance totale de la sortie.

Cet indice décompose donc la variance d'une variable en contribution élémentaire par variable d'entrée, mesurant par ce fait l'effet « de premier ordre » de chaque variable sur la sortie.

L'indice de Sobol d'ordre total pour la variable i est donné par : $S_{Ti} = 1 - \text{Var}(E(Y|X_{\sim i}))/\text{Var}(Y)$ où :

- S_{Ti} est l'indice de Sobol d'ordre total pour la variable i .
- $\text{Var}(E(Y|X_{\sim i}))$ est la variance de l'espérance conditionnelle de la sortie Y sachant tous les X sauf X_i .
- $\text{Var}(Y)$ est la variance totale de la sortie.

Cette formulation, contrairement aux indices premiers, considère les contributions d'ordre supérieur entre X_i et les autres variables (par exemple tous les effets couplés/croisés) rapportées à la variance totale : il quantifie donc l'influence totale d'une variable d'où le nom d'indice total. Le but de ces indices est d'aider à hiérarchiser les variables en fonction de leur influence, permettant de concentrer les efforts d'analyses complémentaires sur celles qui ont le plus grand impact sur le système étudié.

Pour estimer les espérances et variations associées aux différentes variables, des techniques d'échantillonnage, comme la méthode de Monte-Carlo ou quasi-Monte-Carlo sont utilisées [149][150][151]. Il a été prouvé dans [150] que les suites de Saltelli, en combinant des échantillons aléatoires avec des échantillons perturbés ou modifiés, permettent de calculer plus efficacement les indices de Sobol, offrant ainsi une évaluation performante de ces indices. Ces méthodes s'inscrivent dans le cadre des méthodes d'échantillonnage quasi Monte-Carlo en utilisant des schémas d'échantillonnage plus réguliers et sophistiqués pour améliorer la précision des estimations pour un même coût de calcul.

Ces méthodes d'échantillonnages doivent être appliquées sur les variables de conception étudiées pour en déduire les indices de Sobol. Le tirage aléatoire se fait à l'aide de fonctions de densité : ces dernières se doivent de représenter correctement la répartition de la variable d'entrée et être indépendantes deux à deux pour permettre une estimation pertinente des indices [149]. La Figure V-1 représente des fonctions de densité type, ces dernières peuvent être estimées à l'aide d'expérimentations, ou déduites des tolérances de fabrication des systèmes étudiés.

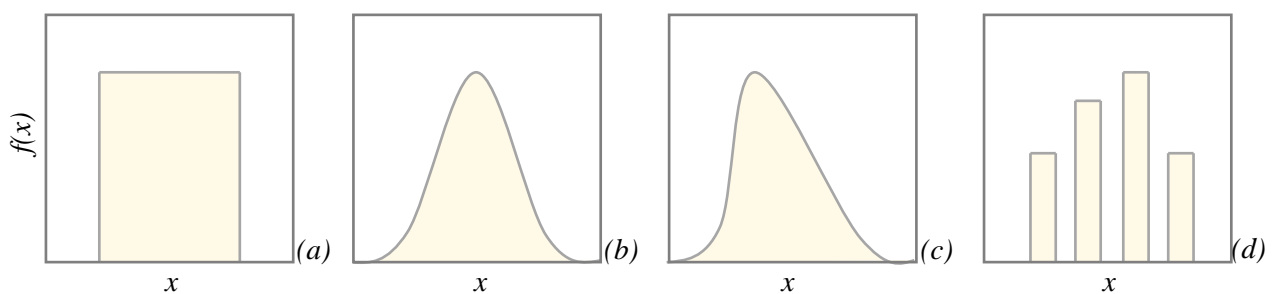


Figure V-1 –Fonctions de densité (a) uniforme (b) normale (c) log normale (d) discrète pour le tirage des variables de conceptions

Il sera supposé par la suite que toutes les variables étudiées répondent à une loi uniforme continue. Cette approximation permet de définir un intervalle de conception pour chacune des variables étudiées et d'explorer de façon uniforme l'ensemble de l'espace de conception. Les indices de Sobol résultants montreront donc non pas les variations dues aux tolérances de fabrication, mais celles possibles dans l'espace de conception équiprobable définie. La Figure V-2 montre la fonction de densité et la fonction de répartition pour une variable de conception x dans un intervalle $[a, b]$. La probabilité d'une variable d'étude sera donc définie à l'aide de son intervalle d'étude.

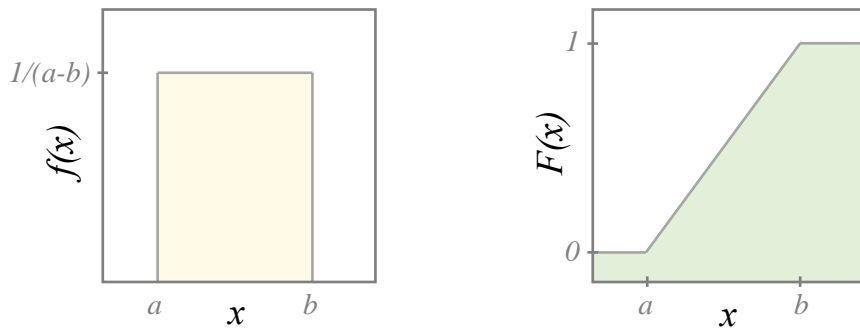


Figure V-2 – fonction de densité $f(x)$ et fonction de répartition $F(x)$ d'une variable x définie par une loi uniforme continue $x \in [a, b]$

V.1.2 Problème de temps de calcul et utilisation d'un métamodèle

Le calcul des indices de Sobol implique souvent un grand nombre de simulations, ce qui peut devenir une tâche complexe et coûteuse, en particulier pour des modèles prenant beaucoup de temps à s'exécuter. La nécessité de générer des ensembles d'échantillons significatifs pour chaque variable et pour différentes combinaisons de variables augmente considérablement la charge de calcul. Pour les modèles nécessitant des heures, voire des jours pour une évaluation, une estimation précise des indices de Sobol devient difficile. Plus la complexité et le besoin d'explorer un grand espace de conception augmentent, plus ces difficultés sont exacerbées. Un compromis entre précision et ressources de calcul est souvent nécessaire pour assurer une faisabilité de l'étude. Cela soulève donc des défis majeurs, incitant à explorer des techniques alternatives ou à optimiser les méthodes de calcul pour obtenir des estimations fiables [152].

L'utilisation de métamodèles ou de modèles de substitution ("*surrogate models*" en anglais) constitue une approche courante pour atténuer les problèmes de calcul intensif. Les métamodèles sont des modèles simplifiés, généralement plus rapides à évaluer que le modèle d'origine, capturant les relations entre les variables d'entrée et la sortie du modèle. Ils sont construits à partir d'un ensemble de données d'apprentissage qui comprend des sorties du modèle avec un ensemble de combinaisons de variables d'entrée correspondant [152][153].

Une fois que le métamodèle est construit, il peut être utilisé à la place du modèle complet pour effectuer les simulations nécessaires à l'estimation des indices de Sobol. Étant plus rapide à évaluer, le métamodèle permet de réduire considérablement le temps de calcul nécessaire pour explorer les interactions entre les variables. Ce processus peut rendre l'analyse de sensibilité plus accessible, même pour des modèles complexes et exigeants en termes de ressources. Cependant, il est important de noter que l'utilisation de métamodèles introduit une certaine erreur d'approximation et la précision des résultats dépendra de leur qualité qu'il convient donc d'évaluer [153].

En résumé, les métamodèles constituent une solution pour pallier les défis de calcul intensif lors de l'estimation des indices de Sobol, en offrant un compromis entre vitesse de calcul et précision des résultats. C'est cette solution qui est privilégiée.

V.1.3 Processus de calcul adopté pour l'estimation des indices de Sobol

La première étape pour la réalisation d'un métamodèle est présentée sur la Figure V-3. Le processus de simulation prédictive est utilisé pour générer une base de données, appelé plan d'expérience, représentative de l'espace de conception étudié dans le cadre du sujet (voir Table V-2). Un algorithme de tirage est par conséquent utilisé pour fournir les paramètres d'entrées. Le choix de l'algorithme est une question complexe et doit répondre à des problématiques proches de celles des algorithmes de génération des indices de Sobol : la couverture de l'espace de conception doit être assez complète pour représenter fidèlement les variations

des sorties du modèle en fonction des entrées, et le temps de calcul doit être en adéquation avec les moyens de calcul et les contraintes de temps [153][154]. Un grand nombre d’algorithmes existe et le développement de méthodes reste un domaine actif de recherche [154]. L’algorithme utilisé dans le cas de ce travail est la version de OpenTURNS du « Simulated Annealing LHS » (*Latin Hypercube Sampling*) soit un échantillonnage par hypercube latin avec recuit simulé pour optimiser la répartition des points dans le plan d’expérience.

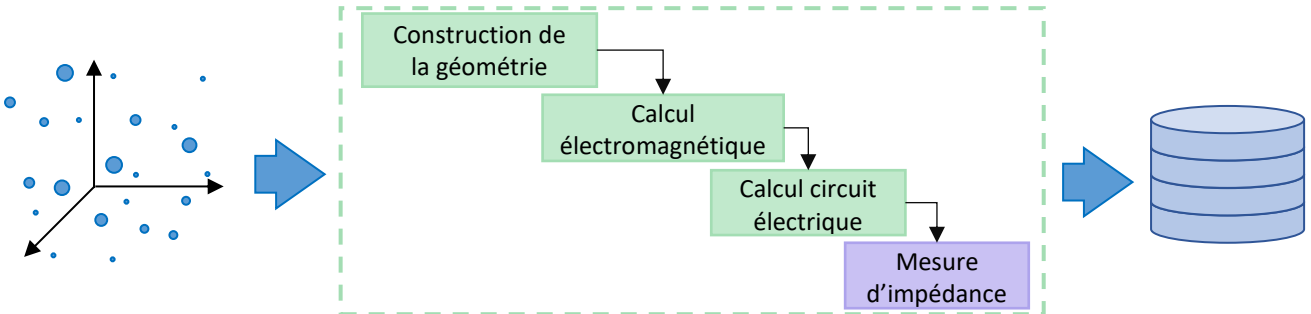


Figure V-3 – Génération de la base de données pour l’entraînement du métamodèle

Une comparaison est faite pour différents algorithmes de type LHS sur la Figure V-4, considérant un espace de conception à deux dimensions. Les méthodes LHS restent en effet les plus répandues en raison de leur flexibilité [154]. Cet échantillonnage est réalisé sur l’ensemble des intervalles de conception défini permettant de remplir l’ensemble de l’espace et ainsi couvrir toutes les solutions possibles. Le LHS avec recuit simulé est utilisé en raison de sa meilleure densité de remplissage présenté sur la Figure V-4 et sa flexibilité d’utilisation.

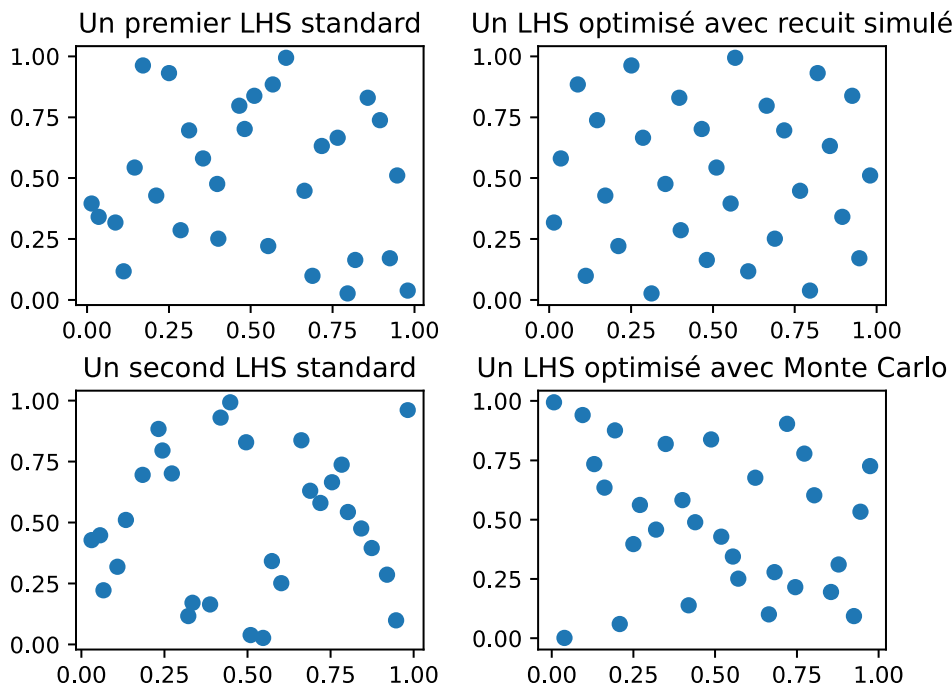


Figure V-4 – Comparaison entre différents algorithmes LHS pour la réalisation d’un plan d’expérience de 30 tirages [155]

Une fois cette base de données calculée, une phase d’entraînement du métamodèle est réalisée. Cette étape vise à s’assurer que le modèle obtenu représente correctement les phénomènes physiques mis en jeu dans le modèle initialement simulé. L’approche adoptée est de réaliser un entraînement sur une première base de données. Une seconde, plus petite et composée uniquement de points différents de la première, permettra d’évaluer l’erreur associée à la prédiction sur de nouvelles données. De nombreux indicateurs existent pour quantifier ces erreurs [157], mais deux seront sélectionnés à la Section V.3.1.1 : le score R^2 et la racine carrée de l’erreur quadratique moyenne (*RMSE*).

Le modèle choisi est une régression par processus gaussien ou « *Gaussian process regression* » (GPR) en anglais de la librairie scikit-learn [156]. Ce dernier fait partie de la famille des modèles de krigeage. Ces méthodes, originaires de métiers cherchant à déterminer la statistique liée à de la cartographie 3D, ont pu montrer une grande qualité de reconstruction de grandeurs avec un nombre limité de mesures : en géostatistique où les mesures terrain sont coûteuses et éparses (forage et analyse), cette qualité est déterminante. Ces méthodes ont depuis vu leur domaine d'application s'élargir à de multiples disciplines [157].

Un exemple de ce procédé est donné sur la Figure V-5. L'idée centrale de ces modèles est que la variation spatiale d'une variable aléatoire peut être calculée à l'aide d'une fonction de corrélation spatiale appelée variogramme. Le variogramme exprime comment la corrélation entre les observations évolue en fonction de la distance entre les points dans l'espace. Les méthodes de krigeage utilisent ces informations pour estimer les valeurs dans des emplacements non échantillonnés en pondérant les observations existantes en fonction de la corrélation qui est elle-même fonction de la distance entre les observations. Ces poids sont déterminés de manière à minimiser l'erreur de prédiction sur les observations. Ainsi, le krigeage produit des prédictions avec une estimation du niveau d'incertitude associé à chaque prédiction [157].

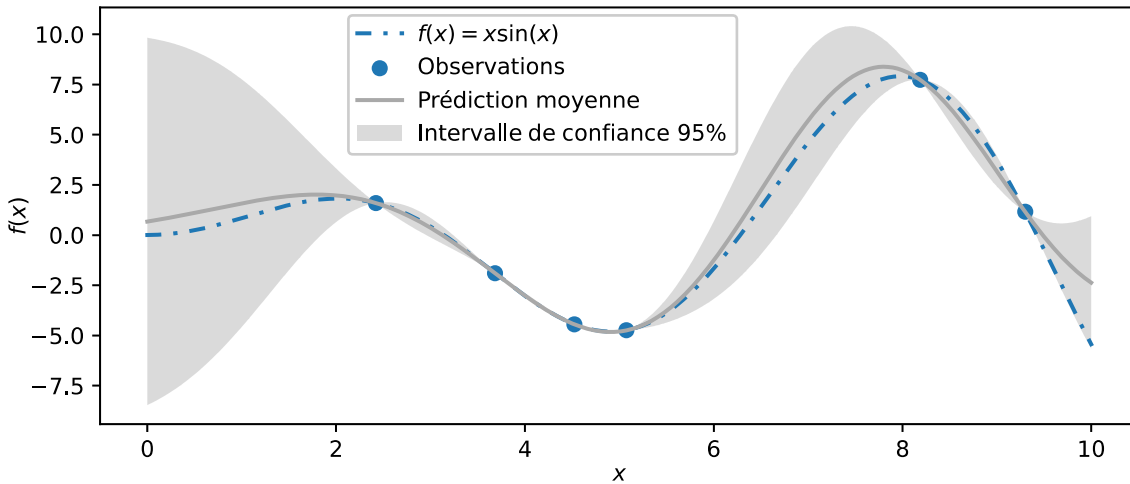


Figure V-5 – Exemple de régression par processus gaussien pour une fonction 1D [156]

La conséquence est que ces méthodes ont une erreur de prédiction aux points de la base de données d'entraînement toujours nulle ($R^2 = 1$ et $RMSE = 0$) si aucune incertitude n'est considérée dans la base d'entraînement, contrairement à une régression polynomiale par exemple. L'utilisation d'une seconde base de données est donc obligatoire pour la validation de l'entraînement. Une fois le modèle validé, ce modèle pourra être utilisé dans le processus de génération des indices de Sobol présentés sur la Figure V-6. Si le modèle ne correspond pas aux attentes en termes d'erreur, la base de données d'entraînement doit être agrandie et le processus d'entraînement réalisé à nouveau.

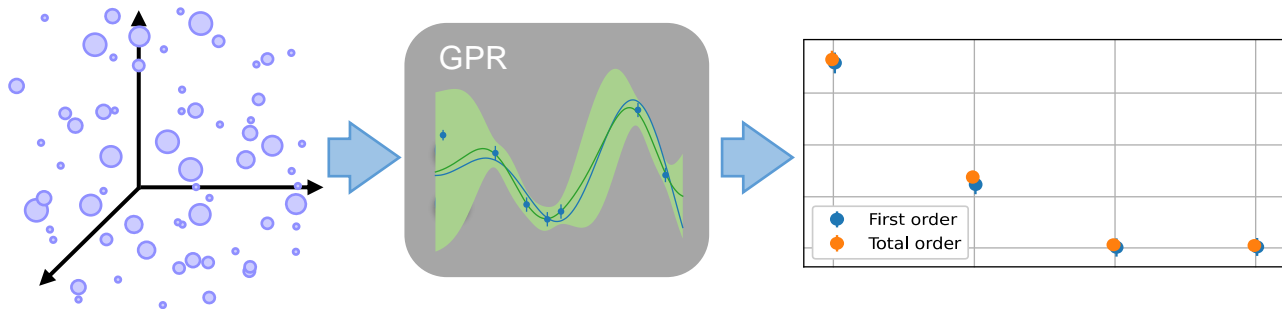


Figure V-6 – Utilisation du métamodèle GPR dans le calcul des indices de Sobol

L'ensemble des outils, méthodes de validation et remarques principales sont résumés dans la Table V-1. Ce processus permet donc d'obtenir la contribution individuelle des variables de conception à la variance de

l'impédance. La Section II présente cependant un nombre important de variables, et des corrélations existent entre certaines d'entre elles comme l'épaisseur de l'émail et le diamètre des conducteurs de cuivre. Un intervalle réduit de variables est donc défini.

Table V-1 – Résumé des outils et étapes pour le calcul des indices de Sobol

Étape	Remarques principales	Outils / méthodes
Créer la base de données	Générer une base de données avec un algorithme de type LHS couvrant l'espace de design pour le futur métamodèle	Python, FEMM, LTSpice LHS optimisé OpenTURNS via Gemseo
Entraîner le métamodèle	Entraînement d'un modèle GPR (krigeage) et validation à l'aide des indicateurs R ² et RMSE	Gemseo GPR scikit-learn via Gemseo
Calcul des indices de Sobol	Évaluation de nombreuses configurations à l'aide du métamodèle pour lier la variabilité de l'impédance aux paramètres d'entrée	Suite de Saltelli OpenTURNS via Gemseo Graphes indices via Gemseo

L'outil python Gemseo, regroupant toutes les étapes de réalisation de ces calculs, est utilisé par la suite

V.2 VARIABLES ET MODÈLES ANALYTIQUES POUR GÉNÉRATION DES CONFIGURATIONS

Les variables de conceptions adoptées sont détaillées dans la Table V-2. Ces variables reflètent des choix de concepteur, devant être faits lors de la réalisation du moteur, ou des variations de fabrication. Ces choix génèrent une modification des impédances plus ou moins importante qui est quantifiée à l'aide des indices de Sobol.

Table V-2 – Variables et intervalles utilisés pour la génération des indices de Sobol

Symbole	Description	Intervalle
W_T	Largeur des dents moteur	$\pm 0,2$ mm
N_w	Conducteurs en parallèle ou encore « fil en main »	$n \in [1 ; 5], n \in \mathbb{N}$
W_p	Épaisseur du papier de fond d'encoche	[0,1; 0,51] mm
ε_s	Permittivité de l'imprégnation au sein de l'encoche	$\varepsilon_r \in [1 ; 3]$
$I_{\%}$	Épaisseur de l'isolant de l'émail	[0,69 ; 1,39] 0,69 \Rightarrow grade 1, 1 \Rightarrow grade 2, 1,39 \Rightarrow grade 3

Les indices ne sont estimés que pour cinq variables : les impédances de MC et de MD à 32 kHz, les impédances de MC et de MD à 2 MHz et la capacité de MC. Ce choix a été fait pour exclure les résonances simulées qui nécessitent un plus grand nombre d'estimations pour être correctement représentées. Par ailleurs, ce sont aussi des fréquences où les mesures présentent peu de résonances, permettant une comparaison plus directe.

Les variables de la Table V-2 ne suffisent pas à définir toutes les données nécessaires pour la simulation. Des variables intermédiaires toutes construites à partir de ces cinq paramètres Table V-2 sont nécessaires pour l'exécution des modèles. Ces variables intermédiaires sont présentées dans les sections suivantes en parallèle des hypothèses faites lors de leur estimation.

V.2.1 Conservation de la surface de cuivre global

Pour conserver la surface de cuivre présente dans les encoches, un diamètre de conducteur initial est utilisé. Ce diamètre est ensuite subdivisé pour obtenir le diamètre des différents conducteurs en fonction du nombre de conducteurs en parallèle. L'équation (23) exprime ce choix de conception et permet de déterminer le diamètre des conducteurs en fonction du nombre de conducteurs en parallèle et du diamètre utilisé dans le cas d'un unique conducteur.

$$S_{init} = N_{//} \times S_{fil} \rightarrow D_{fil} = D_{init} / \sqrt{N_{//}} \quad (23)$$

V.2.2 Épaisseur de l'émail en fonction du diamètre conducteur

L'épaisseur de l'émail dépend de deux facteurs : le diamètre des conducteurs utilisé et le grade choisi. Un exemple est donné Table V-3. L'équation (24) a été définie sur la base de cette table et une valeur approximée des épaisseurs d'emails est calculée à l'aide du paramètre $I_{\%}$: ce dernier, en variant entre 0,61 et 1,39, permet de retrouver les trois grades de conducteur $I_{\%}=0,61$, $I_{\%}=1$, et $I_{\%}=1,39$ correspondant respectivement au grade 1, 2 et 3 tout en rendant l'espace de conception continu. Un exemple d'estimation est donné Table V-3, aux lignes portant la mention « approximé ».

Table V-3 – Épaisseur de l'émail en fonction du diamètre conducteur et grade isolant

	Grade 1	Grade 2	Grade 3
Ø 1 mm	0,048 mm	0,0785 mm	0,1095 mm
Ø 1 mm approximé	0,047885 mm	0,0785 mm	0,109115 mm
Ø 0.5 mm	0,034 mm	0,0555 mm	0,077 mm
Ø 0.5 mm approximé	0,033855 mm	0,0555 mm	0,077145 mm

$$e_{\text{email}} = (D_{fil} \times 0,046 + 0,325) I_{\%}, \quad I_{\%} \in [0,61 ; 1,39] \quad (24)$$

V.2.3 Permittivité du papier de fond d'encoche en fonction de l'épaisseur

La Section 0 a validé expérimentalement la courbe $\varepsilon_r(h)$ à la fréquence de 60 Hz. Cette permittivité sera considérée comme constante en fréquence et la courbe de tendance identifiée Figure III-17 sera intégrée dans le calcul des indices de Sobol.

$$\varepsilon_{r_{\text{papier}}} = -6,1969W_p^2 + 7,645W_p + 1,238 \quad (25)$$

Les trois équations sont incluses dans le processus de simulation global pour la réalisation du plan d'expérience pour l'entraînement du métamodèle. Les intervalles Table V-2 servent donc à la fois pour l'entraînement du métamodèle, mais aussi pour le calcul des indices de Sobol.

Sur la Figure V-7 on a illustré le flux de données entre les différents modèles. Le plan d'expérience génère à l'aide de l'algorithme LHS les variables X_i pour remplir l'ensemble de l'espace de conception. Les variables de conception X_i (donné dans notre cas à la Table V-2) passent à travers les trois équations (23), (24) et (25), les sorties des modèles analytiques permettent ainsi de renseigner l'ensemble des simulations MEF qui permettent, à leur tour, d'obtenir les matrices de capacités, inductances et résistances. Ces différentes matrices, sortant de ces modèles MEF, servent pour la génération des circuits et la caractérisation des impédances pour un ensemble X_i . Le but du métamodèle est donc de déduire les fonctions $Z_{MD,MC} = f_{MD,MC}(X_1, \dots, X_5)$ et de remplacer l'ensemble des simulations représentées en vert à la Figure V-7 dans le calcul des indices de Sobol.

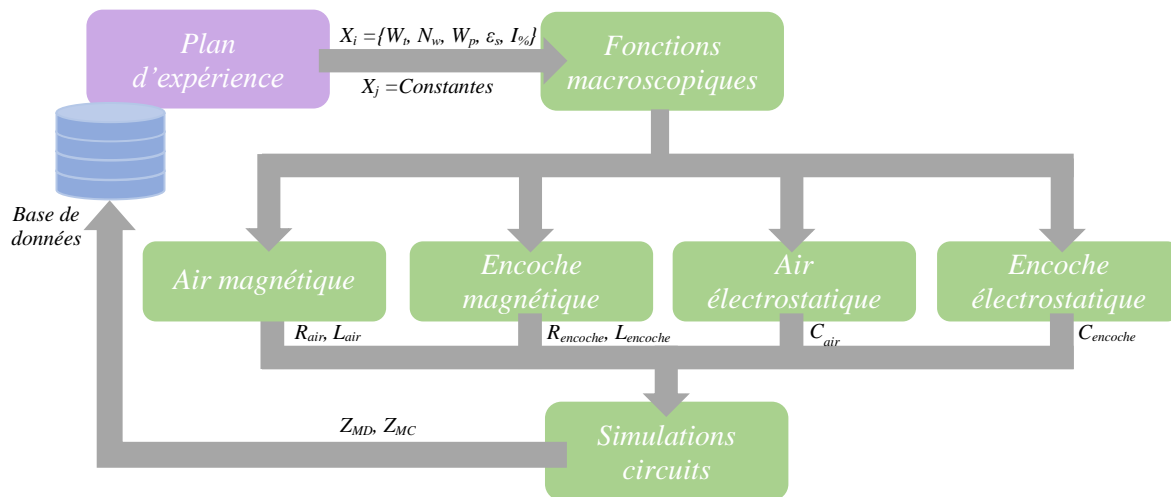


Figure V-7 – Flux de données entre les différents modèles pour la réalisation du plan d'expérience

V.3 VALIDATION DE L'APPROCHE PAR LES INDICES DE SOBOL

Cette section présente la stratégie de modélisation présentée pour l'estimation des indices de Sobol ainsi que les différentes étapes de validations permettant de garantir la qualité des prédictions.

V.3.1 Validation des métamodèles pour la prédiction des impédances MD et MC

V.3.1.1 Indicateurs de performance pour la validation des métamodèles

Comme résumé dans la Table V-1, le métamodèle entraîné doit être validé sur une base de données séparée dite de validation. Le métamodèle prédit les valeurs des points de validation et elles sont comparées aux simulations réelles. La première formule utilisée pour quantifier l'erreur est la racine de l'erreur quadratique moyenne ou RMSE (*Root Mean Square Error*). La définition mathématique est donnée par l'équation (26). Cette grandeur étant homogène à la variable évaluée.

$$\text{RMSE}(\hat{y}) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - y_i)^2} \quad (26)$$

$$\sigma(y) = \sqrt{\frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^n y_i^2 \right) - \bar{y}^2} \quad (27)$$

\hat{y} : prédiction de y par le métamodèle
 \bar{y} : moyenne de y

Une autre métrique pour apprécier la qualité d'un métamodèle est la métrique en R^2 qui correspond au coefficient de détermination, ce dernier s'écrit comme un ratio entre la somme du carré des écarts de prédiction à la moyenne et la somme du carré des écarts par rapport à la moyenne, présenté équation (28). Plus ce coefficient est proche de 1, plus le modèle est prédictif. À l'inverse, s'il est proche de 0, le modèle n'est pas prédictif. La valeur entre 1 et 0 est valable si l'erreur est calculée sur le même ensemble de données que celui prédit. À noter que dans le cas où une base d'entraînement et une base de validation séparée sont utilisées, ce coefficient peut avoir des valeurs négatives, impliquant que la prédiction commet plus d'erreurs que la valeur moyenne de la fonction.

$$R^2(\hat{y}) = \frac{\sum_i(\hat{y}_i - \bar{y}_i)^2}{\sum_i(y_i - \bar{y}_i)^2} = 1 - \frac{\sum_i(\hat{y}_i - y_i)^2}{\sum_i(y_i - \bar{y}_i)^2} \quad (28)$$

Par conséquent ces valeurs sont calculées pour différents métamodèles dans le but de vérifier la validité de l'approche.

V.4 CAS D'APPLICATION POUR VALIDATION DE L'APPROCHE PAR INDICE DE SOBOL

L'ensemble du procédé décrit sera utilisé et ses étapes de validation commentées dans le but de fournir une description de ces méthodes et outils directement sur les modèles de cette thèse. La première étape, la création de la base de données et l'entraînement du métamodèle sont décrits.

V.4.1 Création de la base de données et entraînement du métamodèle

Les intervalles utilisés pour le plan d'expérience sont présentés dans la Table V-2. Nous avons choisi ces intervalles pour inclure les maquettes avec toutefois l'ajout de la permittivité au sein des encoches, permettant ainsi d'évaluer l'impact d'une imprégnation des encoches sur ces résultats. Des résultats initiaux avec d'anciens modèles ont été publiés dans l'article [158], utilisant le placement géométrique et une permittivité fixe pour le papier de fond d'encoche (courbe $\varepsilon_r(h)$ non implémentée). Le groupement pour les conducteurs en parallèle est supposé idéal dans les deux cas (similaire à la configuration B1, Table IV-3 et Figure IV-6). Dans le but d'améliorer les résultats précédents [158], utilisant un métamodèle avec beaucoup d'erreurs en BF pour l'impédance de MD et une mauvaise appréciation de l'impact de l'épaisseur de l'émail, le nombre de moteurs calculés pour tout le plan a été augmenté à 1000 avec un groupe de validation de 150. Cette base de données a ainsi nécessité environ un mois et deux semaines de calcul². La Table V-4 évalue des grandeurs sur les calculs servant pour l'entraînement : pour les variables de sortie (Z_{MD}, Z_{MC}, C_{MC}), leurs moyennes, écart type et le ratio de ces grandeurs sont calculés, permettant de donner une image de la variation qui devra être prédite par les métamodèles.

Table V-4 – Moyenne et écart type des variables d'étude du plan d'expérience d'entraînement

Variables de sortie		Indicateurs de variation des sorties du plan d'expérience		
		Moyenne	Écart type	Écart type/ Moyenne
$ Z_{MD} $	32 kHz	610 Ω	40 Ω	6,56 %
	2 MHz	2615 Ω	626 Ω	24,0 %
$ Z_{MC} $	32 kHz	24314 Ω	4766 Ω	19,6 %
	2 MHz	1078 Ω	238 Ω	22,1 %
C_{MC}		1,054 x 10 ⁻¹⁰ F	2,051 x 10 ⁻¹¹ F	19,5 %

Dans les échantillons étudiés, la variation de $|Z_{MD}|$ à 32 kHz est très faible puisque l'écart type représente un peu plus de 6,5% de la valeur moyenne tandis que l'écart type à 2 MHz s'établit à 24 % de la moyenne dans la Table V-4. Comme constaté lors du calcul des courbes d'impédances, en basse fréquence et avant la résonance principale en MD, les impédances de chaque configuration sont très proches, car dictées par l'inductance basse fréquence. À haute fréquence, la variation est beaucoup plus importante, c'est en effet à ces fréquences que les effets capacitifs prennent une place prépondérante dans la valeur de l'impédance. Un bobinage parfait (sans aléa lié à la disposition des conducteurs) étant considéré, l'impact des capacités interspires est minimisé.

Concernant Z_{MC} , la disparité à 32 kHz est aussi importante que celle observée à 2 MHz (presque 20 et 22 % respectivement). La capacité de MC (noté C_{MC} Table V-4) est calculée à l'aide de la trace des matrices de capacités et pour une unique encoche et tête de bobine. Par conséquent Z_{MC} est très proche de $1/(j2C_{MC}\omega)$

²80 cœurs (AMD Ryzen Threadripper Pro 3995WX 64-cores) avec de la RAM fonctionnant à 3200 MHz

à 32 kHz, justifiant ainsi la variation de 19,5 % très proche des 19,6 % de $|Z_{MC}|$ à 32 kHz. Trois des cinq variables étudiées Table V-2 ont en effet un impact direct sur les phénomènes capacitifs, impliquant que ce sont effectivement ces effets qui sont le plus susceptibles de générer des modifications au sein de ces simulations. Le métamodèle GPR est ainsi entraîné à l'aide de la base de données de la Table V-4 et les indicateurs de la qualité du GPR obtenu sont présentés Table V-5.

Table V-5 – Indicateurs de qualité de la prédiction par métamodèle de type GPR

Variables prédites		Indicateur de validation du métamodèle GPR		
		R^2	RMSE	RMSE/ Écart type
$ Z_{MD} $	32 kHz	0,9595	7,826 Ω	20 %
	2 MHz	0,9548	1,3547 x 10 ² Ω	22 %
$ Z_{MC} $	32 kHz	0,9774	7,1193 x 10 ² Ω	15 %
	2 MHz	0,9698	4,1877 x 10 ¹ Ω	18 %
C_{MC}		0,9726	3,2724 x 10 ⁻¹² F	16 %

Pour $|Z_{MD}|$ à 32 kHz, la valeur RMSE s'élève à plus de 7 Ω , représentant 20 % de l'écart type. Par conséquent, la prédiction de la valeur peut être considérée comme correcte avec une marge d'erreur relativement faible. En ce qui concerne $|Z_{MD}|$ à 2 MHz, la valeur RMSE atteint 135 Ω , équivalant à 22 % de l'écart type. La prédiction est considérée comme satisfaisante, d'autant plus que l'écart type représente 24 % de la valeur moyenne dans la Table V-4.

La prédiction de $|Z_{MC}|$ à 32 kHz et de C_{MC} est jugée correcte, avec des ratios RMSE/écart type de 15 % et 16 %, respectivement. Pour $|Z_{MC}|$ à 2 MHz, le ratio RMSE/écart type de 18 % indique une erreur similaire aux résultats BF. Cette valeur peut être attribuée en partie aux aspects aléatoires du placement des conducteurs, susceptibles d'induire des discontinuités que le modèle GPR doit rendre continues. En effet, l'association en groupe, si très contrainte dans le but de minimiser le brassage, reste sujette à l'aléatoire du placement des conducteurs dans les encoches pour ces simulations : deux configurations proches pourraient avoir un placement des conducteurs différents au sein des encoches.

L'indicateur R^2 suit globalement les tendances observées par le ratio RMSE/ Écart type. Ce ratio est en effet proche mathématiquement de l'équation (24). Il confirme donc les interprétations faites sur la validité du métamodèle. La précision du métamodèle peut être améliorée à condition d'augmenter le nombre de vecteurs utilisés pour l'entraînement, mais un compromis entre temps de calcul et erreur acceptable doit être trouvé. Maintenant que le métamodèle entraîné a été jugé conforme en termes d'erreur de prédiction sur les données de sorties (impédances de MC et MD), ce dernier est utilisé pour prédire l'ensemble des solutions nécessaires à l'estimation des indices de Sobol.

V.4.2 Indices de Sobol pour l'espace de conception des maquettes

Les indices de Sobol sont calculés pour un espace de conception restreint. Cet espace est donné Table V-6 et vise à recouvrir toutes les configurations de mesure. Une unique configuration n'est pas étudiée (Configuration 2, U1-V1 et W3), car non couverte par le plan d'expérience de la Table V-2. Cette configuration a été retirée pour limiter le temps de calcul associé au plan d'expérience. Un ensemble de 80 000 moteurs est donc prédit et utilisé pour le calcul des indices.

Table V-6 – Intervalles de calcul des indices de Sobol avec les derniers modèles

Symbole	Description	Intervalle
W_T	Largeur des dents	$\pm 0,2$ mm
N_w	Conducteurs en parallèle	$n \in \{1; 2; 3; 4\}$
W_p	Épaisseur du papier de fond d'encoche	$[0,1 ; 0,51]$ mm
ε_s	Permittivité de l'imprégnation	$\varepsilon_r = 1$
$I_{\%}$	Pourcentage d'épaisseur de l'émail	$[0,69 ; 1,39]$ 0,69 \Rightarrow grade 1, 1 \Rightarrow grade 2, 1,39 \Rightarrow grade 3

La Figure V-8 montre les estimations de ces indices pour l'impédance de MC à 32kHz et 2MHz. Pareillement, la Figure V-9 montre des résultats de la même façon pour l'impédance de MD à 32kHz et 2MHz. La position de paramètres en abscisses change en fonction de l'impact des variables et ne seront pas les mêmes pour chaque figure.

V.4.2.1 Indices de Sobol pour l'impédance de MC dans le cas des simulations finales

Figure V-8, le nombre de fils en main est encore une fois le paramètre générant le plus de variation dans les modèles, et ce pour les deux fréquences d'étude de Z_{MC} . Cette constatation est corroborée par les mesures réalisées directement sur prototype à la Section III.2.4. Le papier de fond d'encoche est en deuxième position pour les deux fréquences d'étude et le choix du grade de l'émail reste en troisième position. Ces résultats correspondent à nouveau aux mesures sur prototype qui montraient une plus grande variation pour un changement de papier de fond d'encoche que pour l'évolution du grade de l'émail. Les deux paramètres, largeur des dents et permittivité se retrouvent dans les deux derniers paramètres puisqu'ils ne varient pas ou peu dans les intervalles de conception fixés.

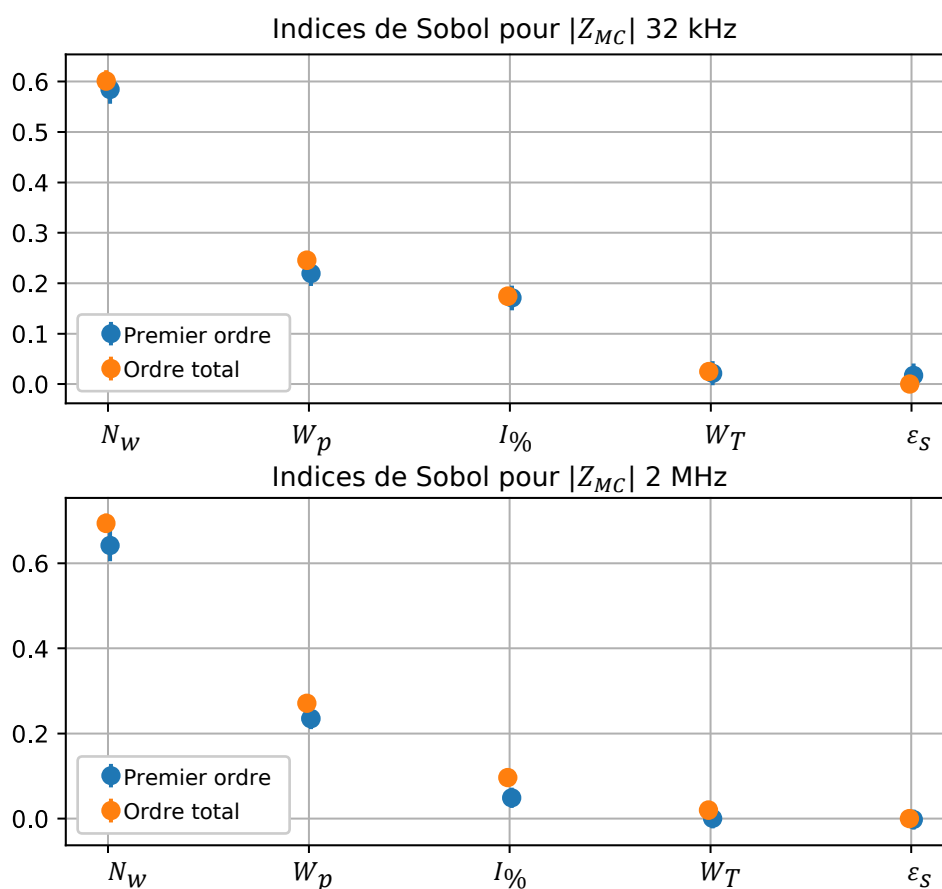


Figure V-8 – Indices de Sobol pour l'impédance de MC à 32 kHz et 2 MHz

V.4.2.2 Indices de Sobol pour l'impédance de MD dans le cas des simulations finales

Concernant l'impédance de MD, pour 32 kHz, le paramètre qui génère le plus de variation est le choix du grade de l'émail. En deuxième vient l'épaisseur du papier de fond d'encoche et en troisième le nombre de conducteur en parallèle. L'utilisation du placement réaliste a rapproché les conducteurs par rapport au placement géométrique étudié jusqu'à présent. Cela a pour conséquence de minimiser l'effet de la subdivision en plusieurs conducteurs à cette fréquence, car minimisant l'espace entre ces derniers [125], expliquant que le nombre de conducteurs passe en troisième position. À l'inverse, le grade de l'isolant modifie significativement la disposition générale, et par conséquent la valeur des inductances mutuelles des conducteurs en parallèle. Toutefois, l'écart type étant limité à 6 % de la valeur moyenne (Table V-4), ces modifications restent très faibles.

Le diagramme obtenu à 2 MHz est proche du diagramme Z_{MC} à 2 MHz, car Z_{MD} a un comportement capacitif à cette fréquence. Avec les intervalles de conception et les modèles actuels, le nombre de conducteurs en parallèle reste la variable générant le plus de variation sur l'impédance. Le nombre de conducteurs en parallèle assure plus de 60% de la variabilité constatée à ces fréquences, tandis que l'épaisseur du papier isolant et le choix du grade de l'émail se retrouvent en deuxième et troisième position. Ces résultats sont encore une fois corroborés par les mesures réalisées directement sur prototype à la Section III.2.4, surtout pour la partie HF et pour le nombre de conducteurs en parallèle.

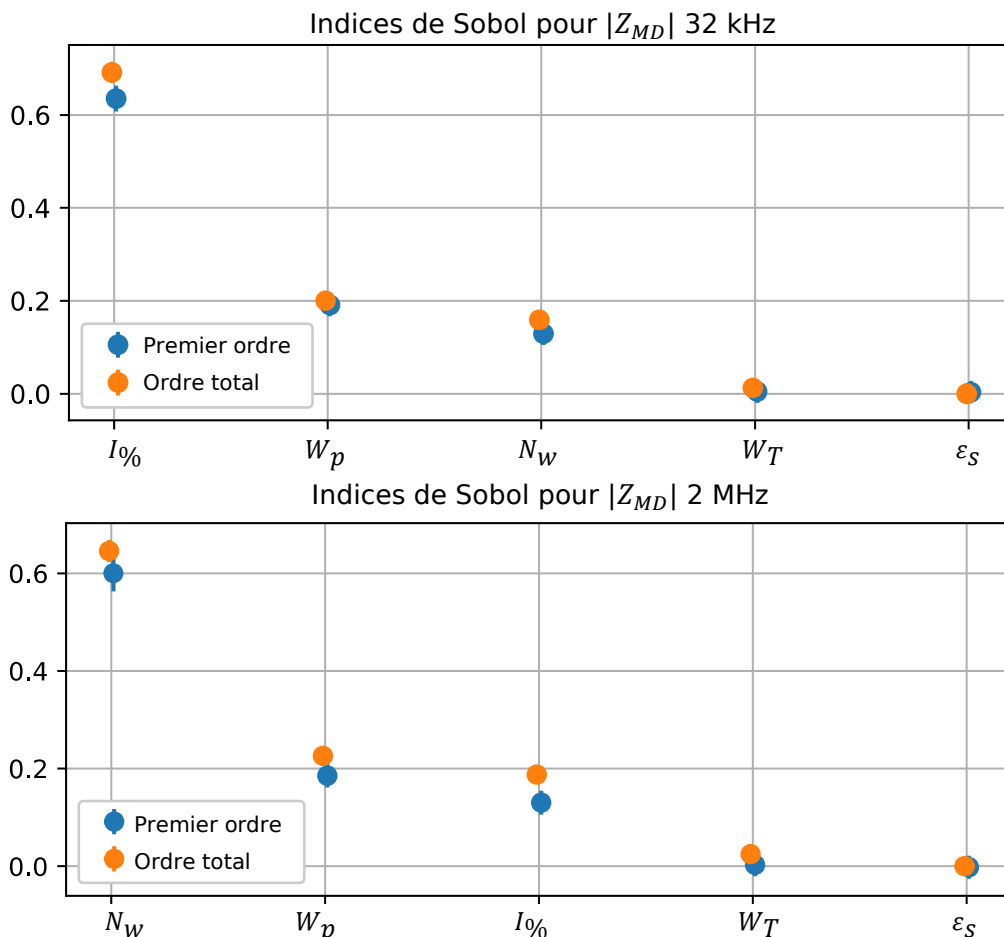


Figure V-9 – Indices de Sobol pour l'impédance de MD à 32 kHz et 2 MHz

V.4.2.3 Validation expérimentale de la prédiction des variations d'impédance pour les derniers modèles

Pour valider expérimentalement ces résultats et fournir une comparaison quantifiée, des mesures devraient être réalisées sur un ensemble représentatif statistiquement des intervalles de conception des variables et

suffisamment nombreux pour en extraire les tendances observées. Cette validation est fastidieuse et difficilement réalisable : des centaines de configurations peuvent être simulées, mais il est très difficile de créer autant de prototypes pour comparer les résultats.

Pour valider ces approches, une version simplifiée de ce problème a été envisagée : le métamodèle est utilisé pour prédire des impédances de bobines dans les intervalles de conception des maquettes. L'intervalle donné Table V-6 est réduit 3 fois : Pour la configuration 1, le nombre de fils en main est fixé à 4 et l'émail au grade 2 ($I_{\%}=1,0$), seul le papier de fond d'encoche varie entre 0,1 et 0,51 mm. Pour la configuration 2, $I_{\%}=1,0$ et l'épaisseur du papier de fond d'encoche est fixé à 0,3 mm, N_w varie entre 1 et 4. Enfin pour la configuration 3, l'épaisseur du papier de fond d'encoche est fixée à 0,3 mm et le nombre de fils en main à 4 tandis que $I_{\%}$ varie entre 0,69 et 1,39 modélisant donc le passage du grade 1 au grade 3 de façon continue. Mille machines sont calculées et un calcul de l'écart type divisé par la valeur moyenne est à nouveau réalisé sur les mesures et les simulations. Ce critère de variation est utilisé puisque l'utilisation de spires idéalement rangées change profondément la valeur obtenue par rapport aux prédictions. Cependant, c'est la variation de cette valeur vis-à-vis des variables de conception que nous cherchons à valider. Permettant donc de quantifier la variation générée par la modification de la conception, ce critère est présenté dans la Table V-7 pour les simulations et les mesures et une version graphique sous forme d'histogramme est présenté Figure V-10.

Table V-7 – Ratio écart type/moyenne pour les mesures, comparé aux prédictions simulées

configuration	Z_{MD} 32 kHz	Z_{MD} 2 MHz	Z_{MC} 32 kHz	Z_{MC} 2 MHz
	Mesures / Simulations [%]			
C1	3.01 2.89	27.6 7.75	6.38 8.19	7.59 9.67
C2	8.86 2.11	55.3 15.5	15.7 12.9	15.0 13.1
C3	2.71 7.61	14.4 9.12	9.77 7.09	14.7 9.12

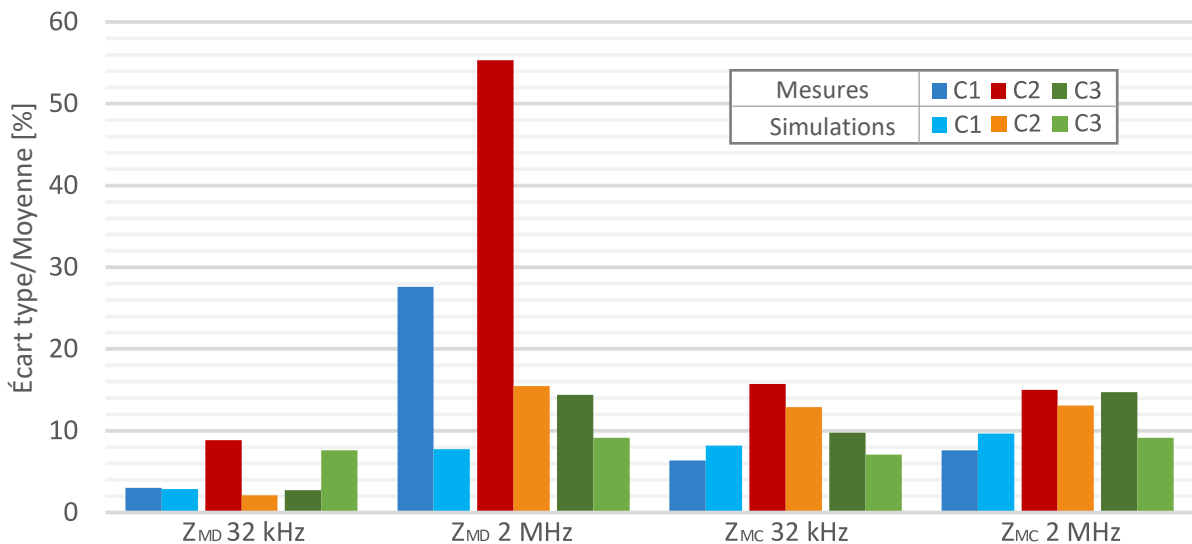


Figure V-10 – Ratio écart type/moyenne pour maquettes, comparées aux prédictions

Les indices de Sobol indiquaient que le facteur premier de variation était le nombre de conducteurs en parallèle, la configuration C2 comportant le plus de variations sur la Figure V-10 tant en expérimental qu'en estimé via le métamodèle, ce paramètre se voit correctement prédit. Si les indices de Sobol sur la Figure V-8 placent l'épaisseur du papier de fond d'encoche et le choix du grade de l'isolant en deuxième et troisième position respectivement, leur contribution à la variation de l'impédance de MC est proche. Cette tendance se retrouve sur les histogrammes à 32 kHz et 2 MHz puisque les valeurs de l'écart type divisé par la moyenne pour C1 et C3 sont proches l'une de l'autre, et ce dans les simulations de la Figure V-10 pour Z_{MC} à 32 kHz et 2 MHz. Une différence existe sur la configuration C3 avec une variabilité proche de C2 en expérimental, mais

plus faible prédit par les modèles sur Z_{MC} à 2 MHz.

Pour l'impédance de MD, les variations à 32 kHz ne sont pas toutes correctement prédites : si la variation est principalement générée par le grade de l'émail par les indices de Sobol et les prédictions de la Figure V-10, les mesures montrent qu'une plus grande variation pourrait être attribuée au choix du nombre de conducteurs en parallèle. Pour les évaluations à 2MHz, des différences importantes sont observables entre les prédictions et les mesures. Ces dernières sont supposément liées au brassage des conducteurs : il a été montré que l'impédance de MD après résonance est très susceptible à ces effets (voir Section IV.2). Des précisions sur le brassage des conducteurs semblent donc être nécessaires pour la suite des travaux.

Les résultats présentés Figure V-10 restent biaisés, car comparant un ratio écart type/moyenne de neuf bobines (ou six pour la configuration 2, car U1, V1 et W1 sont retirés) à mille prédictions uniformément distribuées dans les intervalles de conception. Toutefois ces graphes sont une étape de validation vers la quantification de la variation induite par un changement de conception. Les indices de Sobol, en décomposant la variance de sortie par des contributions unitaires des entrées, permettent de mieux comprendre les contributions unitaires des paramètres de conception aux modifications d'impédance, prenant en compte les interactions avec l'ensemble des paramètres. Ce chiffrage quantitatif permet donc d'identifier les paramètres les plus importants, mais aussi de les hiérarchiser. Ces indicateurs ont mis en avant la subdivision des conducteurs comme étant le paramètre principal de variation pour toutes les impédances étudiées. Cette prédiction a été observée sur les mesures et constitue donc la meilleure piste pour modifier les impédances d'une machine et intégrer des fonctions de filtrage dans ces travaux. La modification du papier de fond d'encoche a des répercussions multiples au sein des bobinages et est très différente des modifications estimées par de simples modèles analytiques. Une conclusion proche peut être faite quant au choix du grade des conducteurs et donc la taille de l'émail : sa modification entraîne une plus grande répartition des conducteurs au sein de l'encoche ce qui peut avoir l'effet inverse à celui attendu (l'augmentation de la capacité de MC avec l'augmentation de l'épaisseur de l'émail par exemple, voir Section IV.1.1.2).

La conclusion de ce chapitre mettra en lumière ces différents points

V.5 CONCLUSION DES ÉTUDES PAR INDICES DE SOBOL

Les indices de Sobol sont des outils qui permettent de décomposer la variabilité d'une donnée de sortie en une somme de contribution des paramètres d'entrée. L'idée principale de ce chapitre a été d'appliquer cet outil à l'approche développée dans cette thèse. De cette façon, la variation des impédances de MC et de MD peut être exprimée en fonction de paramètres de conception moteur. Section IV.3.1 est détaillé le temps de calcul pour obtenir les courbes d'impédance d'une bobine. Avec l'outil MEF utilisé (FEMM [131]), ce temps varie entre 5 heures et 6 jours avec un temps de 25 heures pour la configuration avec 4 conducteurs en parallèle. L'étude dans ce chapitre a par conséquent été réduite à deux fréquences pour chacun des modes afin de réduire le temps nécessaire à ces évaluations.

Une approche utilisant un métamodèle permettant de prédire un grand nombre de configurations a été privilégiée pour minimiser à nouveau le temps de calcul. À partir de cinq variables de conception (nombre de fils en main, épaisseur du papier de fond d'encoche, épaisseur de l'émail, largeur des dents et permittivité de l'imprégnation), une base de données est générée avec l'aide des modèles d'impédance machine. Un modèle de substitution de type GPR a donc été entraîné sur cette première base et validé sur une autre, distincte de la base d'entraînement. Ce processus a permis de significativement réduire le temps de calcul nécessaire pour obtenir les indices de Sobol très demandeur en évaluations.

Si les prédictions d'impédances obtenues par le nouveau métamodèle ont été jugées de bonne qualité à l'aide de critères comme la racine de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) et le coefficient de détermination R^2 , les prédictions en MD sont différentes des grandeurs évaluées sur les maquettes. L'hypothèse principale expliquant cette différence est la sensibilité de ces valeurs au brassage des conducteurs au sein des encoches

comme démontré dans la Section IV.2, pouvant générer les différences constatées dans les étapes de validations menées. La modification de l'impédance de MC est cependant correctement attribuée à chaque variable d'entrée, car moins sensible au brassage des conducteurs aux fréquences étudiées (démontré Section 0). Ces prédictions et les mesures montrent que la modification de l'impédance machine pour des besoins de filtrage passe par une diminution des conducteurs en parallèle au premier ordre. Une meilleure connaissance et la maîtrise du placement exact des conducteurs est toutefois nécessaire pour une meilleure prédiction sur toute la bande de fréquences étudiée.

Le temps de calcul nécessaire à ces méthodes reste extrêmement important. L'optimisation du maillage des MEF, la parallélisation des calculs, la réduction d'ordre des modèles Spice et l'utilisation de métamodèles sont autant de techniques utilisées pour minimiser ce temps. Les derniers calculs présentés dans ce chapitre (Section V.4) ont pris 1 mois de calcul comptabilisant un équivalent monocœur de plus de 60 000 heures. La majorité du temps est pris par les modèles par éléments finis. Deux améliorations courantes sont possibles, mais pas à l'aide du logiciel sélectionné dans le cadre de ce sujet : l'utilisation de cartes graphiques et la réutilisation du maillage. Ces solutions existent dans des solutions commerciales, mais le contrôle de ces logiciels à l'aide de code externe (Python, Matlab...) est supposé plus limité, rendant l'interface avec de multiples logiciels plus complexes. La solution de redévelopper des moteurs de calcul MEF et outils de maillage existe, mais est complexe à faire pour traiter tous les cas de simulations nécessaires dans ce type de sujet. Les pistes de réflexion pour la réduction du temps de calcul proposé à la fin de la Section IV.3.1 s'ajoutent donc à ces différents éléments mettant en lumière la difficulté de faire des études de tendances à l'aide de ces outils et méthodes qui sont pourtant la première étape pour prédire le comportement HF des convertisseurs électromagnétiques.

En conclusion, l'approfondissement de ces méthodologies est possible à condition de pouvoir, en même temps que de massivement paralléliser les calculs, optimiser toutes les étapes dans le but d'élargir l'espace de conception étudié. Le but final étant d'inclure les étapes et variables de dimensionnement fonctionnel des machines, permettant ainsi de faire des choix de conception incluant les effets CEM.

VI. CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Le besoin d'électrification de l'aviation, pour répondre aux contraintes environnementales et optimiser les coûts d'exploitation, contraint les avionneurs à modifier drastiquement le transport aérien. Cela implique de changer l'approvisionnement en combustible pour passer vers des solutions décarbonées, optimiser les infrastructures accueillant les avions et modifier leur structure existante. La modification de cette structure globale de l'avion, grandement dépendante des génératrices couplées aux turbocompresseurs, doit passer par une augmentation de la densité de puissance des chaînes électriques embarquées. En effet, les technologies de conversion et de stockage d'énergie doivent permettre le fonctionnement de systèmes utilisant précédemment des chaînes hydrauliques, pneumatiques et réduisant ainsi la consommation au niveau des réacteurs. L'utilisation de composants dits à large bande interdite (SiC et GaN) permet d'obtenir des rendements importants lors des phases de conversion d'énergie électrique, mais ces composants génèrent un large spectre de perturbation électromagnétique comparé aux technologies précédemment utilisées (IGBT, MOSFET...). Ce spectre de perturbation devant être limité suivant la norme DO160. L'utilisation de ces composants aura pour conséquence d'augmenter le besoin en filtrage qui est traditionnellement assuré par l'ajout de capacités et inductances après la conception de la chaîne électrique et qui constituent une partie non négligeable de la masse du système. Dans le but de densifier les chaînes électriques, ce sujet vise à prédire l'impédance des machines électriques sur une large bande de fréquence, permettant ainsi d'intégrer les contraintes CEM directement lors de la conception des moteurs et des chaînes de conversion électromécanique, diminuant ainsi les perturbations devant être atténuées par les systèmes de filtrages et permettant une densification énergétique ces chaînes.

Le chapitre 0 de cette thèse décrit avec l'aide d'un état de l'art, l'origine des perturbations électromagnétiques dans les chaînes de conversion électromécanique. Ces ondes électromagnétiques, provenant du fonctionnement des onduleurs, vont se propager dans l'ensemble du système électrique, incluant la machine. Si ces perturbations doivent être maîtrisées vis-à-vis de normes dictant leurs modules maximaux sur une large bande de fréquence, ces dernières peuvent aussi dégrader le moteur, en particulier les bobinages et les roulements à billes. Les dégradations engendrées par ces effets sont discutées en complément des nombreux moyens existants limitant les effets indésirables induits. Ces moyens couvrent l'utilisation de filtrages innovants (coupleur magnétique, filtrage actif...) à la modification du moteur (blindage électrostatique, roulement céramique, balais à charbon...). Afin de prédire la réponse des systèmes électriques à ces phénomènes, de nombreux types de modélisation existent, mais une large partie d'entre eux nécessite une campagne de mesure sur un moteur existant. Dans le but de prédire ces effets, les méthodes prédictives les plus répandues permettant de trouver la réponse fréquentielle d'un moteur, mais aussi les variations de tension au sein des bobinages, sont présentées. Ces travaux montrent qu'un processus par simulation MEF et circuit Spice permet de prédire la réponse des moteurs aux perturbations électromagnétiques sur un spectre de fréquence important. Les derniers travaux sur ce sujet sont par conséquent discutés et permettent de définir le processus nécessaire aux futures prédictions qui seront implémentées au cours des chapitres suivants.

Le chapitre 0 présente la mise en œuvre du processus prédictif : la géométrie de l'ensemble du moteur étudié est paramétrée, permettant de générer les modèles MEF nécessaires aux prédictions. Ces derniers fournissent ainsi des matrices de capacité, d'inductance et de résistance. Ces matrices, une fois identifiées, servent à la configuration des simulations circuit électrique réalisé à l'aide d'outils Spice. Les cas simulés visent à répliquer des mesures d'impédances de bobines, et ce dans un but de validation et de prédiction. Par ailleurs, il a été montré dans ce chapitre que le schéma électrique Spice pouvait être divisé par quatre en taille, accélérant les simulations par un facteur 3. De ce procédé résulte une erreur sur les estimations d'impédances, cette dernière étant toutefois de 11 % dans le pire cas et très souvent inférieure à 2 % par rapport aux simulations initiales ; cette erreur est considérée acceptable vis-à-vis du gain en temps de calcul. Une fois ce processus implémenté, sa validation sur des cas expérimentaux est nécessaire, vérifiant sa capacité à prédire les

impédances du moteur.

Le chapitre 0 montre les maquettes mises en place pour la validation des résultats : ces maquettes, réalisées à partir de multiple stator d'une application aéronautique, ont vu leur conception modifiée. L'une d'entre elles mesure l'impact de la modification du papier de fond d'encoche, une autre évalue la subdivision des spires en plusieurs conducteurs en parallèle et la dernière mesure l'évolution de la taille de l'émail des conducteurs sur l'impédance moteur. Suite à une première campagne de mesure, il est constaté qu'une grande variabilité existe entre les différentes bobines ayant pourtant les mêmes paramètres de conception, différence grandissant à mesure que la fréquence d'étude augmente. Le calcul des incertitudes de mesure et une campagne de mesure sur une unique bobine ont montré que ces différences étaient grandement dues à des aléas de fabrication et non des problèmes de répétabilité des mesures, calibrations ou erreurs des appareils. En conséquence, la comparaison des courbes d'impédances proposée par les différents travaux sur le sujet est réalisée en complément d'analyses statistiques, permettant de commenter davantage les effets des dispersions de réalisation observées. Ce chapitre montre ainsi également que le nombre de conducteurs en parallèle modifie très fortement l'impédance, comparé à l'épaisseur du papier de fond d'encoche et la taille de l'émail qui change de façon peu mesurable cette valeur. Ces études de tendances menées uniquement sur des mesures doivent être complétées par simulation, permettant une lecture nouvelle des résultats grâce à la répétabilité et capacité exploratoire de ces outils.

Le chapitre 0 présente le travail nécessaire pour faire converger les simulations prédictives aux mesures réalisées sur maquettes. Ce chapitre met en avant l'importance de l'ajout du placement réaliste et la courbe $\varepsilon_r(h)$. Ces deux améliorations par rapport à l'état de l'art permettent de mieux représenter l'évolution BF de l'impédance de MC avec l'évolution des paramètres de conception. Il est aussi montré que la non-connaissance du placement exact des conducteurs entraîne une forte incertitude sur les valeurs d'impédances HF de MD et MC : plus une différence de potentiel importante existe entre deux spires adjacentes (si la première spire est adjacente à la 20e spire au lieu d'être adjacent aux spires 2,3 ou 4), plus les capacités interspires jouent un rôle important au sein de l'impédance HF de MC et MD. Les variations associées à cette incertitude de placement des conducteurs sont très importantes et malheureusement non quantifiables à l'aide des outils expérimentaux disponibles. Toutefois, il est montré que le cas pire et le cas optimiste de cette variation, simulé au sein du bobinage, encadre les mesures faites sur les bobines témoins, motivant donc l'intérêt de connaître le placement exact des conducteurs. Des simulations montrent aussi que les tendances mesurées sur les impédances peuvent être prédites, malgré une différence de valeur avec les mesures. En conséquence le chapitre suivant vise à identifier le lien entre ces variations et les paramètres de conception.

Enfin le chapitre V cherche à quantifier l'impact des paramètres de conception à l'aide des indices de Sobol. Le but est de quantifier et différencier numériquement la contribution des différents paramètres de conception à la variation de l'impédance, permettant ainsi de les hiérarchiser en fonction de leurs importances. Cette estimation étant très coûteuse en temps de calcul, une étape de création de métamodèles à partir d'un plan d'expérience a permis de réaliser le nombre nécessaire de prédictions pour les indices de Sobol. Ces indices prédisent que la variable apportant le plus de variation est le nombre de fils en main dans presque l'ensemble des cas d'étude, confirmant les données expérimentales. Concernant l'impact du papier de fond d'encoche et de l'émail pour le MD, les prédictions et les mesures les placent à différents niveaux d'importance. En revanche les variations sont bien évaluées en MC, permettant de quantifier de façon prédictive la contribution du papier de fond d'encoche, de l'émail et le nombre de conducteurs en parallèle à la variation de l'impédance. Les différences principales observées au cours de cette validation sont supposées être liées aux aléas de réalisation des bobines de validation, non pris en compte dans cette partie. En conclusion, ce processus de simulation permet de prédire quelles variables de conception auront un impact sur les impédances de la machine et de quel ordre, ouvrant la porte vers l'optimisation de la machine dès les étapes de conception pour l'intégration des contraintes CEM.

Toutefois, le besoin important autour des outils de modélisations a été souligné : si les solutions sont multiples, ces processus prédictifs demandent beaucoup de temps de calcul. La solution à ce besoin réside

dans la parallélisation massive des calculs et la réduction des temps de simulations.

A la lumière de ces résultats, les perspectives envisagées, et ce dans le but de prédire l'impédance des machines électriques et donc d'en modifier la conception dès l'étape de réalisation de la chaîne électromécanique sont les suivantes :

- L'élargissement de l'espace de conception aux variables « fonctionnelles » (taille des aimants, dimensions de la carcasse magnétique, nombre de spires, nombre de dents). Ces variables étant discrètes, leur intégration dans un processus de simulation et d'optimisation est un défi important, mais essentiel pour intégrer les fonctions de filtrage CEM directement au sein de la conception des machines électriques.
- L'intégration des modèles d'impédance de machine prédictif au sein de simulation circuit pour en déduire les gains sur le système global : ces modifications, impactant l'impédance de la machine, vont modifier le filtrage CEM nécessaire. Les modifications proposées impliquant de réaliser une machine plus complexe à bobiner et une augmentation des pertes HF, et ce de par la réduction du nombre de conducteurs en parallèle, déterminer le gain sur tout le système devra être fait à l'aide d'approches multi-physiques et multidisciplinaires prenant en compte toutes les contraintes de réalisation et d'utilisation du système conçu.
- La validation des constatations faites sur une unique bobine pour le cas de la machine entière avec une campagne de mesure de l'impédance, mais aussi des perturbations CEM suite à l'introduction de la révision de la conception. Cette étape initialement prévue dans la thèse a été rendue impossible en raison de retards sur la réalisation des maquettes. Une conception de machine optimisée a cependant été proposée dans le but de minimiser le filtrage CEM. Il convient donc de valider ce changement de conception.
- L'optimisation du nombre de point de simulation MEF et des courbes d'impédances : à l'aide de critères sur la variation des résultats obtenus (matrices pour simulation par MEF et courbes d'impédance) le nombre de points simulés pourrait être optimisé pour supprimer les résultats prévisibles (par exemple les impédances à basse fréquence et les plateaux après les résonances). De cette façon, les simulations seront plus nombreuses aux fréquences critiques et à l'inverse, plus disparates dans les zones aux comportements prédictifs. Cette méthode peut utiliser les outils de kriegage, cibler les zones avec le plus d'incertitude après des premières simulations, et effectuer des simulations complémentaires jusqu'à ce qu'un seuil de tolérance minimal soit atteint au lieu d'utiliser des vecteurs fixes comme proposés dans ce travail
- L'optimisation des outils MEF : comme évoqué dans le chapitre 0 les outils utilisés dans le cadre de cette thèse ne permettent pas le calcul sur des cartes graphiques ni l'a réutilisation de maillage pour l'ensemble des configurations de simulation. En raison de cela, beaucoup de puissance de calcul est utilisée pour générer des maillages déjà calculés. Cette étape permettra de grandement diminuer le temps de calcul. Enfin, passer sur des architectures hautement parallélisable implique peut-être l'utilisation de programmes et outils compatible avec les architectures de serveurs existantes pour profiter des infrastructures disponibles.
- La détermination de l'aléatoire au sein du brassage des conducteurs : déterminer l'importance de ce critère permettra d'affiner les prédictions en MC et MD. La fabrication de maquettes totalement déterministes avec des variations de placement de conducteurs permettrait de valider expérimentalement l'impact direct sur l'impédance de cet effet. Enfin, et ce pour évaluer les variations et quantifier leur probabilité d'apparition au sein d'un ensemble de machines, une étude par découpe ou par tomographie (comme présenté dans [159]) sur un nombre significatif d'échantillons permettrait de déterminer la répartition statistique des conducteurs et renseigner ces lois directement en amont du calcul des indices de Sobol, prenant ainsi pleinement compte de l'incertitude de bobinage au sein des prédictions de variation des impédances.

VII. BIBLIOGRAPHIE

- [1] BUREAU, Air Transport. Effects of novel coronavirus (COVID-19) on civil aviation: economic impact analysis. *International Civil Aviation Organization (ICAO), Montréal, Canada, 2023.*
- [2] BORDERS, Aviation Benefits Beyond. Waypoint 2050. *Industry report, September, 2021.*
- [3] TERRENOIRE, Etienne, HAUGLUSTAINE, D. A., GASSER, Thomas, *et al.* The contribution of carbon dioxide emissions from the aviation sector to future climate change. *Environmental research letters*, 2019, vol. 14, no 8, p. 084019.
- [4] KÖVES, Alexandra et BAJMÓCY, Zoltán. The end of business-as-usual? —A critical review of the air transport industry’s climate strategy for 2050 from the perspectives of Degrowth. *Sustainable Production and Consumption*, 2022, vol. 29, p. 228—238.
- [5] SCHWAB, Amy, THOMAS, Anna, BENNETT, Jesse, *et al.* *Electrification of aircraft: Challenges, barriers, and potential impacts.* National Renewable Energy Lab. (NREL), Golden, CO (United States), 2021.
- [6] RONY, Zahidul Islam, MOFIJUR, M., HASAN, M. M., *et al.* Unanswered issues on decarbonizing the aviation industry through the development of sustainable aviation fuel from microalgae. *Fuel*, 2023, vol. 334, p. 126553.
- [7] ROJAS-MICHAGA, Maria Fernanda, MICHAÏLOS, Stavros, CARDOZO, Evelyn, *et al.* Sustainable aviation fuel (SAF) production through power-to-liquid (PtL): A combined techno-economic and life cycle assessment. *Energy Conversion and Management*, 2023, vol. 292, p. 117427.
- [8] SHAHRIAR, Md Fahim et KHANAL, Aaditya. The current techno-economic, environmental, policy status and perspectives of sustainable aviation fuel (SAF). *Fuel*, 2022, vol. 325, p. 124905.
- [9] CHEN, Si. Carbon Credit Markets. In: *Sustainable Oil and Gas Using Blockchain.* Cham: Springer International Publishing, 2023. p. 239—257.
- [10] THOMSON, Robert, SACHDEVA, N., NAZUKIN, M., *et al.* Aircraft electrical propulsion — the next chapter of aviation?. *Think: act*, 2017, p. 1—32.
- [11] THAPA, Nischal, RAM, Sidharth, KUMAR, Sonu, *et al.* All electric aircraft: A reality on its way. *Materials Today: Proceedings*, 2021, vol. 43, p. 175—182.
- [12] WEIMER, Joseph A. Electrical power technology for the more electric aircraft. In: *[1993 Proceedings] AIAA/IEEE Digital Avionics Systems Conference.* IEEE, 2005. p. 445—450.
- [13] ROSERO, J. A., ORTEGA, J. A., ALDABAS, E., *et al.* Moving towards a more electric aircraft. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2007, vol. 22, no 3, p. 3—9.
- [14] QUIGLEY, R. E. J. More electric aircraft. In: *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition.* IEEE, 1993. p. 906—911.
- [15] DOMONE, James. The challenges and benefits of the electrification of aircraft. *SNC-Lavalin Atkins, London*, 2018.
- [16] DEISENROTH, David C. et OHADI, Michael. Thermal management of high-power density electric motors for electrification of aviation and beyond. *Energies*, 2019, vol. 12, no 19, p. 3594.
- [17] EMADI, K. et EHSANI, M. J. I. A. Aircraft power systems: technology, state of the art, and future trends. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2000, vol. 15, no 1, p. 28—32.
- [18] RAHROVI, Babak et EHSANI, Mehrdad. A review of the more electric aircraft power electronics. In: *2019 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC).* IEEE, 2019. p. 1—6.
- [19] SETLAK, Lucjan, *et al.* Overview of Aircraft Technology solutions compatible with the concept of MEA. *Czasopismo Techniczne*, 2015, vol. 2015, no Elektrotechnika Zeszyt 1-E (8) 2015, p. 67—76.

- [20] SATHLER, Hans Hoffmann. *Optimization of GaN-based series-parallel multilevel three-phase inverter for aircraft applications*. 2021. Thèse de doctorat. Université Paris-Saclay.
- [21] DOS SANTOS, Victor. *Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique : Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM*. 2019. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT.
- [22] GANEV, Evgeni D. Electric drives for electric green taxiing systems: Examining and evaluating the electric drive system. *IEEE Electrification Magazine*, 2017, vol. 5, no 4, p. 10—24.
- [23] CAO, Wenping, MECROW, Barrie C., ATKINSON, Glynn J., *et al.* Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA). *IEEE transactions on industrial electronics*, 2011, vol. 59, no 9, p. 3523—3531.
- [24] SULAIMAN, E., AHMAD, M. Z., KOSAKA, T., *et al.* Design optimization studies on high torque and high power density hybrid excitation flux switching motor for HEV. *Procedia Engineering*, 2013, vol. 53, p. 312—322.
- [25] FAN, Tao, LI, Qi, et WEN, Xuhui. Development of a high power density motor made of amorphous alloy cores. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 61, no 9, p. 4510—4518.
- [26] HEBRI, M. A., REBHAOUI, A., BAUW, G., *et al.* Electromagnetic Study of High Power Density: PMSM for Automotive Application. In: *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2022. p. 28—34.
- [27] CHERRIÈRE, Théodore, HLIOUI, S., LAURENT, Luc, *et al.* Topology optimization of asymmetric pmsm rotor. In: *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2022. p. 469—475.
- [28] GUO, Feng et BROWN, Ian P. Simultaneous magnetic and structural topology optimization of synchronous reluctance machine rotors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2020, vol. 56, no 10, p. 1—12.
- [29] BOLAM, Robert Cameron, VAGAPOV, Yuriy, et ANUCHIN, Alecksey. A review of electrical motor topologies for aircraft propulsion. In: *2020 55th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. IEEE, 2020. p. 1—6.
- [30] EBERSBERGER, Janine, HAGEDORN, Maximilian, LORENZ, Malte, *et al.* Potentials and comparison of inverter topologies for future all-electric aircraft propulsion. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, vol. 10, no 5, p. 5264—5279.
- [31] VIENOT, Stephane, VIDET, Arnaud, IDIR, Nadir, *et al.* Frequency-domain simulation of power electronic systems based on multi-topology equivalent sources modelling method. In: *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. IEEE, 2020. p. P. 1-P. 10.
- [32] SALOMEZ, Florentin, VIDET, Arnaud, et IDIR, Nadir. Modeling and minimization of the parasitic capacitances of single-layer toroidal inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, vol. 37, no 10, p. 12426—12436.
- [33] ZAIDI, Bilel, VIDET, Arnaud, et IDIR, Nadir. Optimization method of CM inductor volume taking into account the magnetic core saturation issues. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 34, no 5, p. 4279—4291.
- [34] CLARKE, Clifton A. et LARSEN, William E. *Aircraft electromagnetic compatibility*. 1987.
- [35] GUTTOWSKI, S., WEBER, S., HOENE, E., *et al.* EMC issues in cars with electric drives. In: *2003 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No. 03CH37446)*. IEEE, 2003. p. 777—782.
- [36] WESTON, David A. *Electromagnetic compatibility: methods, analysis, circuits, and measurement*. Crc Press, 2016.
- [37] MORGAN, David. *A handbook for EMC testing and measurement*. Iet, 1994.

- [38] MARISCOTTI, Andrea et SANDROLINI, Leonardo. Review of models and measurement methods for compliance of electromagnetic emissions of electric machines and drives. *ACTA IMEKO*, 2021.
- [39] TIHANYI, Laszlo. *EMC in power electronics*. Newnes, 1995.
- [40] GONG, Guanghai, HELDWEIN, Marcelo Lobo, DROFENIK, Uwe, et al. Comparative evaluation of three-phase high-power-factor AC-DC converter concepts for application in future more electric aircraft. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, vol. 52, no 3, p. 727—737.
- [41] SATHLER, Hans H., NAGANO, Lucas, COUGO, Bernardo, *et al.* Impact of multilevel converters on EMC filter weight of a 70 kVA power drive system for More Electrical Aircraft. In: *CIPS 2020; 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*. VDE, 2020. p. 1—8.
- [42] HADDEN, Trevor, JIANG, James W., BILGIN, Berker, *et al.* A review of shaft voltages and bearing currents in EV and HEV motors. In: *IECON 2016-42 nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2016. p. 1578—1583.
- [43] COSTELLO, Michael J. Shaft voltages and rotating machinery. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1993, vol. 29, no 2, p. 419—426.
- [44] PLAZENET, Thibaud, BOILEAU, Thierry, CAIRONI, Cyrille, *et al.* A comprehensive study on shaft voltages and bearing currents in rotating machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 54, no 4, p. 3749—3759.
- [45] ASEFI, Mahdi et NAZARZADEH, Jalal. Survey on high-frequency models of PWM electric drives for shaft voltage and bearing current analysis. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2017, vol. 7, no 3, p. 179—189.
- [46] SHAMI, Umar Tabrez et AKAGI, Hirofumi. Identification and discussion of the origin of a shaft end-to-end voltage in an inverter-driven motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, vol. 25, no 6, p. 1615—1625.
- [47] NAIK, Rajendra, NONDAHL, Thomas A., MELFI, Michael J., *et al.* Circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM-based AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no 5, p. 1294—1299.
- [48] ONG, Raymond, DYMOND, James H., et FINDLAY, Raymond D. Comparison of techniques for measurement of shaft currents in rotating machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1997, vol. 12, no 4, p. 363—367.
- [49] TAGHIA, Bouazza, COUGO, Bernardo, PIQUET, Hubert, *et al.* Overvoltage at motor terminals in SiC-based PWM drives. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2019, vol. 158, p. 264—280.
- [50] PASTURA, Marco, NUZZO, Stefano, IMMOVILLI, Fabio, *et al.* Partial discharges in electrical machines for the more electric aircraft — Part I: A comprehensive modeling tool for the characterization of electric drives based on fast switching semiconductors. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, p. 27109—27121.
- [51] MATHURIN, Theo, DUCHESNE, Stephane, et PARENT, Guillaume. Assessment of finite element simulation methodologies for the use of Paschen's law in the prediction of partial discharge risk in electrical windings. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, p. 144557—144564.
- [52] LUSUARDI, Luca, RUMI, Alberto, CAVALLINI, Andrea, *et al.* Partial discharge phenomena in electrical machines for the more electrical aircraft. Part II: Impact of reduced pressures and wide bandgap devices. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, p. 27485—27495.
- [53] RUMI, Alberto, LUSUARDI, Luca, CAVALLINI, Andrea, *et al.* Partial discharges in electrical machines for the more electrical aircraft. Part III: Preventing partial discharges. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, p. 30113—30123.
- [54] ZHAO, Dan, SHEN, Ke, LIU, Weiguo, *et al.* A measurement-based wide-frequency model for aircraft wound-rotor synchronous machine. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, vol. 55, no 7, p. 1—8.

- [55] BOUCENNA, Nidhal. *Contribution à la modélisation en compatibilité électromagnétique des machines électriques triphasées*. 2014. Thèse de doctorat. École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan.
- [56] MASSARINI, Antonio et KAZIMIERCZUK, Marian K. Self-capacitance of inductors. *IEEE transactions on power electronics*, 1997, vol. 12, no 4, p. 671—676.
- [57] DJUKIC, Nenad, ENCICA, Laurentiu, et PAULIDES, Johan JH. Overview of capacitive couplings in windings. In: *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. IEEE, 2015. p. 1—11.
- [58] DJUKIC, Nenad, ENCICA, Laurentiu, et PAULIDES, Johannes JH. Electrical machines: Comparison of existing analytical models and FEM for calculation of turn-to-turn capacitance in formed windings. In: *2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. IEEE, 2016. p. 1—8.
- [59] GEMEINDER, Yves, SCHUSTER, Martin, RADNAI, Benjamin, *et al.* Calculation and validation of a bearing impedance model for ball bearings and the influence on EDM-currents. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2014. p. 1804—1810.
- [60] WITTEK, E., KRIESE, Michael, TISCHMACHER, Hans, *et al.* Capacitances and lubricant film thicknesses of motor bearings under different operating conditions. In: *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*. IEEE, 2010. p. 1—6.
- [61] MAGDUN, Oliver, GEMEINDER, Yves, et BINDER, Andreas. Investigation of influence of bearing load and bearing temperature on EDM bearing currents. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2010. p. 2733—2738.
- [62] AHOLA, Jero, MUETZE, Annette, NIEMELÄ, Markku, *et al.* Normalization-based approach to electric motor BVR related capacitances computation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, vol. 55, no 3, p. 2770—2780
- [63] PARK, Jun-kyu, WELLAWATTA, Thusitha Randima, CHOI, Sung-Jin, *et al.* Mitigation method of the shaft voltage according to parasitic capacitance of the PMSM. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, vol. 53, no 5, p. 4441—4449.
- [64] VOSTROV, Konstantin, PYRHÖNEN, Juha, et AHOLA, Jero. The role of end-winding in building up parasitic capacitances in induction motors. In: *2019 IEEE international electric machines & drives conference (IEMDC)*. IEEE, 2019. p. 154—159.
- [65] MAKI, Kohji, FUNATO, Hiroki, et SHAO, Liang. Motor modeling for EMC simulation by 3-D electromagnetic field analysis. In: *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE, 2009. p. 103—108.
- [66] MIHAILA, Vasile. *Nouvelle Conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt* . 2011. Thèse de doctorat. Artois.
- [67] HAN, Yang, LU, Haifeng, LI, Yongdong, *et al.* Analysis and suppression of shaft voltage in SiC-based inverter for electric vehicle applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 34, no 7, p. 6276—6285.
- [68] KALAISELVI, J. et SRINIVAS, Srirama. Bearing currents and shaft voltage reduction in dual-inverter-fed open-end winding induction motor with reduced CMV PWM methods. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 62, no 1, p. 144—152.
- [69] GAO, Hang, WU, Bin, XU, Dewei, *et al.* Common-mode-voltage-reduced model-predictive control scheme for current-source-converter-fed induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 32, no 6, p. 4891—4904.
- [70] LI, Chentao, MA, Qishuang, TONG, Yajing, *et al.* A survey of conductive and radiated EMI reduction techniques in power electronics converters across wide-bandgap devices. *IET Power Electronics*, 2023.

- [71] ALLIOUA, Abdelmoumin, KRAUSE, David, ZINGARIELLO, Andrea, *et al.* Reduction of DC/DC Converters EMI Emission Using Bi-and Unidirectional QR-ZVS Topologies. In: *2023 IEEE 10th Workshop on Wide Bandgap Power Devices & Applications (WiPDA)*. IEEE, 2023. p. 1—6.
- [72] JULIAN, Alexander L., ORITI, Giovanna, et LIPO, Thomas A. Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, vol. 14, no 5, p. 982—989
- [73] VON JAUANNE, A. et ZHANG, Haoran. A dual-bridge inverter approach to eliminating common-mode voltages and bearing and leakage currents. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, vol. 14, no 1, p. 43—48.
- [74] PENG, Bo, WANG, Xiuhe, ZHAO, Wenliang, *et al.* Study on shaft voltage in fractional slot permanent magnet machine with different pole and slot number combinations. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, vol. 55, no 6, p. 1—5.
- [75] BUSSE, Doyle F., ERDMAN, Jay M., KERKMAN, Russel J., *et al.* An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: a solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current. *IEEE transactions on Industry Applications*, 1997, vol. 33, no 6, p. 1563—1570
- [76] FERREIRA, Fernando JTE, CISTELECAN, Mihail V., et DE ALMEIDA, Aníbal T. Evaluation of slot-embedded partial electrostatic shield for high-frequency bearing current mitigation in inverter-fed induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2012, vol. 27, no 2, p. 382—390.
- [77] BAI, Baodong, WANG, Yu, et WANG, Xiaochuan. Suppression for discharging bearing current in variable-frequency motors based on electromagnetic shielding slot wedge. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no 11, p. 1—4.
- [78] LEE, Seung-Tae, PARK, Jun-Kyu, JEONG, Chae-Lim, *et al.* Shaft-to-frame voltage mitigation method by changing winding-to-rotor parasitic capacitance of IPMSM. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 55, no 2, p. 1430—1436.
- [79] VOSTROV, Konstantin, PYRHÖNEN, Juha, LINDH, Pia, *et al.* Mitigation of inverter-induced noncirculating bearing currents by introducing grounded electrodes into stator slot openings. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, vol. 68, no 12, p. 11752—11760.
- [80] BERHAUSEN, Sebastian, JAREK, Tomasz, et ORSÁG, Petr. Influence of the shielding winding on the bearing voltage in a permanent magnet synchronous machine. *Energies*, 2022, vol. 15, no 21, p. 8001.
- [81] OLIVER, James A., GUERRERO, Gustavo, et GOLDMAN, Josh. Ceramic bearings for electric motors: Eliminating damage with new materials. *IEEE Industry Applications Magazine*, 2017, vol. 23, no 6, p. 14—20.
- [82] ZHU, Ning, KANG, Jinsong, XU, Dewei, *et al.* An integrated AC choke design for common-mode current suppression in neutral-connected power converter systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 27, no 3, p. 1228—1236.
- [83] BORSALANI, Javad, DASTFAN, Ali, et GHALIBAFAN, Javad. An integrated EMI choke with improved DM inductance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 36, no 2, p. 1646-1658.
- [84] NARAYANASAMY, Balaji et LUO, Fang. A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2019, vol. 61, no 6, p. 2040—2049.
- [85] HAENSEL, Stefan et FREI, Stephan. Gain Adjustment Control for an Active EMI Filter. In: *PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. VDE, 2023. p. 1—7.
- [86] GAHFIF, Amina. Contribution à l'étude et la réalisation d'un filtre CEM actif hybride destiné à un convertisseur DC-DC à base de transistors GaN. 2023. Thèse de doctorat. Université Paris-Saclay.

- [87] GERTEN, Michael, BENDICKS, Andreas, et FREI, Stephan. Active Cancellation of the Electromagnetic Emissions at the Input of a Periodically Operating Motor Inverter by Injecting Synthesized and Synchronized Signals. In: AmE 2021-Automotive meets Electronics; 12th GMM-Symposium. VDE, 2021. p. 1—6.
- [88] SHUAI, Zhikang, CHENG, Huijie, XU, Jiazhu, et al. A notch filter-based active damping control method for low-frequency oscillation suppression in train–network interaction systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, vol. 7, no 4, p. 2417—2427.
- [89] BENDICKS, Andreas, DOERLEMANN, Tobias, OSTERBURG, Timo, et al. Active Cancellation of Periodic Electromagnetic Disturbances for Passive Filter Reduction in Automotive dc-to-dc Converters. In: AmE 2020-Automotive meets Electronics; 11th GMM-Symposium. VDE, 2020. p. 1—5.
- [90] PERRAUD, R., BENJAMIN, P., KAPAUN, F., et al. Active EMI Filter for High Power Converters. In: 2022 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC). IEEE, 2022. p. 1—6.
- [91] ROGER, Daniel, TOUDJI, Mustapha, DUCHESNE, Stéphane, et al. Concentrated winding machines fed by PWM inverters: insulation design helped by simulations based on equivalent circuits. In: 2017 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomenon (CEIDP). IEEE, 2017. p. 209—212.
- [92] MORENO, Yerai, ALMANDOZ, Gaizka, EGEA, Aritz, et al. Analysis of permanent magnet motors in high frequency — a review. *Applied Sciences*, 2021, vol. 11, no 14, p. 6334.
- [93] RUIZ-SARRIÓ, Jose Enrique, CHAUVICOURT, Fabien, GYSELINCK, Johan, et al. High-frequency modeling of electrical machine windings using numerical methods. In: 2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). IEEE, 2021. p. 1—7.
- [94] RUIZ-SARRIO, Jose E., CHAUVICOURT, Fabien, GYSELINCK, Johan, et al. Impedance Modeling Oriented Toward the Early Prediction of High-Frequency Response for Permanent Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, vol. 70, no 5, p. 4548—4557.
- [95] BOUCENNA, Nidhal, COSTA, François, HLIQUI, Sami, et al. Strategy for predictive modeling of the common-mode impedance of the stator coils in AC machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no 12, p. 7360—7371.
- [96] MIHAILA, Vasile, DUCHESNE, Stéphane, et ROGER, Daniel. A simulation method to predict the turn-to-turn voltage spikes in a PWM fed motor winding. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2011, vol. 18, no 5, p. 1609—1615.
- [97] MAGDUN, Oliver, BINDER, Andreas, PURCAREA, Calin, et al. High-frequency induction machine models for calculation and prediction of common mode stator ground currents in electric drive systems. In: 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2009. p. 1—8.
- [98] RADJA, Nadia, LARBI, Soraya Nait, *et al.* Improved RLMC-circuit HF-dependent parameters using FE-EM computation dedicated to predict fast transient voltage along insulated windings. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2018, vol. 61, no 1, p. 301—308.
- [99] MORENO, Yerai, EGEA, Aritz, ALMANDOZ, Gaizka, et al. High-Frequency Modelling of Windings. In: 2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM). IEEE, 2022. p. 1232—1238.
- [100] FERREIRA, R. S. et FERREIRA, A. C. Transient model to study voltage distribution in electrical machine windings considering the rotor☆. *Electric Power Systems Research*, 2021, vol. 195, p. 107155.
- [101] XIE, Yanyan, ZHANG, Julia, LEONARDI, Franco, et al. Investigation of Surge Voltage Propagation in Inverter-Driven Electric Machine Windings. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, vol. 70, no 10, p. 9811—9822.
- [102] RYU, Younggon, YEA, Manje, KIM, Jinguok, et al. Stator impedance modeling platform for the electromagnetic compatibility aware design of 3.7-to 7.5-KW squirrel-cage induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, vol. 68, no 11, p. 11255—11265.

- [103] BÄRNKLAU, Hans, HARNISCH, Michaela, et PROSKE, Jens. On medium frequency differential mode resonance effects in electric machines. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2021, vol. 2, p. 310—319.
- [104] RUIZ-SARRIÓ, José Enrique. High-Frequency Modelling of Rotating Electrical Machines. 2022. Thèse de doctorat. Technical University of Cluj-Napoca, Romania.
- [105] TOUDJI, Mustapha, PARENT, Guillaume, DUCHESNE, Stéphane, et al. Determination of winding lumped parameter equivalent circuit by means of finite element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017, vol. 53, no 6, p. 1—4.
- [106] SARLIOGLU, Bulent et MORRIS, Casey T. More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft. *IEEE transactions on Transportation Electrification*, 2015, vol. 1, no 1, p. 54—64.
- [107] LI, Dong, DONG, Sujun, WANG, Jun, et al. State-of-the-art and some considerations on thermal load analysis and thermal management for hydraulic system in MEA. *The Journal of Engineering*, 2018, vol. 2018, no 13, p. 399—405.
- [108] DEISENROTH, David C. et OHADI, Michael. Thermal management of high-power density electric motors for electrification of aviation and beyond. *Energies*, 2019, vol. 12, no 19, p. 3594.
- [109] HOFFMANN, A., KNEBUSCH, B., STOCKBRÜGGER, J. O., et al. High-frequency analysis of electrical machines using probability density functions for an automated conductor placement of random-wound windings. In: *2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2021. p. 1—7.
- [110] LEI, Gang, ZHU, Jianguo, GUO, Youguang, et al. A review of design optimization methods for electrical machines. *Energies*, 2017, vol. 10, no 12, p. 1962.
- [111] SUN, Xiaodong, SHI, Zhou, LEI, Gang, et al. Multi-objective design optimization of an IPMSM based on multilevel strategy. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, vol. 68, no 1, p. 139—148.
- [112] BRAMERDORFER, Gerd, TAPIA, Juan A., PYRHÖNEN, Juha J., et al. Modern electrical machine design optimization: Techniques, trends, and best practices. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no 10, p. 7672—7684.
- [113] PECHLIVANIDOU, Maria Sofia C. et KLADAS, Antonios G. Litz wire strand shape impact analysis on AC losses of high-speed permanent magnet synchronous motors. In: *2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*. IEEE, 2021. p. 95—100.
- [114] EL-REFAIE, Ayman M. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges. *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 2009, vol. 57, no 1, p. 107—121.
- [115] VAN DE STEEN, C., ABADIE, C., et BELIJAR, G. Simulation analysis of partial discharge in random winding insulation systems in aeronautical conditions. In: *2022 IEEE 4th International Conference on Dielectrics (ICD)*. IEEE, 2022. p. 114—117.
- [116] FLORES, Juan J., MARTÍNEZ, Jose, et CALDERÓN, Felix. Evolutionary computation solutions to the circle packing problem. *Soft Computing*, 2016, vol. 20, p. 1521—1535.
- [117] PEDROSO, Joao Pedro, CUNHA, Silvia, et TAVARES, Joao Nuno. Recursive circle packing problems. *International Transactions in Operational Research*, 2016, vol. 23, no 1-2, p. 355—368.
- [118] HIFI, Mhand, M'HALLAH, Rym, et al. A literature review on circle and sphere packing problems: Models and methodologies. *Advances in Operations Research*, 2009, vol. 2009.
- [119] BLOMQVIST, Victor. Pymunk — Pymunk documentation. *Pymunk — Pymunk documentation* [en ligne]. 2013 [consulté le 29 janvier 2024]. Disponible sur : <http://www.pymunk.org/en/latest/>

- [120] MAXWELL, James Clerk. VIII. A dynamical theory of the electromagnetic field. *Philosophical transactions of the Royal Society of London*, 1865, no 155, p. 459—512.
- [121] TOMBE, Frederick David. Maxwell's original equations. *The General Science Journal*, 2012.
- [122] DAVIDSON, David B. *Computational electromagnetics for RF and microwave engineering*. Cambridge University Press, 2010.
- [123] RUEHLI, Albert. Partial element equivalent circuit (PEEC) method and its application in the frequency and time domain. In: *Proceedings of symposium on electromagnetic compatibility*. IEEE, 1996. p. 128—133.
- [124] ROUDET, James, CLAVEL, Édith, GUICHON, Jean-Michel, et al. Modélisation PEEC des connexions dans les convertisseurs de puissance. Ed. *Techniques Ingénieur*, 2004. ROUDET, James, CLAVEL, Édith, GUICHON, Jean-Michel, et al. Modélisation PEEC des connexions dans les convertisseurs de puissance. Ed. *Techniques Ingénieur*, 2004.
- [125] PAUL, Clayton R. Partial inductance. *IEEE EMC Society Magazine*, 2010, vol. 34, p. 42.
- [126] GOPE, Dipanjan, RUEHLI, Albert E., YANG, Chuanyi, et al. (S) PEEC: Time-and frequency-domain surface formulation for modeling conductors and dielectrics in combined circuit electromagnetic simulations. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 2006, vol. 54, no 6, p. 2453—2464.
- [127] LONG, Haibo, FENG, Zhenghe, FENG, Haigang, et al. MagPEEC: Extended PEEC modeling for 3D arbitrary electro-magnetic devices with application for M-cored inductors. In: *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2003. IEEE, 2003. p. 251—254.
- [128] YEE, Kane S. et CHEN, Jei S. The finite-difference time-domain (FDTD) and the finite-volume time-domain (FVTD) methods in solving Maxwell's equations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1997, vol. 45, no 3, p. 354—363.
- [129] SUMITHRA, P. et THIRIPURASUNDARI, D. Review on computational electromagnetics. *Advanced Electromagnetics*, 2017, vol. 6, no 1, p. 42—55.
- [130] SHIN, Wonseok. *3D finite-difference frequency-domain method for plasmonics and nanophotonics*. Stanford University, 2013.
- [131] MEEKER, David, et al. Finite element method magnetics. *FEMM*, 2020, vol. 4, no 32, p. 162.
- [132] BOLIVAR, P. Haring, BRUCHERSEIFER, Martin, RIVAS, J. Gómez, et al. Measurement of the dielectric constant and loss tangent of high dielectric-constant materials at terahertz frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, vol. 51, no 4, p. 1062—1066.
- [133] GHODGAONKAR, Deepak K., VARADAN, Vasundara V., et VARADAN, Vijay K. A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 1989, vol. 38, no 3, p. 789—793.
- [134] NAN, Xi et SULLIVAN, Charles R. An equivalent complex permeability model for litz-wire windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, vol. 45, no 2, p. 854—860.
- [135] AL-TIMIMY, Ahmed, GIANGRANDE, Paolo, DEGANO, Michele, et al. Investigation of ac copper and iron losses in high-speed high-power density PMSM. In: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2018. p. 263—269.
- [136] DENG, Qijun, LIU, Jiangtao, CZARKOWSKI, Dariusz, et al. Frequency-dependent resistance of litz-wire square solenoid coils and quality factor optimization for wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no 5, p. 2825—2837.
- [137] EHRLICH, Stefan, ROSSMANITH, Hans, SAUER, Marco, et al. Fast numerical power loss calculation for high-frequency litz wires. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 36, no 2, p. 2018—2032.
- [138] BJERKAN, Eilert. *High frequency modeling of power transformers. stresses and diagnostics*. 2005.

- [139] XIAO, Lijun, YU, Guodong, ZOU, Jibin, et al. Experimental analysis of magnetic properties of electrical steel sheets under temperature and pressure coupling environment. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2019, vol. 475, p. 282—289.
- [140] CARIOU, Arnaud. Contribution à la caractérisation et la modélisation des matériaux magnétiques doux pour les machines électriques en associant les modèles Play et Loss Surface (LS). 2021. Thèse de doctorat. Université Grenoble Alpes [2020 -....].
- [141] ANDERSON, Jeff P. et BLOTZER, Richard J. Permeability and hysteresis measurement. In: *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*. CRC Press, 2017. p. 29-1-29-8.
- [142] GERARD-MARCHANT, Pierre Gf. Scipy.stats.mstats.mquantiles — scipy v1.12.0 manual. *Numpy and Scipy Documentation — Numpy and Scipy* [en ligne]. 2007 [consulté le 29 janvier 2024]. Disponible sur : <https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.stats.mstats.mquantiles.html>
- [143] KEYSIGHT, Impedance Measurement Handbook, A Guide to Measurement Technology and Techniques 6th Edition
- [144] KEYSIGHT, E4990A Impedance Analyzer 20 Hz to 10/20/30/50/120 MHz, 2018, p.29
- [145] RIBA, Jordi-Roger et CAPELLI, Francesca. Analysis of capacitance to ground formulas for different high-voltage electrodes. *Energies*, 2018, vol. 11, no 5, p. 1090.
- [146] RAMOS-CHAVEZ, José Ioav. Design of high frequency operating mechatronic systems: tools and methods of characterization of electromagnetic couplings between electromechanic converters and power electronics converters. 2016. Thèse de doctorat.
- [147] DUPONT. DuPont™ Nomex® 410 technical data sheet. *Home | DuPont* [en ligne]. 2016 [consulté le 29 janvier 2024]. Disponible sur : https://www.dupont.com/content/dam/dupont/amer/us/en/safety/public/documents/en/DPT16_21668_Nomex_410_Tech_Data_Sheet_me03_REFERENCE.pdf
- [148] SCHMIDT, Erich et SUŠIĆ, Marko. Parameter evaluation of permanent magnet synchronous machines with tooth coil windings using the frozen permeabilities method with the finite element analyses. In : *2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*. IEEE, 2012. p. 1—5.
- [149] SALTELLI, Andrea, RATTO, Marco, ANDRES, Terry, et al. *Global sensitivity analysis: the primer*. John Wiley & Sons, 2008.
- [150] SALTELLI, Andrea. Making best use of model evaluations to compute sensitivity indices. *Computer physics communications*, 2002, vol. 145, no 2, p. 280—297.
- [151] SUDRET, Bruno, MARELLI, Stefano, et WIART, Joe. Surrogate models for uncertainty quantification: An overview. In: *2017 11th European conference on antennas and propagation (EUCAP)*. IEEE, 2017. p. 793—797.
- [152] MARREL, Amandine, IOOSS, Bertrand, LAURENT, Beatrice, et al. Calculations of Sobol indices for the Gaussian process metamodel. *Reliability Engineering & System Safety*, 2009, vol. 94, no 3, p. 742—751.
- [153] ALIZADEH, Reza, ALLEN, Janet K., et MISTREE, Farrokh. Managing computational complexity using surrogate models: a critical review. *Research in Engineering Design*, 2020, vol. 31, p. 275—298.
- [154] YONDO, Raul, ANDRÉS, Esther, et VALERO, Eusebio. A review on design of experiments and surrogate models in aircraft real-time and many-query aerodynamic analyses. *Progress in aerospace sciences*, 2018, vol. 96, p. 23—61.
- [155] DE LOZZO, Matthias. Optimal LHS vs LHS — GEMSEO 5.2.0 documentation. *Home — GEMSEO 5.2.0 documentation* [en ligne]. 2021 [consulté le 29 janvier 2024]. Disponible sur :

https://gemseo.readthedocs.io/en/stable/examples/doe/plot_lhs_example.html#sphx-glr-examples-doe-plot-lhs-example-py

- [156] DUBOURG, Vincent et al. Gaussian Processes regression : basic introductory example. *scikit-learn* [en ligne]. 2007 [consulté le 29 janvier 2024]. Disponible sur : https://scikit-learn.org/stable/auto_examples/gaussian_process/plot_gpr_noisy_targets.html
- [157] FUHG, Jan N., FAU, Amélie, et NACKENHORST, Udo. State-of-the-art and comparative review of adaptive sampling methods for kriging. *Archives of Computational Methods in Engineering*, 2021, vol. 28, p. 2689—2747.
- [158] PIAT, Arthur, HLIOUI, Sami, LÉVY, Pierre-Etienne, et al. Predictive sensitivity analysis of motor's windings HF impedances. In: 2023 International Symposium on Electromagnetic Compatibility–EMC Europe. IEEE, 2023. p. 1—6.
- [159] HOOLE, Joshua, REMY, Guillaume, SIMPSON, Nick, *et al.* Statistical Simulation of Conductor Lay in Random Windings via X-ray Computed Tomography of Electric Vehicle Stators. In: 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2023. p. 3837—3844.

PUBLICATIONS RÉALISÉES

PIAT, Arthur, LÉVY, Pierre-Etienne, HLIOUI, Sami, et al. AC motor impedance HF modeling for designing with windings variability. In: 2022 IEEE International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). IEEE, 2022. p. 1—6.

PIAT, Arthur, HLIOUI, S., LÉVY, Pierre-Etienne, et al. Modeling random conductor distribution in stator winding slots: impact on common and differential-mode impedances. In: Colloque international et l'exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique 2023. 2023.

PIAT, Arthur, HLIOUI, Sami, LÉVY, Pierre-Etienne, et al. Predictive sensitivity analysis of motor's windings HF impedances. In: 2023 International Symposium on Electromagnetic Compatibility–EMC Europe. IEEE, 2023. p. 1—6.

PIAT, Arthur, LÉVY, Pierre-Etienne, HLIOUI, Sami, et al. AC motor impedance predictive modeling methodology taking into account windings variability. *Science and Technology for Energy Transition*, 2024, vol. 79, p. 5.

VIII. ANNEXES

VIII.1 PISTES D'AMÉLIORATIONS DES MODÈLES POUR UNE MEILLEURE REPRÉSENTATION HF

Plusieurs propositions ont été faites pour améliorer la représentativité des modèles. L'incertitude trop importante constatée au niveau du placement des conducteurs dans le cadre de ces travaux ne permet pas de conclure vis-à-vis de la pertinence de ces approches, mais les différents effets seront illustrés pour donner un ensemble de pistes de réflexion pour l'amélioration des prédictions. Les bobines qui serviront de comparaison sont U3, V3 et W3 de la configuration 2 (1 fil en main) et $N_{\text{var group}}$ sera fixé à 7.

VIII.1.1 Modifications apportées par la modélisation des têtes de bobines par un modèle plan

Comme détaillé dans la Section 0, un modèle axisymétrique est utilisé pour la modélisation des têtes de bobine. Ce modèle ne permet toutefois pas de prendre en compte les couplages capacitifs avec le paquet de tôle et la modification de la répartition du champ magnétique induite par la présence des tôles à proximité des spires. Une solution intermédiaire a été évaluée avec l'utilisation d'un modèle plan modélisant les têtes de bobines comme une section rectiligne entre l'encoche aller et l'encoche retour, placée à 5 mm d'une masse métallique placée comme référence, représentant le carter moteur. Un extrait de modélisation 2D généré est présenté sur la Figure VIII-1. Pour rappel, le modèle axisymétrique utilise uniquement le bobinage présent sur la Figure VIII-1 dans l'air, sans présence de partie métallique.

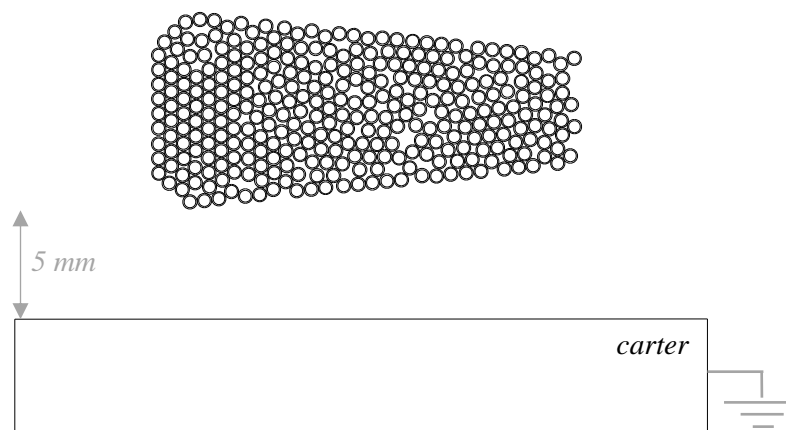


Figure VIII-1 – Modèle plan de tête de bobine pour simulation électrostatique et magnétique

La comparaison entre les impédances de MD et de MC obtenues est présentée sur la Figure VIII-2 avec les mesures sur la maquette correspondante. Pour l'impédance de MD en BF, la modification générée par ce modèle est minime : la valeur obtenue étant dictée par l'inductance des conducteurs dans les encoches et ce modèle étant utilisé pour les deux simulations, les valeurs sont équivalentes. Le constat sur l'impédance de MC en BF avant la première résonance est similaire : les capacités spire-carter générées par des têtes de bobines situées à 5 mm de la carcasse métallique n'ajoutent pas suffisamment de capacité par rapport au stator pour être observables sur ce modèle. En revanche, passé la première résonance des impédances de MD et de MC, les résultats entre les modèles commencent à diverger : en raison de la plus grande distance de bobinage considérée par le modèle axisymétrique, les capacités interspires dans les têtes de bobines, qui jouent un rôle important sur les premières résonances, sont plus importantes que celles évaluées par le modèle plan. Par conséquent, la fréquence à laquelle les premières résonances apparaissent est modifiée, mais aussi la valeur même de l'impédance de MC et de MD après cette résonance. Si la valeur du modèle avec les têtes de bobine plane semble correspondre davantage aux mesures, cela ne veut pas dire que ce dernier est plus représentatif : la non-connaissance du placement des conducteurs et de leur distribution au sein des

encoches et têtes de bobines limite grandement la possibilité de trouver des pistes d'améliorations. Il est en effet possible de trouver une configuration de bobinage pour le modèle axisymétrique qui suit les courbes de mesures et la courbe utilisant le modèle plan pour les têtes de bobine. Il est donc difficile de déterminer quels modèles sont les plus justes pour la modélisation HF.

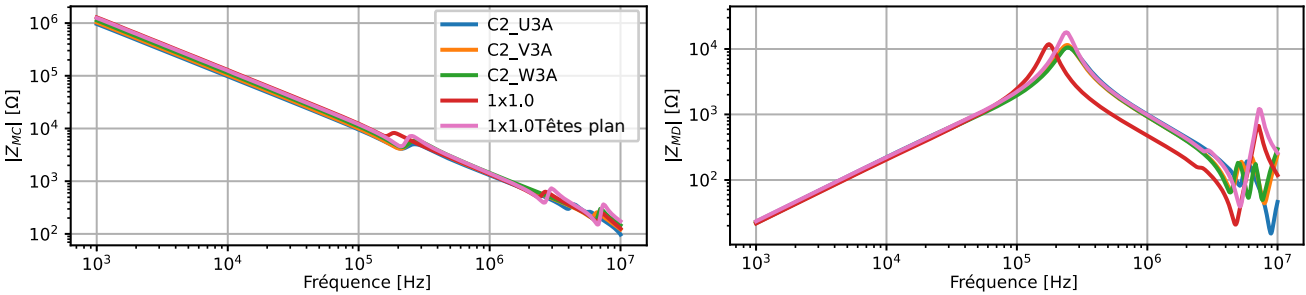


Figure VIII-2 – Comparaison des mesures avec modèle plan et axisymétrique pour les têtes de bobines

Les diagrammes énergétiques sont fournis sur la Figure VIII-3 et la Figure VIII-4 pour l'interprétation des courbes d'impédances du modèle plan (Figure VIII-3) et du modèle axisymétrique (Figure VIII-4). La très grande différence de contribution des capacités interspires des têtes de bobines à l'impédance est visible en MC et en MD pour les deux modèles. L'essentiel de la contribution à l'impédance après la première résonance est dû aux capacités interspires au sein de l'encoche pour le modèle avec les têtes de bobines planes, là où le modèle axisymétrique possède une contribution significative des capacités interspires des têtes de bobine.

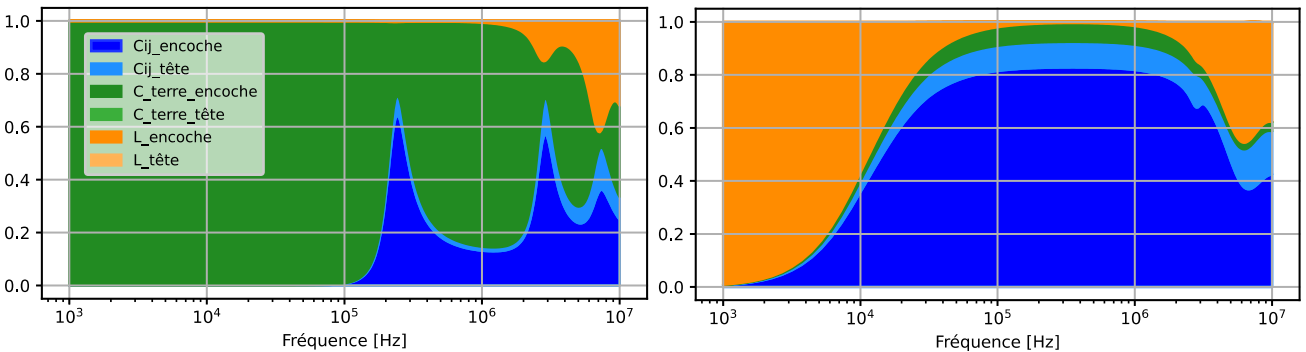


Figure VIII-3 – Diagramme de contribution énergétique MC et MD à l'impédance pour un modèle plan des têtes de bobine

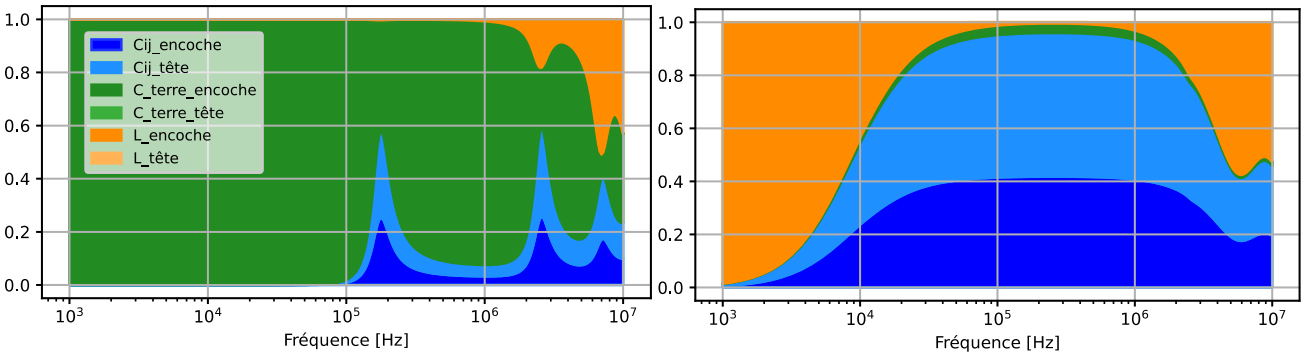


Figure VIII-4 – Diagramme de contribution énergétique MC et MD à l'impédance pour un modèle axisymétrique des têtes de bobine

En conclusion, un modèle plan par rapport à un modèle axisymétrique ne change pas les comportements BF en MC et en MD. En revanche, pour une bonne représentation des impédances HF, l'inclusion d'un modèle représentatif de la géométrie machine devient important. Si la distance des têtes de bobines par rapport au carter est inférieure à 5 mm, ce constat pourrait évoluer, car modifiant aussi les aspects BF, toute proportion gardée par rapport à la contribution des encoches.

VIII.1.2 Modification incluant la profondeur de pénétration dans les matériaux ferromagnétiques

La prise en compte de la profondeur de pénétration au sein des matériaux ferromagnétiques peut être intégrée dans la simulation 2D à l'aide des équations (13), (14) et (15), Section 0. En supposant que la largeur des tôles laminées est bien supérieure à leur épaisseur, que la perméabilité est constante et en négligeant les effets d'extrémité, les équations (13), (14) et (15), peuvent être écrites, approximant les effets de profondeur de pénétration dans les tôles magnétiques en modélisant un matériau isotrope équivalent non conducteur à perméabilité complexe, évoluant en fréquence. Les travaux dans [93][94][104], directement inspiré de [138], présentent des résultats avec ce type d'approche, mais la comparaison avec uniquement l'utilisation des courbes de magnétisation n'est pas présentée. Ces résultats permettront d'ajouter des éléments sur l'importance de la prise en compte de ces effets pour la modélisation HF prédictive des machines électriques. La Figure VIII-5 présente la comparaison entre un modèle utilisant une courbe B(H) en rouge et le modèle utilisant les équations analytiques (13), (14) et (15). Les diagrammes d'énergie sont donnés à la Figure VIII-6. Les impédances de MC et de MD sont toutes deux très proches du modèle utilisant la courbe d'aimantation moyenne. La différence principale entre les deux courbes se trouve au niveau de la première résonance autour de 15 kHz : la résonance est un peu plus basse en fréquence et plus marquée avec le modèle utilisant les équations analytiques qu'avec le modèle avec une courbe B(H). Les diagrammes d'énergies sur la Figure VIII-6 sont très proches du modèle B(H) présenté sur la Figure VIII-4 avec toutefois une contribution plus marquée des inductances au niveau des résonances que le modèle initial. Cette modification, si elle permettait d'améliorer le modèle, est jugée trop peu impactant vis-à-vis des différences générées par les capacités interspires.

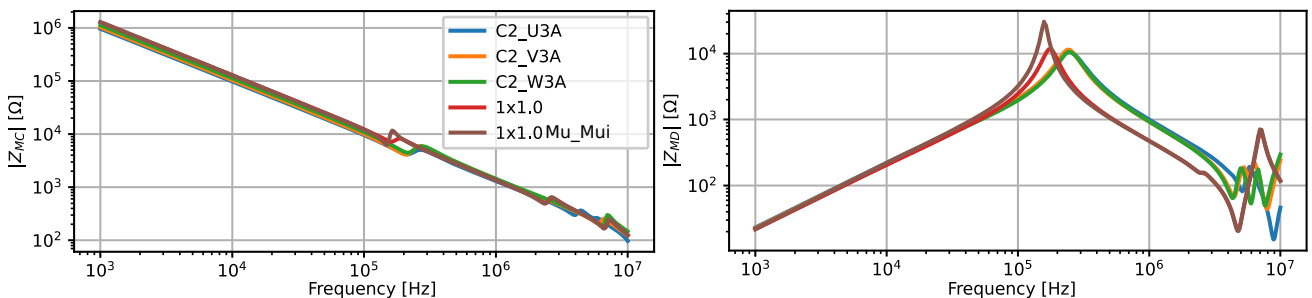


Figure VIII-5 – Comparaison mesures avec un modèle modélisant la profondeur de pénétration du champ dans les tôles et l'approche utilisée

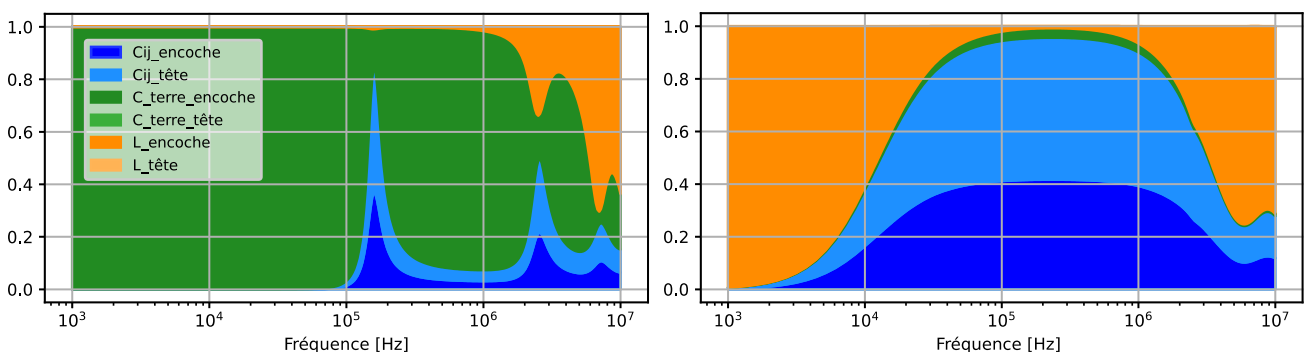


Figure VIII-6 – Diagrammes de contribution énergétique à l'impédance du modèle avec profondeur de pénétration

VIII.1.3 Impact de la prise en compte de la magnétisation induite par les aimants

La simulation de référence présentée en rouge dans sur la Figure VIII-2, la Figure VIII-5 et la Figure VIII-7 utilisent la courbe moyenne d'aimantation B(H). Le moteur étant composé d'un stator et d'un rotor à aimants, l'excitation magnétique due aux bobinages s'ajoute à celle des aimants. Pour considérer la modification des inductances au sein des bobinages machine par ce phénomène, la méthode de la « perméabilité gelée » [148]

peut être utilisée : une première simulation est réalisée avec les aimants, sans courant dans les bobinages, permettant d’obtenir une cartographie de B au sein de la machine. Cette cartographie permet de calculer une perméabilité dans chaque élément du maillage au point de fonctionnement du système. Une seconde simulation, n’utilisant que l’excitation magnétique des bobines, exploitant les perméabilités précédemment calculées est effectuée, permettant d’extraire des valeurs d’inductance et résistance dépendant du champ magnétique généré par le rotor. L’utilisation de cette méthode est présentée en violet sur la Figure VIII-7 en compagnie des simulations B(H) précédentes et des mesures. Par ailleurs, les diagrammes d’énergie en CM et en MD pour la simulation en perméabilité gelée sont présentés sur la Figure VIII-8. Les différences avec les simulations précédentes sont minimes, tant dans les valeurs d’impédance qu’au sein des diagrammes d’énergies. Cette proximité peut s’expliquer par le processus de simulation adopté : les conducteurs sont simulés un à un avec un courant de 1 A. La machine étudiée étant dimensionnée pour fonctionner à l’aide de 80 conducteurs par encoche, les tôles n’arrivent jamais à saturation dans les simulations. Le coefficient identifié dans chaque élément est proche de la perméabilité obtenue à l’aide de la linéarisation de la courbe B(H) utilisée. Il serait possible d’affiner les résultats en appliquant le même procédé, mais en réalisant la première simulation avec l’intégralité des conducteurs voyant un courant égal à celui du point de fonctionnement machine. Toutefois, cette simulation ne pouvant être validée facilement à l’aide des maquettes, cette perspective n’a pas été poursuivie.

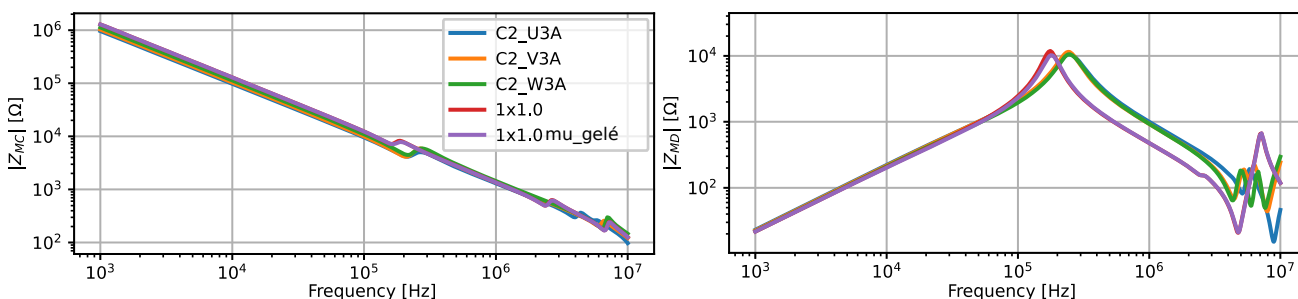


Figure VIII-7 – Comparaison mesures avec un modèle utilisant les courbes moyennes du cycle d’hystérésis et l’approche perméabilité gelée

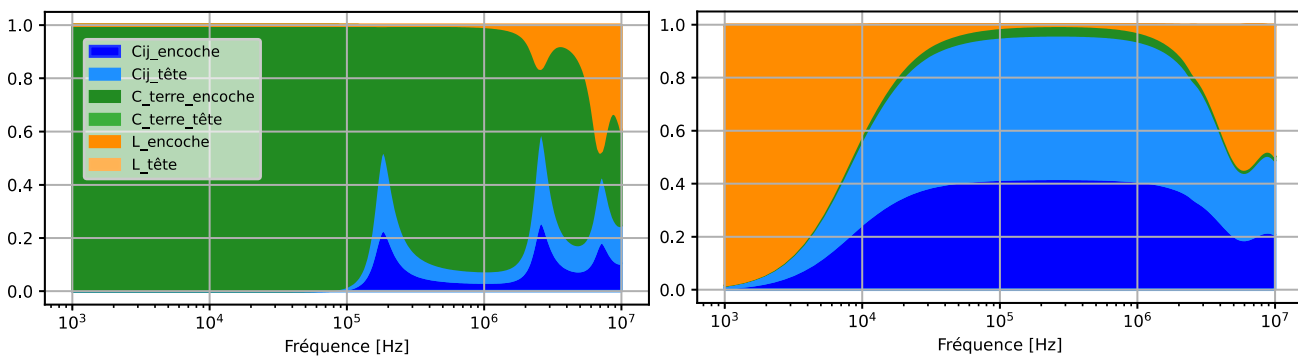


Figure VIII-8 – Diagrammes de contribution énergétique à l’impédance de CM et de MD pour le modèle intégrant la méthode de perméabilité gelée pour les tôles magnétiques

Dans la suite des travaux, les modèles avec courbe B(H) seront utilisés avec le modèle axisymétrique pour les têtes de bobines. Au vu de ces différents modèles, le brassage semble être l’hypothèse la plus importante pour expliquer les divergences entre les mesures et les simulations. Une configuration proche des mesures sera donc cherchée pour mettre en évidence la nécessité de connaître davantage le placement des conducteurs au sein des encoches pour la modélisation HF.

VIII.1.4 Intégration de la variabilité le long du plan de simulation MEF dans la simulation circuit

Nous avons évoqué Section II.1.3 que les simulations MEF supposaient que le déplacement des conducteurs le long de la machine, au sein des encoches ou dans les têtes de bobines avait un impact négligeable sur l’impédance. Pour vérifier cette hypothèse, le processus suivant a été envisagé : simuler N configurations

d'encoche machine, et créer un schéma Spice avec un entrelacement des N configurations. De cette façon, la variabilité le long du plan de simulation de la machine sera simulée non pas par de la simulation 3D, mais une succession de modèles 2D. Ce processus, initialement implémenté, agrandissait encore le schéma Spice proposé Figure II-31. Il est toutefois démontré Section II.4.1.1 qu'en appliquant une réduction d'ordre sur les matrices identifiées par MEF, un schéma Spice plus petit et aussi pertinent peut être obtenu. En conséquence, il est possible de réaliser une compression similaire pour différentes machines en calculant des matrices moyennes de l'ensemble des matrices (C, R et L) des machines voulant être fusionnées. De cette façon, et au vu des fréquences étudiées, ces simulations permettent d'obtenir une machine composite avec des conducteurs qui se déplace le long de la machine, de mêler les têtes de bobines circulaires et plan et aussi un taux de brassage différent pour une même configuration. Cette technique permettrait aussi de mêler des sections de moteur avec de différents nombres de conducteurs en parallèle, avec cependant un intérêt limité. Cette technique est illustrée sur la Figure VIII-9 mêlant deux configurations de machine : celle utilisant le modèle plan pour les têtes de bobine (courbe rose Figure VIII-2) et celle de référence utilisant le modèle axisymétrique (courbe rouge Figure VIII-2) ont permis de former la courbe grise nommée « moteur_hybride » en effectuant une répartition à 50 % de la courbe rouge et 50 % de la courbe rose.

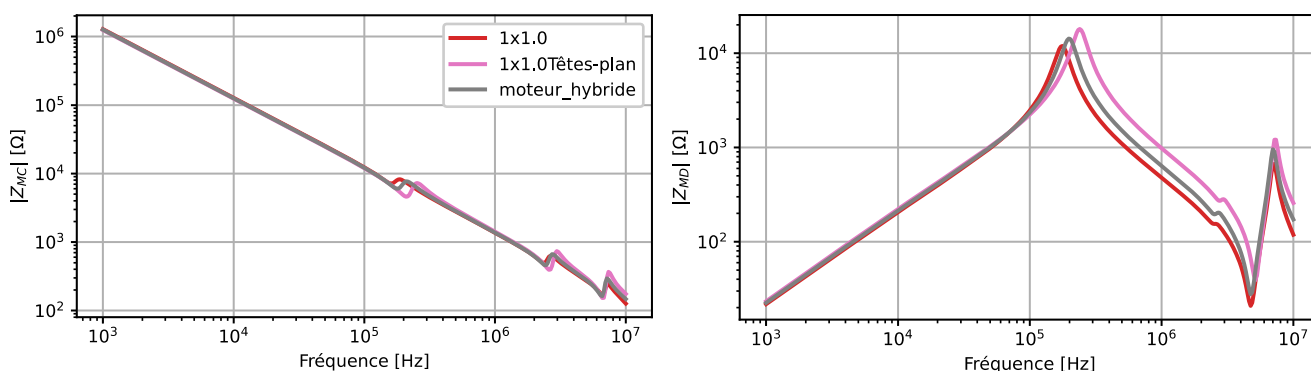


Figure VIII-9 – Impédance calculée pour un moteur avec 50% de modèle plan et 50 % axisymétrique pour les têtes de bobines

Il est important de noter que ces simulations permettent d'obtenir des courbes moyennes qui sont différentes d'une moyenne mathématique : en calculant la moyenne de la courbe rose et rouge Figure VIII-9, les valeurs sont différentes que celles données par la courbe grise, en particulier sur les résonances.

VIII.2 VÉRIFICATION DU CRITÈRE $\lambda/10$ POUR PRISE EN COMPTE DES EFFETS DE PROPAGATIONS

Pour représenter correctement la propagation de l'onde électromagnétique dans le moteur ou tout système électrique, un certain nombre de cellules RLCG (ou équivalente) doivent être placées pour s'assurer que les effets de propagation soient correctement simulés. Le nombre de cellules nécessaires pour un modèle est fonction de la longueur de l'enroulement à estimer. Un exemple pour une piste de 36 mm au sein d'un PCB ($\epsilon_r=4,9$) chargée avec 50 Ω est présenté sur la Figure VIII-10 :

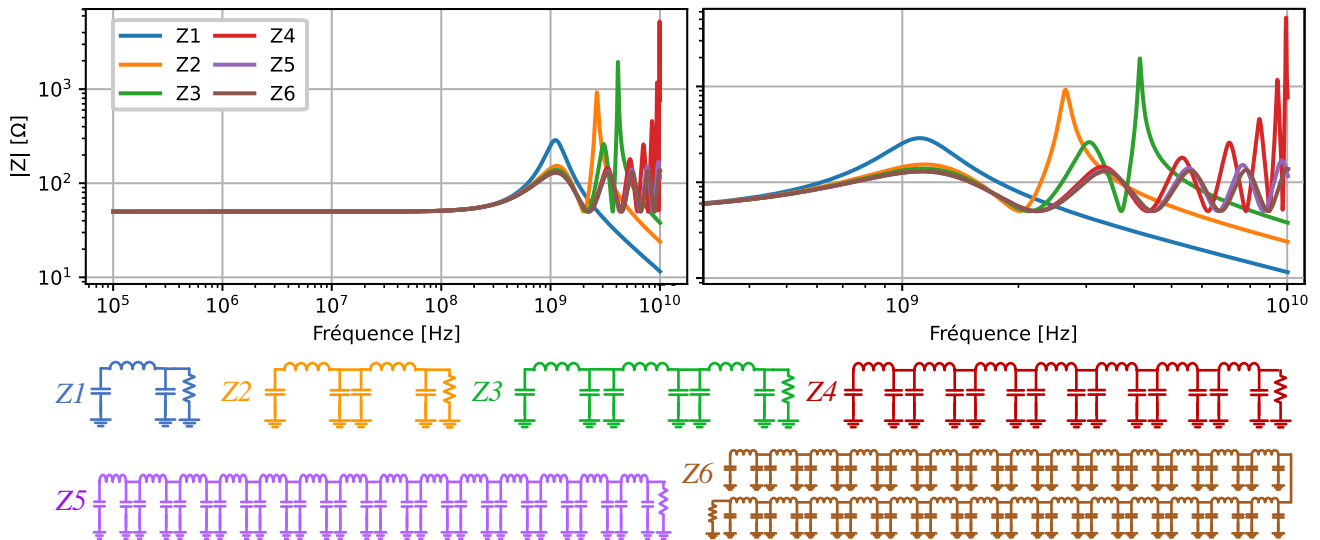


Figure VIII-10 – Importance du nombre de cellules RLCG en fonction de la fréquence d'étude

Les six circuits présentés Figure VIII-10 partagent les mêmes inductances et capacités, divisé en N élément pour les inductances et N+1 pour les capacités (la somme des capacités et inductances d'un schéma est la même pour tous les circuits présentés). À basse fréquence, les modèles sont tous équivalents, en revanche, plus la fréquence augmente, et plus une différence apparaît entre les différents circuits. La dernière colonne de la Table VIII-1 regroupe les fréquences pour lesquels les modèles divergent de la simulation de référence (Z6) de 5 %. Cette grandeur, comparée à $\lambda/10$ qui est souvent la métrique utilisée pour s'assurer que ces modèles sont électriquement courts vis-à-vis de l'onde à simuler, montre que ce critère est pertinent pour fixer un nombre minimal de cellules pour une fréquence donnée.

Table VIII-1 – Validation du critère de $\lambda/10$ pour une ligne à transmission

Nom impédance	Nombre de cellules en pi	Taille de la cellule en pi	Fréquence max théorique ($\lambda/10$)	Fréquence avec 5% de différence avec Z6
Z1	1	36 mm	376.201 MHz	403 MHz
Z2	2	18 mm	752.402 MHz	683 MHz
Z3	3	12 mm	1.129 GHz	946 MHz
Z4	7	5.14 mm	2.635 GHz	2.44 GHz
Z5	14	2.57 mm	5.27 GHz	4.56 GHz
Z6	28	1.29 mm	10.5 GHz	-

VIII.3 DESSINS TECHNIQUES DE L'ASSEMBLAGE EN IMPRESSION 3D POUR MAQUETTES MOTEUR

VIII.3.1 Assemblage des pièces maquettes

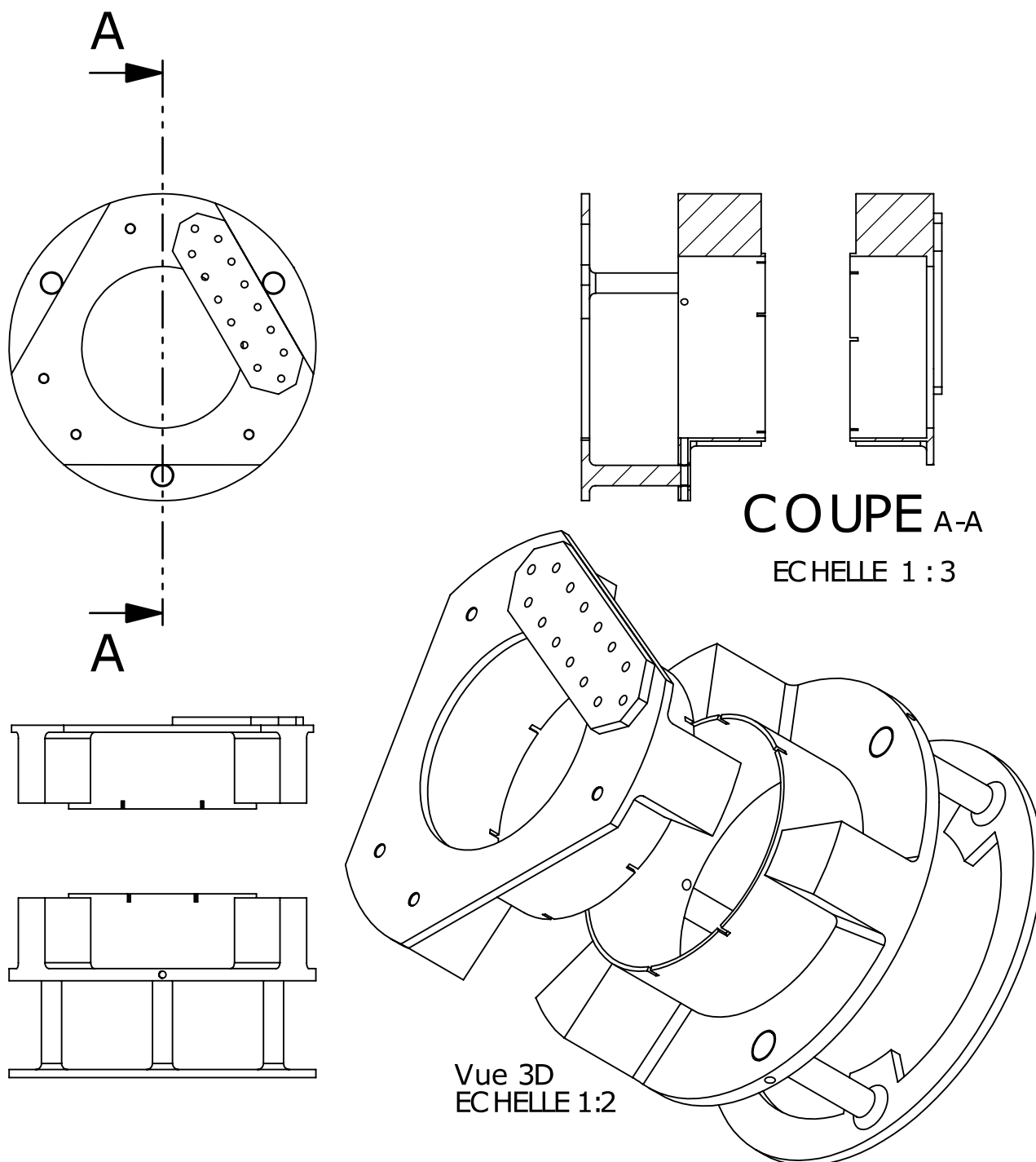


Figure VIII-11 – Dessin technique de l'assemblage des supports de mesure des stators

VIII.3.2 Support de la structure totale des maquettes

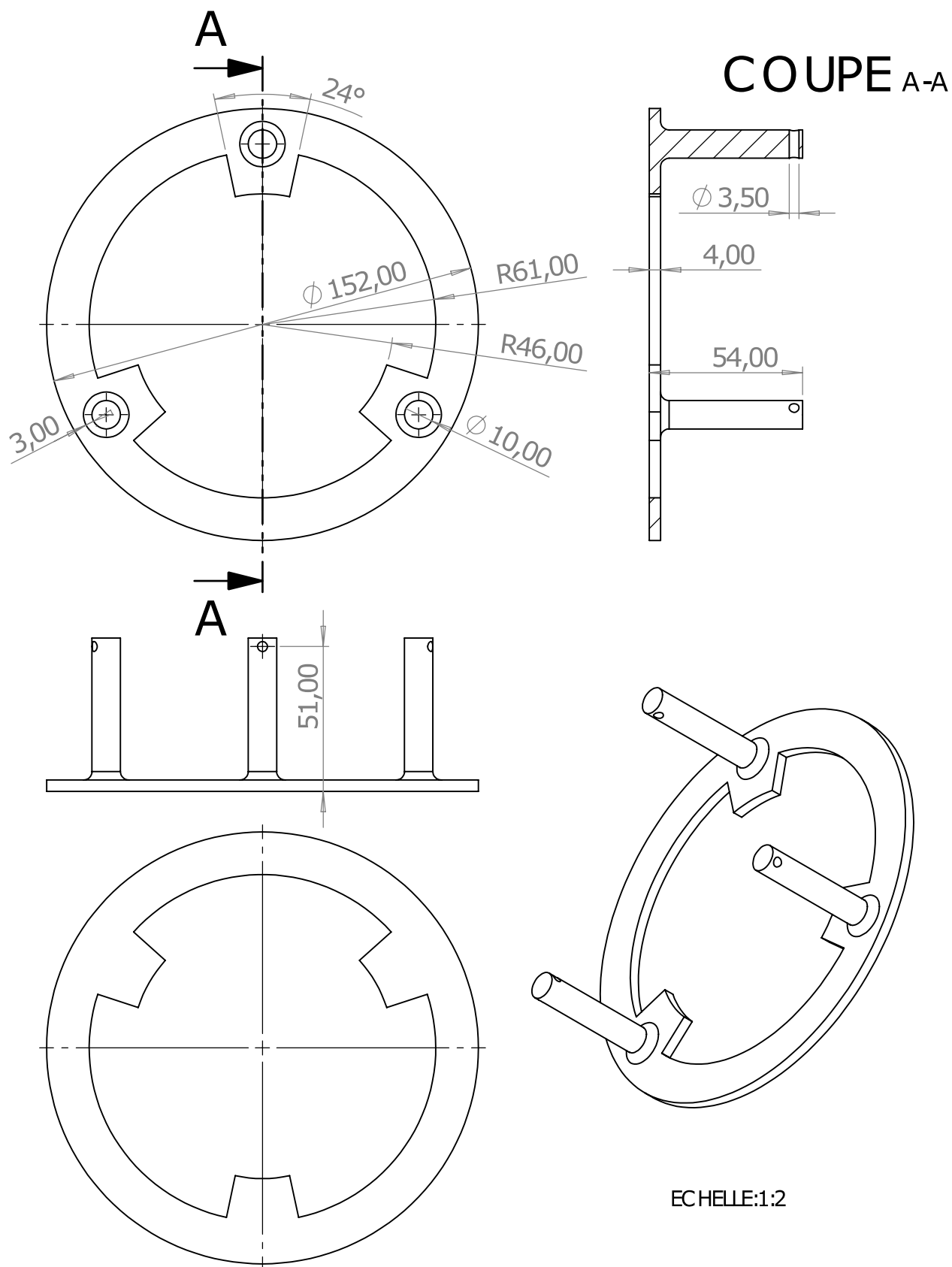


Figure VIII-12 – Dessin technique du support de la structure inférieure des maquettes

VIII.3.3 Cache inférieur pour la reprise du stator

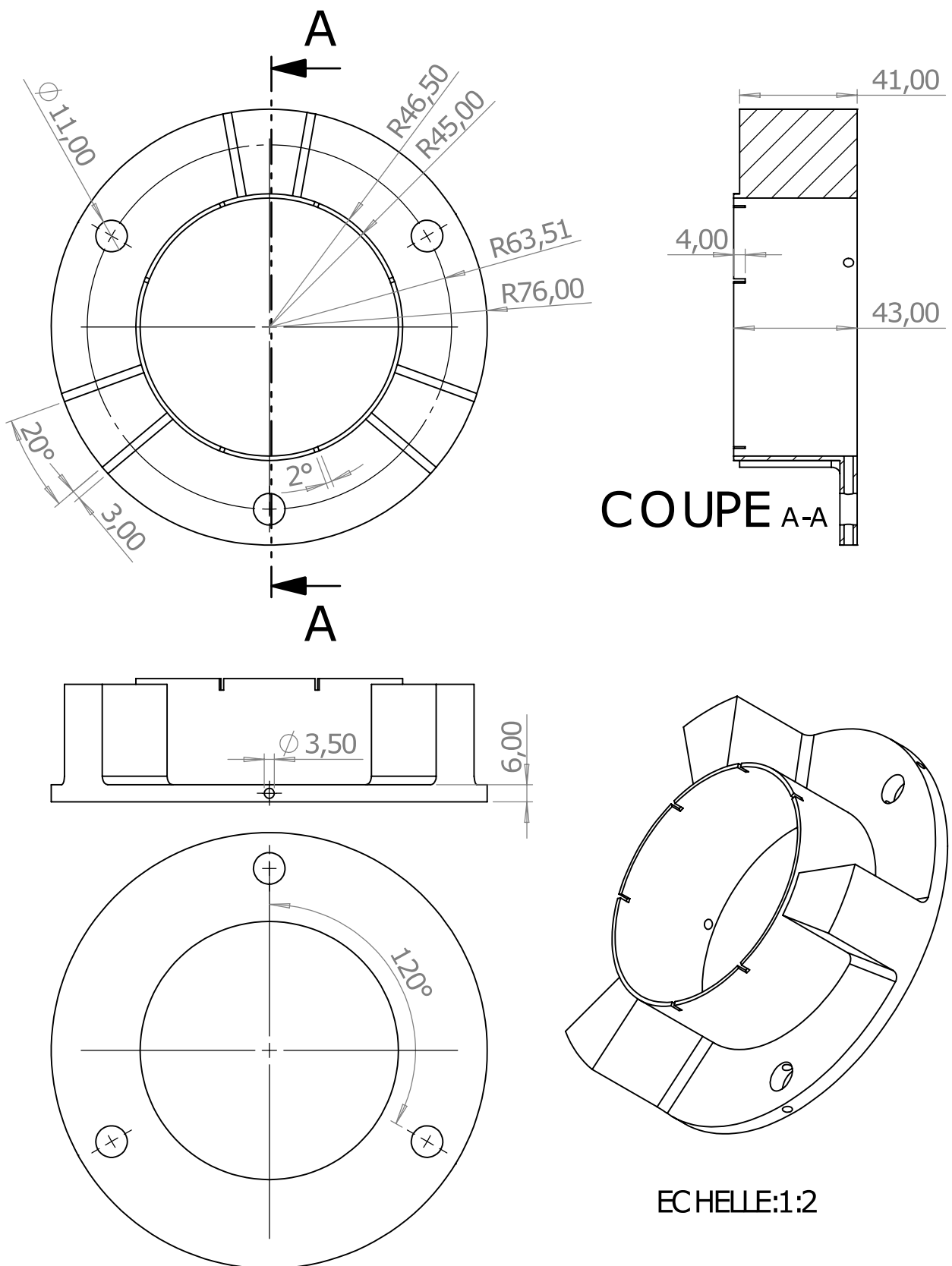


Figure VIII-13 – Dessin technique du cache inférieur de reprise des stators

VIII.3.4 Cache supérieur pour la fixation des plaquettes de mesures

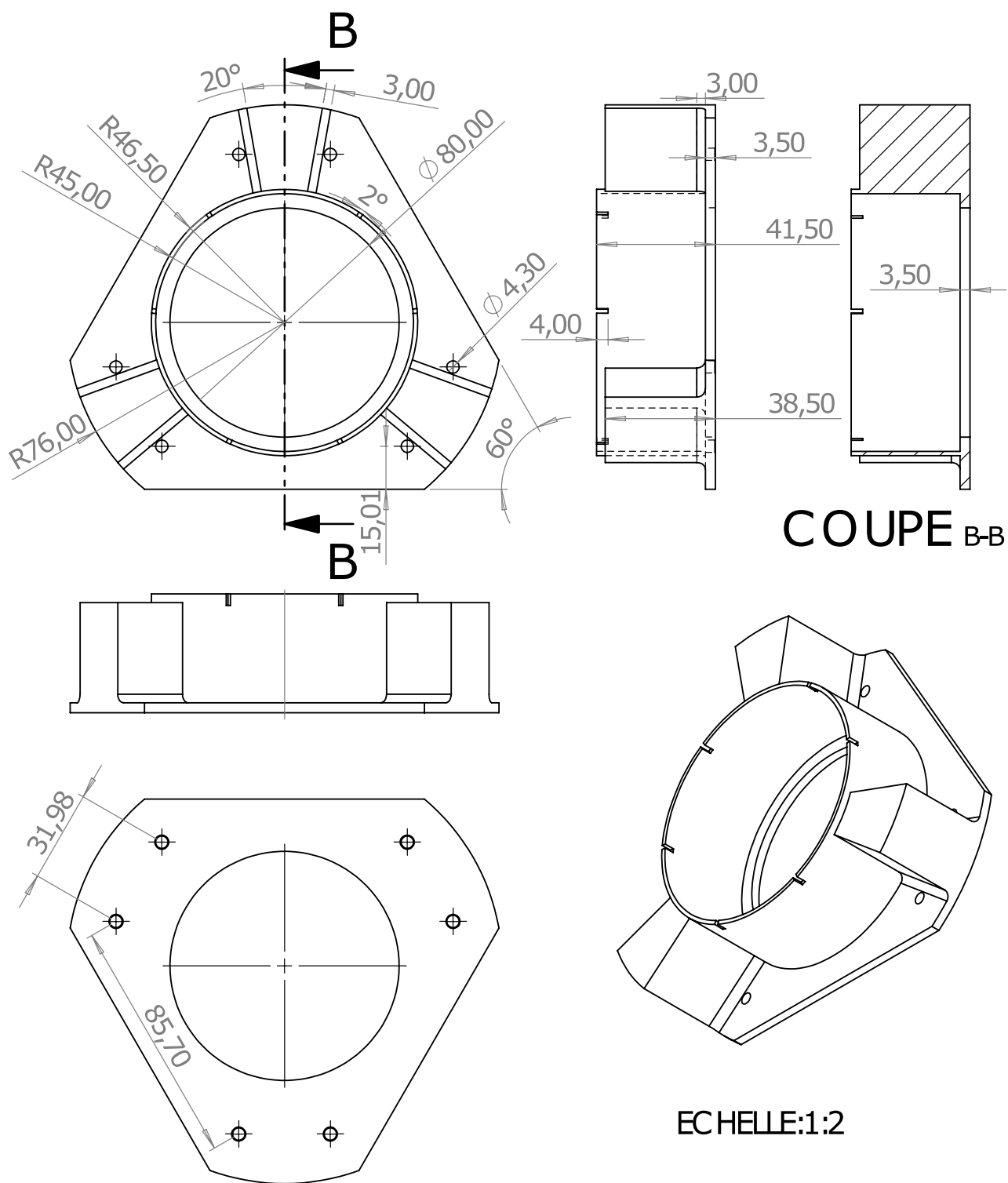


Figure VIII-14 – Dessin technique du cache supérieur de fixation des plaquettes de mesure

VIII.3.5 Plaquettes de fixation des bobinages moteurs

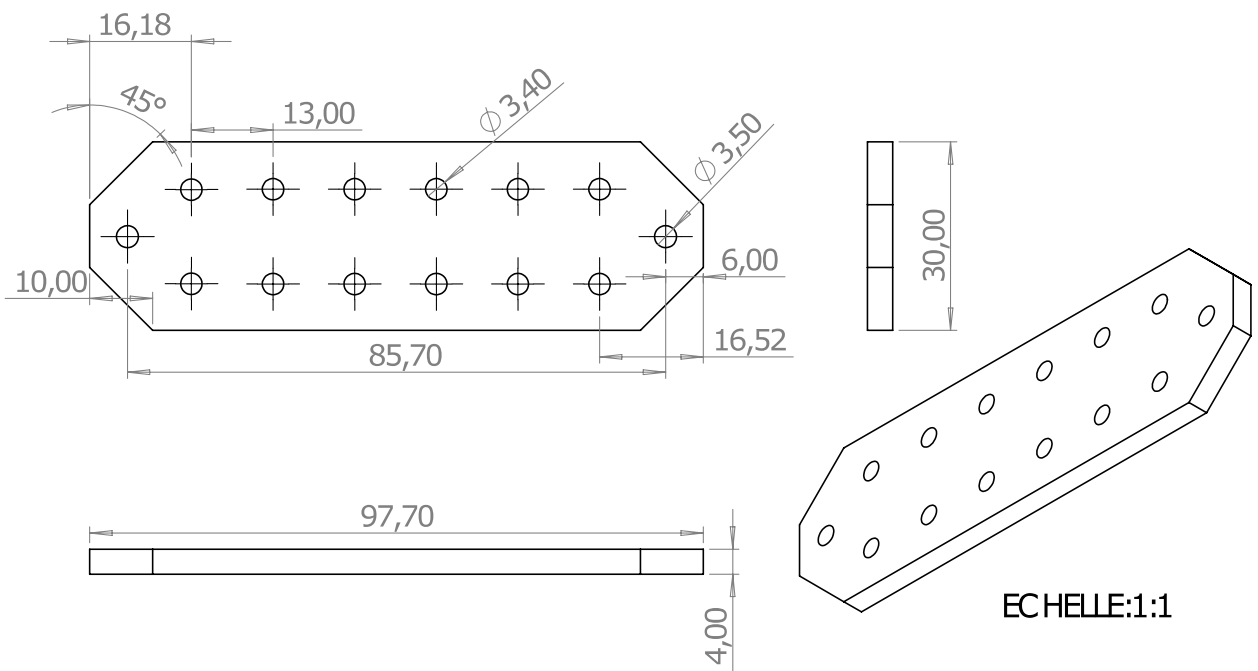


Figure VIII-15 – Dessin technique des plaquettes de fixation des bobinages moteurs