

UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

Laboratoire XLIM

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes

présentée et soutenue par

Rémi TUMAYAN

le 22 janvier 2016

**CEM des batteries haute tension allégées pour véhicule
électrique : caractérisation de matériaux et étude
du rayonnement électromagnétique**

Thèse dirigée par Alain REINEIX et Christophe GUIFFAUT (Codirecteur)

JURY :

Président du jury

M. Thierry Monédière, professeur, XLIM

Rapporteurs

M. Marc Hélier, professeur, université Pierre et Marie Curie

M. Lionel Pichon, directeur de recherche, LGEP

Examineurs

M. Jean-Philippe Parmantier, docteur ingénieur, ONERA

M. Sébastien Lalléchère, maître de conférences, université Blaise Pascal

Encadrants

M. Xavier Bunlon, docteur ingénieur, Renault

M. Guillaume Andrieu, maître de conférences, XLIM

REMERCIEMENTS

Cette thèse a été réalisée dans le cadre d'une convention CIFRE (Convention Industrielle de Formation par la Recherche en Entreprise) mise en place par l'ANRT (Association Nationale de la Recherche Technique). Elle a réuni la société Renault et le département OSA (Ondes et Systèmes Associés) de l'institut de recherche XLIM.

Je souhaite commencer par remercier les quatre grands acteurs de cette thèse qui m'ont encadré durant ces trois années :

- Xavier Bunlon, docteur ingénieur chez Renault, qui a été mon encadrant au quotidien de ces trois années. Venant du domaine de l'électrotechnique, c'est aujourd'hui grâce à Xavier que je connais l'univers de la CEM. Il a su se rendre disponible à tout moment malgré son changement de poste chez Renault. Xavier, je te remercie pour tes nombreux conseils, ta pédagogie et ton soutien personnel qui m'a gardé motivé pendant ces trois ans. Je suis heureux que tu aies choisi de démarrer cette thèse et que tu m'aies choisi comme candidat, merci encore pour tout !

- Guillaume Andrieu, maître de conférences de l'institut XLIM, qui a été mon premier encadrant dans le laboratoire. Je te suis reconnaissant de m'avoir éclairé par tes compétences techniques et de m'avoir guidé au cours des campagnes de mesure que nous avons réalisées ensemble. Merci également pour tes derniers conseils qui m'ont permis de sublimer ma présentation de soutenance.

- Christophe Guiffaut, chargé de recherche à l'institut XLIM, qui a été mon second encadrant dans le laboratoire. Christophe a fait preuve d'un fort investissement dans cette thèse, j'ai beaucoup apprécié son esprit d'analyse, sa pédagogie et ses qualités humaines. Merci Christophe pour les nombreuses heures passées au téléphone à discuter de FDTD et de sujets pas toujours simples à comprendre !

- Alain Reineix, directeur de recherche à l'institut XLIM, qui a été mon directeur de thèse. Je te remercie de m'avoir soutenu et guidé dans les étapes importantes de cette thèse. Tu as une très bonne équipe de recherche autant sur le plan humain que sur le plan technique et j'espère que nous aurons d'autres collaborations dans le futur.

Grâce à vous, j'ai pu monter rapidement en compétences afin de traiter tous les aspects ouverts par la thèse, merci de m'avoir guidé pendant ces trois ans.

Je veux maintenant remercier les ingénieurs chez Renault avec lesquels j'ai collaboré afin de mener à bien cette étude :

- Peniamin Matossian, expert CEM & RF, qui a été mon voisin de bureau pendant les deux dernières années. Cela a été un plaisir et un grand honneur d'avoir travaillé à tes côtés, j'ai beaucoup apprécié ton expertise sur les très nombreux sujets dont nous avons discuté au quotidien. Comme Xavier, tu as été un mentor technique, merci encore pour ton investissement dans mes travaux.

- Thierry Tourret, ingénieur matériaux. Thierry est un homme formidable et un grand bricoleur, je ne compte plus les fois où il m'a rendu service. Si toutes les manipulations ont pu se dérouler correctement et rapidement c'est aussi grâce aux séances de découpe, pliage, perçage et ponçage réalisées avec Thierry dans l'atelier mécanique. Merci pour ton aide et ta sympathie !

- Gilbert Fassot, Damien Le Normand et Emmanuel Remus, ingénieurs matériaux composites, qui m'ont appris la fabrication et le fonctionnement des matériaux composites. Dans une société comme Renault, le nombre de personnes ayant conscience que leur travail peut impacter la CEM est très faible, ces trois personnes en font partie. J'ai beaucoup aimé travailler en leur compagnie afin de trouver les meilleurs compromis entre performances mécaniques, masse et blindage électromagnétique. Merci à vous pour votre aide et votre investissement.

- Fabrice Bidault, ingénieur dans les batteries, qui a été mon contact dans l'équipe développement batterie. Merci Fabrice pour ta collaboration pendant cette thèse, j'ai apprécié de travailler avec toi.

- Silvère Guignot, responsable du laboratoire d'essais CEM au Technocentre, qui a été présent en support pour les mesures réalisées dans son laboratoire. Merci de m'avoir aidé à mettre au point certains montages expérimentaux non habituels par rapport à ce que vous traitez au quotidien.

Je souhaite également remercier Thibaut Fache que j'ai eu le plaisir d'encadrer au cours d'un stage de trois mois durant lesquels nous avons travaillé sur la modélisation électromagnétique de matériaux composites. Merci pour ta rigueur de travail et je te souhaite beaucoup de réussite pour la suite de tes projets.

Avant de terminer, je souhaite également remercier toutes les personnes qui ont rendu mon environnement de travail sympathique et agréable.

Au-delà du contexte professionnel, je remercie mes amis pour leur soutien, leur amitié et les super soirées que nous avons passées ensemble : FeSs, Papy, Guilux, Zix, Gazoubidou, Choups (aka tout petit (aka chenille (aka brill))), HL, Joss, Duff, Bobby, Lolo, Polo, Jojus & Péaul.

Finalement, j'adresse un immense merci à mes parents pour leur soutien sans faille tout au long de ma scolarité. Cette thèse est également leur réussite car c'est grâce à eux si j'écris aujourd'hui ces remerciements !

*« Si tu transforme tes erreurs en leçons
et tes peurs en courage, alors
tout est réalisable »*

A mes parents

TABLE DES MATIERES

Table des matières	7
Table des illustrations	11
Liste des tableaux.....	17
Définition des acronymes	19
Introduction générale.....	21
CHAPITRE 1 : Présentation des outils de simulation numérique.....	29
1.1 Présentation des logiciels utilisés.....	29
1.1.1 Résolution fréquentielle d'équations intégrales par la méthode des moments.....	29
1.1.2 Résolution temporelle des équations de Maxwell par différences finies.....	32
1.2 Contraintes de maillage liées aux différentes approches	34
1.2.1 Matériaux conducteurs et résonances de boîtier.....	34
1.2.2 Règles basiques de maillage.....	36
1.3 Modèles spécifiques pour l'étude	37
1.3.1 Traitement des problèmes basse fréquence.....	37
1.3.2 Modélisation de matériaux sous contrainte de champ magnétique	39
1.3.2.1 <i>Le solveur LFME d'EMC Studio.....</i>	<i>39</i>
1.3.2.2 <i>Le formalisme SEP de FEKO.....</i>	<i>40</i>
1.4 Conclusion du chapitre 1	41
CHAPITRE 2 : Méthodes de caractérisation de matériaux	43
2.1 Présentation du contexte	43
2.1.1 Les grandeurs à mesurer.....	43
2.1.2 Les contraintes de mesure.....	44
2.1.3 Énoncé des critères	45
2.2 Les méthodes basses fréquences	45
2.2.1 La méthode ACPD pour la mesure de σ ou de μ_r	45
2.2.2 Méthode du transformateur pour la mesure de μ_r	46
2.2.2.1 <i>Principe de la mesure</i>	<i>46</i>
2.2.2.2 <i>Exemple du nickel</i>	<i>48</i>
2.2.3 Méthode capacitive pour la mesure de ϵ_r	49
2.2.3.1 <i>Principe de la méthode</i>	<i>49</i>
2.2.3.2 <i>Mise en œuvre de la méthode</i>	<i>50</i>
2.3 Les méthodes en cavité.....	51

2.4	Les méthodes en structures propagatrices	52
2.4.1	Procédure en transmission / réflexion.....	52
2.4.2	Les sondes de mesure en réflexion	55
2.5	Les méthodes en espace libre	56
2.5.1	Mesure focalisée en espace libre.....	57
2.5.2	Méthode d'homogénéisation de plaque conductrice et magnétique hétérogène .57	
2.5.2.1	<i>Principe et théorie</i>	<i>58</i>
2.5.2.2	<i>Montage expérimental et résultats</i>	<i>59</i>
2.5.2.3	<i>Les matériaux conducteurs et magnétiques.....</i>	<i>62</i>
2.6	Méthodes d'homogénéisation pour les matériaux composites	66
2.6.1	Présentation des matériaux composites	66
2.6.2	Les méthodes d'homogénéisation.....	67
2.6.2.1	<i>Le modèle de Maxwell-Garnett.....</i>	<i>67</i>
2.6.2.2	<i>Modèle d'équivalence.....</i>	<i>69</i>
2.6.3	Application de ces modèles en simulation numérique.....	70
2.7	Conclusion du chapitre 2	72
CHAPITRE 3 : Méthode de mesure de permittivité complexe en structure TEM		75
3.1	Principe de la méthode	75
3.1.1	La structure propagatrice TEM.....	75
3.1.1.1	<i>Présentation de la cellule TEM et de la stripline.....</i>	<i>75</i>
3.1.1.2	<i>Justification du choix de la cellule TEM / stripline.....</i>	<i>77</i>
3.1.1.3	<i>Structures TEM utilisées.....</i>	<i>77</i>
3.1.2	Explication du processus de caractérisation.....	80
3.2	Modélisation et simulation des structures propagatrices.....	81
3.2.1	Choix de la méthode numérique	81
3.2.2	Présentation des modèles numériques	81
3.2.3	Validation des modèles numériques	83
3.3	Mise en place de l'algorithme d'optimisation	85
3.3.1	Résolution du problème d'optimisation.....	85
3.3.2	Mise en place du processus d'optimisation	86
3.3.2.1	<i>Modèles de matériaux diélectriques.....</i>	<i>86</i>
3.3.2.2	<i>La fonction objectif</i>	<i>88</i>
3.3.2.3	<i>Critères de convergence et d'arrêt du code d'optimisation.....</i>	<i>89</i>
3.4	Validation de la méthode	91
3.5	Conclusion du chapitre 3	94
CHAPITRE 4 : Evaluation du champ électrique rayonné en espace libre		97
4.1	Choix des supports d'essai.....	97
4.1.1	Présentation de la maquette de pack-batterie.....	97

4.1.2	Présentation des capots utilisés	99
4.2	Champ électrique rayonné entre 10 kHz et 26 MHz	100
4.2.1	Principe de la mesure du champ rayonné avec l'antenne monopole	100
4.2.1.1	<i>Description du montage expérimental</i>	100
4.2.1.2	<i>Configurations étudiées</i>	103
4.2.2	Mise en place du modèle numérique	104
4.2.2.1	<i>Description du modèle</i>	104
4.2.2.2	<i>Résultats de simulation</i>	105
4.2.3	Cas du fil sur plan de masse	106
4.2.4	Analyse des résultats du modèle numérique corrigé	109
4.2.4.1	<i>Validation du modèle numérique</i>	109
4.2.4.2	<i>Analyse du rayonnement du pack en fonction des configurations étudiées</i>	110
4.3	Champ électrique rayonné entre 26 MHz et 300 MHz.....	113
4.3.1	Mesure du champ électrique rayonné avec l'antenne biconique	113
4.3.2	Validation du modèle numérique	115
4.3.3	Étude paramétrique du rayonnement du pack par la simulation.....	118
4.3.3.1	<i>Étude de l'épaisseur de la fente</i>	118
4.3.3.2	<i>Étude de la conductivité du capot</i>	120
4.4	Conclusion du chapitre 4	121
CHAPITRE 5 : Étude de la maquette de pack-batterie en milieu réverbérant		123
5.1	Étude de l'efficacité de blindage du boîtier.....	123
5.1.1	Présentation du setup de mesure	123
5.1.1.1	<i>Rappel sur les chambres réverbérantes à brassage de modes</i>	123
5.1.1.2	<i>Mesure d'efficacité de blindage</i>	125
5.1.2	Modélisation numérique du champ électromagnétique dans une CRBM.....	128
5.1.2.1	<i>Mise en place des spectres d'ondes planes</i>	128
5.1.2.2	<i>Construction et validation du modèle numérique</i>	129
5.1.3	Étude de l'efficacité de blindage par la simulation numérique	132
5.2	Évaluation de la puissance totale rayonnée par le pack.....	135
5.2.1	Acquisition de la PTR en CRBM	135
5.2.1.1	<i>Principe de la mesure</i>	135
5.2.1.2	<i>Bilan de puissance et calcul de la PTR</i>	136
5.2.2	Calcul de la puissance totale rayonnée par la simulation numérique	137
5.3	Conclusion du chapitre 5	139
CHAPITRE 6 : Analyse de l'intégration du pack-batterie au véhicule.....		141
6.1	Le cas simplifié des maquettes de pack-batterie et véhicule à l'échelle 1/2... 141	
6.1.1	Présentation des outils de mesure.....	141
6.1.1.1	<i>La maquette véhicule</i>	141

6.1.1.2	<i>Mode différentiel de l'analyseur de réseau vectoriel</i>	142
6.1.2	Mesure des couplages entre le pack-batterie et des équipements victimes	145
6.1.2.1	<i>Présentation de la mesure et des configurations étudiées</i>	145
6.1.2.2	<i>Analyse des résultats</i>	147
6.1.3	Simulation numérique des couplages sur la maquette véhicule	149
6.1.3.1	<i>Construction du modèle numérique</i>	149
6.1.3.2	<i>Analyse des résultats du calcul numérique</i>	151
6.2	Simulation du champ magnétique rayonné par un véhicule réel	154
6.2.1	Construction du modèle numérique	155
6.2.2	Analyse des résultats	158
6.2.2.1	<i>Cartographie de champ dans le véhicule</i>	158
6.2.2.2	<i>Évaluation du champ magnétique sur des positions clés</i>	160
6.2.2.3	<i>Exemple de calcul du champ magnétique réel dans le véhicule</i>	161
6.3	Conclusion du chapitre 6	163
Conclusion et perspectives		165
Conclusion générale		165
Perspectives		168
Annexe : Exemples de matériaux pour l'allégement		169
Références bibliographiques		173

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure 1 : Spectre électromagnétique de l'automobile actuelle [1].	21
Figure 2 : Évolution des immatriculations de voitures électriques toutes marques confondues en France [2].	22
Figure 3 : Chaîne de traction d'un véhicule 100% électrique.	23
Figure 4 : Position des éléments de la chaîne de traction électrique dans le véhicule Renault Zoé.	24
Figure 5 : Calcul du champ rayonné.	30
Figure 6 : Discrétisation FDTD selon le schéma de Yee.	32
Figure 7 : Modèle de boîtier simple.	34
Figure 8 : Comparaison modèle de parois conductrice pour boîtier.	35
Figure 9: Maillage de fente. (a) Maillage incorrect. (b) Maillage correct.	36
Figure 10 : Comparaison entre la MoM classique et la stabilisation basse fréquence pour la MoM [32]. (a) Conditionnement de la matrice. (b) Courants surfaciques.	38
Figure 11 : Efficacité de blindage d'un disque de rayon 50 cm, d'épaisseur 1,6 mm et de conductivité électrique $2,03.10^7$ S/m [35].	40
Figure 12 : Problème équivalent d'une surface fermée avec une ouverture [36].	41
Figure 13 : Principe de mesure 4 points sur plaque conductrice [37].	46
Figure 14: Schéma de principe de la méthode du transformateur.	47
Figure 15: Schéma de principe d'un cadre SST.	47
Figure 16: Cadre « Single Sheet Tester ».	48
Figure 17: Résultats de la caractérisation basses fréquences du Nickel.	49
Figure 18: Schéma de principe pour la mesure de capacité.	49
Figure 19: Mesure de capacité à l'analyseur d'impédance.	50
Figure 20: Cavité résonante cylindrique. (a) Schéma. (b) Définition du facteur de qualité.	51
Figure 21: Mesure de matrice S en guide d'onde. (a) Schéma. (b) Photo d'un guide d'onde.	53
Figure 22: Mesure de matrice S en cellule coaxiale. (a) Schéma. (b) Photo d'une cellule coaxiale.	53
Figure 23: Changement de plan de référence des paramètres de répartition.	54
Figure 24: Sonde de mesure. (a) Guide d'onde ouvert [50]. (b) Ligne coaxiale ouverte [51].	56
Figure 25: Système de mesure en espace libre avec ondes focalisées [53].	57
Figure 26: Principe de mesure de SE en champ proche magnétique [55].	58
Figure 27: Mise en évidence du phénomène de palier.	59
Figure 28: Schéma du montage de mesure de SE en champ H proche.	60

Figure 29: Photo du banc de mesure de SE en champ H proche.....	60
Figure 30: Homogénéisation d'une plaque de polymère et grillage laiton (4 mm).	61
Figure 31: Homogénéisation d'une plaque de composite carbone (3 mm).....	61
Figure 32: Homogénéisation d'une plaque d'Aluarmé (1 mm).	62
Figure 33: Comparaison de l'atténuation en champ H proche pour des matériaux magnétiques.	63
Figure 34: Photo de la mesure de SE en champ H proche sur une plaque d'acier (2mm).	63
Figure 35: Homogénéisation d'une plaque d'acier (2mm)	64
Figure 36: Modèle MoM de plaque hétérogène conductrice et magnétique. (a) Géométrie. (b) Courants @30kHz.	65
Figure 37: Caractérisation d'une plaque composite en nid d'abeille conductrice et magnétique	65
Figure 38: Schéma de la structure interne d'une couche élémentaire de matériau composite à fibres.....	68
Figure 39: Modèles équivalents d'une couche élémentaire de matériau composite [64]. (a) Modèle homogène 1 couche. (b) Modèle homogène 3 couches. (c) Modèle hétérogène 3 couches.	70
Figure 40: Schéma renfort fibres. (a) Fibres tissées. (b) Fibres orientées.	70
Figure 41: Cellule TEM. (a) Schéma explicatif. (b) Exemple de cellule TEM.	76
Figure 42: Stripline. (a) Schéma explicatif. (b) Exemple de stripline.....	76
Figure 43: Répartition de champ électromagnétique. (a) Dans une cellule TEM [66]. (b) Dans une cellule coaxiale.....	77
Figure 44: Dimensions de la cellule TEM ouverte.....	78
Figure 45: Photo de la cellule TEM ouverte.	78
Figure 46: Dimensions de la stripline.....	79
Figure 47: Photo de la stripline	79
Figure 48: Mesure de Z et S_{11} de la stripline. (a) Impédance. (b) Coefficient de réflexion.	80
Figure 49: Schéma explicatif de la méthode de caractérisation.	80
Figure 50: Maillage de la cellule TEM ouverte.	82
Figure 51: Maillage de la stripline.	82
Figure 52: Paramètres S de la cellule TEM ouverte. (a) Module. (b) Phase.	83
Figure 53: Paramètres S de la stripline. (a) Module. (b) Phase.	84
Figure 54: Comparaison des paramètres S lorsqu'on insère un échantillon de verre.....	84
Figure 55: Tracé fréquentiel de ΔS_{21} . (a) Sans correction ΔS_{21} . (b) Avec correction $\Delta S'_{21}$...89	89
Figure 56: Comparaison des paramètres S lorsqu'on insère un échantillon de verre.....	90
Figure 57: Cellule TEM. (a) Sans échantillon. (b) Avec échantillon.....	91

Figure 58: Exemple de tracé de la fonction objectif.....	92
Figure 59: Échantillon d'époxy FR4.....	93
Figure 60 : Maquette de pack-batterie en aluminium. (a) Avec capot en acier. (b) Sans capot.	98
Figure 61 : Dimensions extérieures de la maquette [mm].....	98
Figure 62 : Dimensions intérieures de la maquette [mm].	99
Figure 63 : Capot composite CFRP pour pack simplifié.	100
Figure 64: Connexion du busbar aux connecteurs N.....	101
Figure 65: Maitrise d'une fente constante de 5 mm entre le capot et le boîtier.....	101
Figure 66: Schéma du système de mesure du champ électrique rayonné entre 10 kHz et 26 MHz.....	102
Figure 67: Photo de la mesure. (a) Instrumentation. (b) Boîtier aluminium et antenne fouet.	102
Figure 68: Comparaison des résultats simulés entre un capot polymère et aucun capot.	103
Figure 69: Géométrie du modèle avec fouet 10kHz – 26MHz.....	104
Figure 70: Maillage du modèle avec fouet 10kHz – 26MHz.	105
Figure 71: Calcul du facteur d'antenne du fouet par la simulation numérique.....	105
Figure 72: Comparaison mesure / simulation dans la configuration 90° & capot transparent.	106
Figure 73: Photo de la mesure de rayonnement d'un fil sur un plan de masse entre 10 kHz et 26 MHz.....	107
Figure 74: Comparaison entre une liaison verticale B et une liaison coudée A.....	108
Figure 75: Liaison table métallique et chambre. (a) Photo. (b) Modèle avec liaison coudée.	108
Figure 76: Comparaison mesure / simulation des émissions du fil sur plan de masse pour différentes liaisons entre la table et la chambre.....	109
Figure 77: Comparaison mesure / simulation dans la configuration 90° & capot transparent pour différentes liaisons entre la table et la chambre.....	110
Figure 78: Influence des capots sur le champ électrique rayonné dans la configuration 90°.	111
Figure 79: Influence des vis sur le champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot acier.	112
Figure 80: Influence de la liaison à la masse sur le champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot acier avec vis.	112
Figure 81: Schéma du setup de mesure du champ électrique rayonné entre 26 MHz et 300 MHz.	113
Figure 82: Photos de la mesure, pack orienté à 0°. (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.....	114
Figure 83: Mesure du champ électrique rayonné, pack orienté à 0°. (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.....	114

Figure 84: Mesure du champ électrique rayonné, pack orienté à 90°. (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.....	115
Figure 85: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot polymère. (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.....	116
Figure 86: Champ électrique rayonné avec le capot en acier avec et sans vis. (a) Orientation 90° & Polarisation horizontale. (b) Orientation 00° & Polarisation verticale.....	117
Figure 87: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot en acier sans vis. (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.....	118
Figure 88: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot en acier avec vis. (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.....	119
Figure 89: Exemple de variation du champ électrique rayonné en fonction de l'épaisseur de la fente.....	119
Figure 90: Largeur de recouvrement de la fente entre capot et boîtier.....	120
Figure 91: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot conducteur avec vis. (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.....	121
Figure 92: Photo d'un brasseur de modes.....	124
Figure 93: Schéma du setup de mesure d'efficacité de blindage en CRBM.....	126
Figure 94: Photos. (a) Mesure du champ sans boîtier E^0 . (b) Mesure de champ avec boîtier E^1	127
Figure 95: Définition de l'orientation et de la polarisation d'une onde plane.....	128
Figure 96: Spectre de 50 ondes planes illuminant un objet cubique.....	129
Figure 97: Modèle FDTD du pack aluminium illuminé par un spectre de 50 ondes planes.	130
Figure 98: Comparaison de l'atténuation de blindage en mesure et en simulation. (a) Position CO, modèle avec modules. (b) Position au CP, modèle sans modules.....	131
Figure 99: Nouveau modèle FDTD du pack aluminium illuminé par un spectre de 50 ondes planes.....	132
Figure 100: Comparaison de l'atténuation de blindage calculée pour 3 configurations de liaison électrique entre capot et boîtier.....	133
Figure 101: Comparaison de l'atténuation de blindage calculée pour un capot en acier et un capot en CFRP.....	134
Figure 102: Schéma du setup de mesure de la PTR. (a) Mesure $S_{21_{vide}}$ (antenne-antenne). (b) Mesure $S_{21_{pack}}$ (pack-antenne).....	135
Figure 103: Photo du setup de mesure de la PTR. (a) Mesure $S_{21_{vide}}$ (antenne-antenne). (b) Mesure $S_{21_{pack}}$ (pack-antenne).....	136
Figure 104: Modèle numérique en FDTD pour le calcul de la PTR.....	138
Figure 105: Comparaison entre la PTR mesurée en CRBM et calculée avec TEMSI-FD.....	138
Figure 106: Photo de la maquette véhicule. (a) Vue avant. (b) Vue arrière.....	142
Figure 107: Schéma de l'isolation du réseau haute tension (400 V).....	143
Figure 108: Configurations possibles pour un équipement à deux ports.....	143

Figure 109: Schéma de connexion de l'ARV au système pack-batterie et véhicule.	145
Figure 110: Photo des équipements victimes. (a) Antenne fouet. (b) Ligne monofilaire dans l'habitacle.....	146
Figure 111: Photo de la maquette de pack-batterie connectée à l'ARV par un port différentiel logique.....	146
Figure 112: Placement des tresses de masses.....	147
Figure 113: Influence du matériau du capot. (a) Scd31 - Antenne fouet. (b) Scd41 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.	147
Figure 114: Coefficients de réflexion de la source et des victimes.	148
Figure 115: Influence de la position des tresses de masse. (a) Scd31 - Antenne fouet. (b) Scd41 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.....	149
Figure 116: Influence de la présence des vis entre capot et boîtier. (a) Scd31 - Antenne fouet. (b) Scd41 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.....	149
Figure 117: Maillage de l'ensemble maquette véhicule et maquette pack-batterie. (a) Face avant. (b) Face arrière.....	150
Figure 118: Modélisation de la source. Port 1 & 2 – Busbar.....	150
Figure 119: Modélisation des équipements victimes. (a) Port 3 - Antenne fouet. (b) Port 4 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.	151
Figure 120: Comparaison entre mesure et simulation des coefficients de réflexion. (a) Sdd11 - Busbar. (b) Scd33 - Antenne fouet. (c) Scd44 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.....	152
Figure 121: Comparaison entre mesure et simulation du coefficient de transmission entre le busbar et la ligne monofilaire dans l'habitacle pour une configuration du pack sans capot. .	153
Figure 122: Comparaison entre mesure et simulation du coefficient de transmission entre le busbar et l'antenne fouet pour une configuration du pack sans capot.	153
Figure 123: Comparaison entre mesure et simulation du coefficient de transmission entre le busbar et l'antenne fouet pour une configuration du pack avec un capot en acier avec vis. .	154
Figure 124: Photo du pack-batterie de la Zoé. (a) Intérieur sans modules. (b) Boîtier du pack-batterie.	155
Figure 125: Géométrie simplifiée du pack-batterie. (a) Intérieur sans modules. (b) Boîtier du pack-batterie.....	156
Figure 126: Maillage du pack-batterie. (a) Intérieur sans modules. (b) Boîtier du pack-batterie.	156
Figure 127: Maillage du véhicule.....	157
Figure 128: Intégration du pack-batterie sur le véhicule. (a) Photo. (b) Maillage.....	157
Figure 129: Cartographie de champ magnétique pour un capot en acier. (a) Plan XZ. (b) Plan YZ.	159
Figure 130: Cartographie de champ magnétique pour un capot en CFRP. (a) Plan XZ. (b) Plan YZ.	159

Figure 131: Cartographie de champ magnétique pour un capot en polymère. (a) Plan XZ. (b) Plan YZ.....	159
Figure 132: Position des points de calcul du champ magnétique.	160
Figure 133: Exemple d'un spectre fréquentiel d'un courant fourni par une batterie de traction.	162
Figure 134: Comparaison entre le niveau de champ magnétique rayonné par la batterie à proximité des pieds du passager avant et le niveau de référence défini par l'ICNIRP 1998.	163
Figure 135: Exemple de feuille FINEMET [85].....	169
Figure 136: Exemple de ruban de Permalloy [87].	170
Figure 137: Exemple de composite à grillage métallique.	170

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1: Taille maximale d'un modèle pour une résolution « in-core »	31
Tableau 2: Résultats obtenus avec la méthode capacitive à 1 kHz.	50
Tableau 3: Détail des différentes fibres.....	66
Tableau 4: Modélisation de matériaux composites avec les outils logiciels disponibles.	71
Tableau 5: Bilan sur les méthodes de caractérisation présentées dans ce chapitre.....	72
Tableau 6: Détails de conception des modèles FDTD.....	83
Tableau 7: Modèles de permittivité relative complexe dans TEMSI-FD.	87
Tableau 8: Critères d'arrêt du code d'optimisation.	90
Tableau 9: Résultat de caractérisation de matériaux diélectriques connus.....	92
Tableau 10: Champ magnétique calculé à 10 kHz pour une source de tension de 1V appliquée au busbar.	161

DEFINITION DES ACRONYMES

ABS	Système Anti Bloquage
ESP.....	Electronic Stability Program
LDW	Lane Departure Warning
ACC.....	Adaptive Cruise Control
AEBS	Active Emergency Breacking System
SSPP	Système de Surveillance de la Pression des Pneumatiques
VSC	Véhicule Sans Clé
CEM.....	Compatibilité ElectroMagnétique
EMC.....	ElectroMagnetic Compatibility
VE	Véhicule Electrique
PEC	Perfect Electrique Conductor
TEM.....	Transverse Electromagnétique
MoM.....	Method of Moment
HPC.....	High Performance Computing
FMM	Fast Multipole Method
ACA	Adaptive Cross Approximation
FDTD	Finite Difference Time Domain
PML	Perfectly Matched Layers
EFIE	Electric Field Integral Equations
LFMF	Low Frequency Magnetic Field
SEP.....	Surface Equivalent Principle
UBF	Ultra Basses Fréquences
THF.....	Très Hautes Fréquences
FM	Modulation de Fréquences
VER.....	Volume Equivalent Représentatif
ACPD	Alternative Current Potentiel Drop
DCPD	Direct Current Potentiel Drop
SST	Single Sheet Tester
ARV	Analyseur de Réseau Vectoriel
NRW	Nicolson Ross Weir

TRL.....	Transmission, Réflexion, Ligne
SE.....	Shielding Effectiveness
CFRP.....	Carbon Fiber Reinforced Polymer
TEMSEI.....	Time ElectroMagnetic Simulator
CISPR.....	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
PP.....	Poly-Propylène
PE.....	Poly-Ethylène
PA.....	Poly-Amide
FEM.....	Finite Element Method
CRBM.....	Chambre Réverbérante à Brassage de Modes
PTR.....	Puissance Totale Rayonnée
LUF.....	Lowest Usable Frequency
SMC.....	Sheet Moulding Compound

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Apparue au début des années 1980, l'électronique embarquée fait aujourd'hui partie intégrante des véhicules automobiles. L'électronique a aujourd'hui la possibilité d'agir sur la direction, de contrôler le moteur, le système de freinage et bien d'autres actionneurs d'un véhicule afin d'assurer la sécurité et le confort des passagers et la sécurité des piétons. Parmi les systèmes d'aide à la conduite on peut citer l'ABS (Système Anti Blocage des roues), le contrôle de trajectoire ESP (Electro-Stabilisateur Programmé), le système d'avertissement de franchissement de ligne blanche LDW (Lane Departure Warning), l'ACC (Adaptive Cruise Control) permettant d'adapter sa vitesse au véhicule de devant grâce à un radar longue portée, l'AEBS (Active Emergency Breacking System) pour anticiper un choc piéton et freiner automatiquement le véhicule, les systèmes d'aide au stationnement et bien d'autres.

D'autre part, le nombre d'antennes est également en constante augmentation car le véhicule est de plus en plus connecté, que ce soit à nos smartphones (Bluetooth, Wifi), au réseau internet (2G, 3G & 4G) ou encore à d'autres véhicules. Certaines liaisons sans fil sont également spécifiques à l'automobile telles que le VSC (Véhicule Sans Clé) permettant de détecter la clé lorsque celle-ci est à une distance suffisamment proche du véhicule ou encore le SSPP (Système de Surveillance de la Pression des Pneumatiques) qui est un capteur envoyant ses données par une liaison sans fil. La Figure 1 présente le spectre électromagnétique non exhaustif que l'on rencontre dans un véhicule actuel.

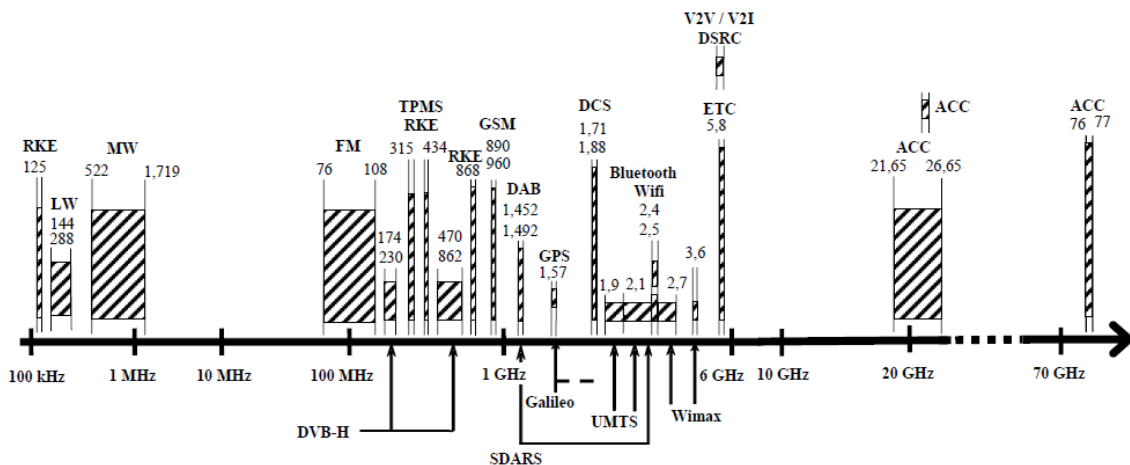


Figure 1 : Spectre électromagnétique de l'automobile actuelle [1].

Tous ces équipements réunis dans un seul et même véhicule augmentent fortement le risque de problèmes liés à la compatibilité électromagnétique (CEM). Étant donné la complexité actuelle d'un véhicule et le peu d'informations disponibles en phase amont de la conception de celui-ci, il est difficile d'anticiper les problèmes CEM qui peuvent survenir. Ce constat est d'autant plus vrai lorsque l'on introduit un équipement ou un matériau innovant dans le véhicule. Pour répondre à ces problématiques, les ingénieurs CEM ont à leur disposition des moyens de mesure que ce soit pour un composant électronique, un équipement ou encore un véhicule et des moyens de simulation électromagnétique. Les outils numériques sont largement utilisés chez les constructeurs automobiles comme Renault depuis le début des années 2000. Ils ont

aujourd'hui gagné en maturité que ce soit pour l'étude de la CEM ou des antennes. L'utilisation de la simulation électromagnétique en phase de conception reste néanmoins délicate étant donné le manque d'informations techniques sur la géométrie du véhicule, ses équipements et ses câblages.

À toutes ces contraintes s'ajoute aujourd'hui l'apparition du véhicule électrique (VE) qui amène aussi son lot de problèmes vis-à-vis de la CEM. La première voiture électrique avec batterie rechargeable est apparue en 1881 (conçue par les Anglais William Ayrton et John Perry). À cette époque, la technologie (en particulier celle des batteries) n'étant pas assez mature, les constructeurs automobiles n'y voyaient pas un grand avenir. Aujourd'hui, la maturité du véhicule électrique permet son industrialisation vers le grand public. L'Alliance Renault Nissan est très fortement impliquée dans le développement du véhicule électrique pour tous. De janvier à mai 2015, l'Alliance a vendu environ 31 600 véhicules électriques, soit une augmentation de près de 15 % par rapport à l'an dernier à la même époque. Elle vient également de passer le cap des 250 000 véhicules électriques vendus dans le monde depuis leur introduction sur le marché, ce qui représente l'intérêt croissant du public pour ces véhicules.

Les constructeurs automobiles sont aujourd'hui en mesure de proposer à leurs clients une gamme complète de véhicules électriques et compétitifs vis-à-vis des véhicules thermiques. En France, les immatriculations des véhicules électriques ne cessent d'augmenter (Figure 2). Au-delà de l'impact environnemental, le consommateur y voit maintenant un attrait financier (sous certaines conditions concernant le nombre de kilomètres effectués par jour) et un confort de conduite amélioré. L'augmentation du nombre d'infrastructures dédiées au véhicule électrique renforce également le développement de celui-ci.

	Janvier	Février	Mars	Avril	Mai	Jun	Juillet	Août	Sept	Oct	Nov	Déc	Total
2011	100	136	248	187	143	141	64	108	301	202	466	530	2 626
2012	311	406	483	395	564	112	594	960	514	763	330	231	5 663
2013	250	648	1 350	940	688	903	492	403	644	1 058	694	709	8 779
2014	409	411	709	821	902	1 050	743	366	1 514	1 076	911	1 643	10 555
2015	619	1 084	1 174	1 726	1 067								5 670

Figure 2 : Évolution des immatriculations de voitures électriques toutes marques confondues en France [2].

Les risques liés à l'ajout d'une chaîne de traction électrique (Figure 3) sont principalement dus aux perturbations générées par le convertisseur de puissance (onduleur). Ces perturbations sont en grande partie basses fréquences, si les perturbations conduites peuvent être filtrées il n'en est pas de même pour les émissions rayonnées, en effet, il est difficile de bloquer le champ magnétique en basses fréquences. De plus, les puissances mises en jeu sur le réseau haute tension (400 V) sont nettement plus importantes que celles des équipements électroniques cités dans les paragraphes précédents (14 V). Au-delà du contexte de la CEM, les fréquences et les courants mis en jeu avec le VE imposent de contrôler les recommandations pour la santé qui limitent les niveaux de champs électriques et magnétiques dans le véhicule [3], [4].

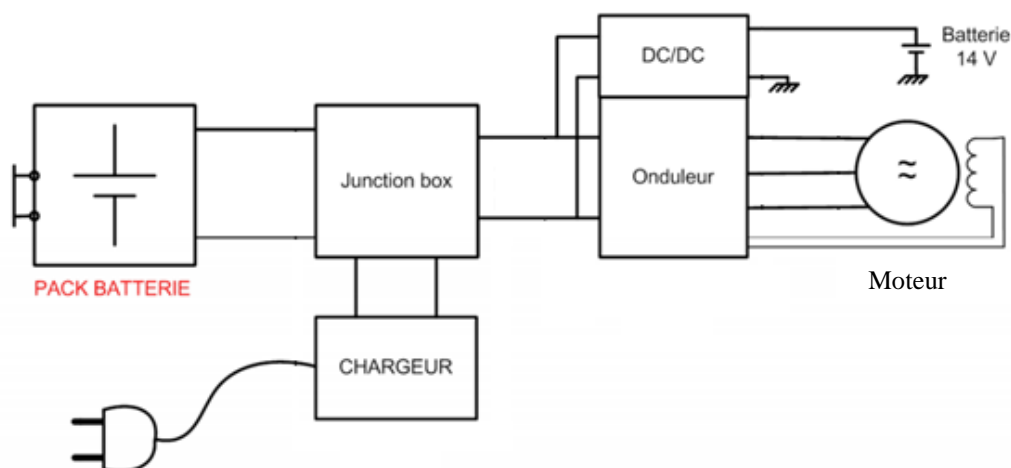


Figure 3 : Chaîne de traction d'un véhicule 100% électrique.

La Figure 3 représente la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Le pack-batterie fournit la puissance grâce à la « Junction box » ce boîtier de connexion contient un contacteur, un fusible, une mesure de courant et un système de déconnexion manuel de la batterie. Ce boîtier de connexion est relié d'une part au chargeur permettant de recharger la batterie et d'autre part à l'onduleur. L'onduleur transforme la tension continue (400 V) en tension alternative permettant de faire fonctionner la machine électrique (moteur). Un convertisseur DC/DC est également présent pour transformer la tension de la batterie de traction (400 V) en tension pour la batterie classique (14 V).

Les premières études CEM menées sur véhicule électrique datent de l'année 1996. Elles portent principalement sur les difficultés d'appliquer les méthodes de mesure CEM existantes sur véhicule thermique aux véhicules électriques [5] et sur l'étude des perturbations générées par la chaîne de traction électrique [6]-[9].

À l'heure actuelle de nombreuses précautions sont prises pour limiter au maximum les problèmes CEM sur VE. Parmi ces précautions, il est important de calibrer les filtres CEM pour chaîne de traction électrique [10] qui permettent de contenir les perturbations conduites au boîtier contenant l'électronique de puissance. On retrouve également beaucoup de travaux concernant les blindages des câbles de haute tension [11] et leur connexion aux différents boîtiers blindés [12]. L'étude de l'efficacité de blindage de ces boîtiers est également une préoccupation majeure, et ce, bien avant l'arrivée du VE. Toutefois, ce dernier est à l'origine d'une contrainte basse fréquence et fort courant générant un champ magnétique important et nécessitant d'être atténué [13], [14].

Parmi les autres travaux menés sur la CEM d'un véhicule électrique, on retrouve des études faites en dynamique [15]. En effet, lorsque le véhicule est en fonctionnement, certains paramètres comme l'impédance des enroulements du moteur varient et cela influence les émissions électromagnétiques du VE. Certains travaux portent sur la caractérisation des réseaux hautes tensions [16], ce type de mesure permet, entre autres, d'utiliser l'impédance obtenue pour des calculs circuits ou des études 3D. Ces études ont notamment montré que sur la chaîne de traction électrique les courants de mode commun constituent la plus grande source de bruit et qu'il est important de comprendre et maîtriser leur cheminement afin de réduire les émissions

électromagnétiques. Plusieurs travaux [17], [18] ont permis de comprendre et de modéliser les perturbations conduites de mode commun et de mode différentiel.

En matière d'innovation plus récente, les constructeurs automobiles, les équipementiers ainsi que les laboratoires de recherche se penchent aujourd'hui sur la problématique de charge sans contact. Il s'agit d'une technologie que l'on sait fonctionnelle [19] mais qui nécessite une grande attention du point de vue de la CEM [20] et des normes santé. En effet, elle est également source de rayonnement en champ magnétique basses fréquences.

Le manque d'autonomie est le principal défaut des véhicules 100% électrique. Pour pallier ce manque, l'une des solutions est de réduire la masse du véhicule pour pouvoir soit gagner sur la consommation avec un véhicule plus léger soit remplacer cette masse par de la masse utile (augmentation de la capacité de la batterie). La plupart des solutions pour réduire la masse d'un véhicule impliquent une modification de la géométrie des pièces ou encore des matériaux utilisés. De tels changements ont des conséquences potentiellement importantes sur la CEM du véhicule. Dans le cas du VE, une part importante de la masse est due aux blindages (parfois surdimensionnés) des éléments de puissance pour limiter le risque de problème CEM. Ainsi considérons l'exemple de la Renault Zoé, la masse de sa batterie, qui est l'équipement central du véhicule (Figure 4), est d'environ 280 kg dont 80 kg uniquement pour le blindage de celle-ci.

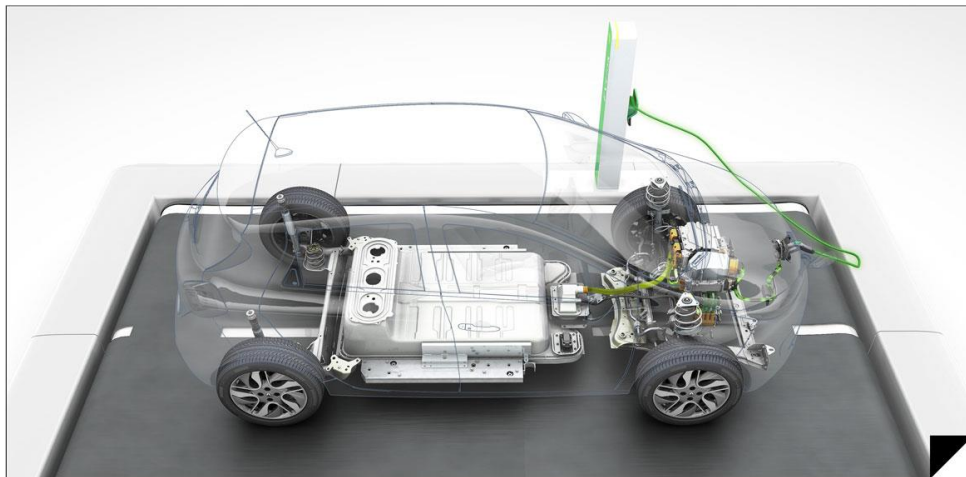


Figure 4 : Position des éléments de la chaîne de traction électrique dans le véhicule Renault Zoé.

Les travaux de cette thèse sont axés sur la caractérisation électromagnétique de matériaux et sur l'étude des émissions électromagnétiques des packs batteries pour véhicules électriques ou hybrides. Cette étude se positionne dans une optique d'allègement du blindage du pack-batterie qui constitue la pièce que l'on considère comme la plus susceptible d'être allégée. Il est donc envisageable d'employer des matériaux plus légers pour le blindage du pack-batterie sans pour autant augmenter de manière trop importante le rayonnement de celui-ci. Dans un contexte où il est demandé aux ingénieurs de produire plus rapidement des véhicules dont l'architecture est plus complexe, la simulation numérique devient partie intégrante du cycle de conception d'un véhicule. Cette approche par simulation sera conservée dans cette thèse dont l'objectif est de partir d'un matériau inconnu, le caractériser (σ , ϵ_r , μ_r) et être capable de prédire l'influence du changement de matériau sur le comportement électromagnétique du pack-batterie ou du véhicule.

Afin de répondre le plus clairement possible à la problématique, ce document sera scindé en deux grandes parties. La première partie présente les outils numériques utilisés dans ces travaux de thèse. Elle traite également de la caractérisation électromagnétique de matériaux. La deuxième partie de ce manuscrit présente l'étude du rayonnement électromagnétique d'un pack-batterie simplifié ainsi que l'étude d'un cas réel. Ces deux parties constituent un total de six chapitres.

Le premier chapitre présente les outils numériques utilisés au cours de ces travaux de thèses. Les différents types de codes numériques utilisés sont présentés avec leurs avantages et inconvénients. Nous aborderons également les difficultés apportées par le véhicule électrique et la problématique d'allègement du pack-batterie en simulation numérique. Ces difficultés combinent les instabilités des solveurs fréquentiels en basses fréquences ainsi que la modélisation de matériaux qui ne sont pas parfaitement conducteurs.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons un état de l'art des méthodes existantes pour la caractérisation électromagnétique de matériaux. Ce chapitre permettra de préciser les contraintes de l'étude et ainsi, de choisir les méthodes les plus adaptées au contexte de la thèse. Dans ce chapitre, plusieurs méthodes sont directement testées en plus d'être présentées.

Dans le troisième chapitre, nous développerons une méthode conçue durant cette thèse pour la caractérisation de matériaux diélectriques. C'est une méthode de mesure de permittivité complexe grâce à l'utilisation d'une cellule TEM ou d'une stripline ouverte entre un kilohertz et un gigahertz. Cette méthode utilise une mesure de paramètres de répartition et la simulation numérique 3D permettant d'extraire la permittivité complexe du matériau à caractériser.

Dans le quatrième chapitre, qui est le début de la deuxième grande partie, nous introduirons une maquette de pack-batterie permettant d'étudier plus facilement le rayonnement électromagnétique d'un boîtier de pack-batterie. Dans ce chapitre, la maquette de pack-batterie est étudiée en espace libre. Des mesures en chambre semi-anéchoïque sont effectuées afin de comparer le rayonnement de la maquette sous plusieurs configurations. Un modèle numérique de la maquette est construit pour montrer qu'il est possible de prédire le rayonnement électromagnétique d'un pack-batterie lorsqu'on change le capot de celui-ci.

Dans le cinquième chapitre, l'objectif est d'étudier la maquette de pack-batterie en milieu réverbérant. Des mesures d'efficacité de blindage et de puissance totale rayonnée sont effectuées. Nous montrerons également comment reproduire les caractéristiques du champ électromagnétique généré dans une chambre réverbérante dans une simulation numérique.

Dans le sixième et dernier chapitre nous analyserons le système composé du pack-batterie et du véhicule. Ce système est étudié en mesure et en simulation grâce à une maquette de véhicule à la même échelle que la maquette du pack-batterie. Ainsi, nous analyserons les couplages qui peuvent avoir lieu entre le pack-batterie (source de perturbation) et des équipements (victimes) situés à l'intérieur du véhicule. Ce chapitre se termine avec la simulation numérique du champ magnétique rayonné en basses fréquences par une batterie de traction réelle intégrée à son véhicule.

PARTIE I

CHAPITRE 1 :

PRESENTATION DES OUTILS DE SIMULATION NUMERIQUE

L'étude du véhicule électrique et plus particulièrement du pack-batterie que nous proposons d'analyser pose des problèmes particuliers de modélisation. Il s'agit d'une part de pouvoir prendre en compte des matériaux avec leurs propriétés spécifiques et d'autre part de réaliser des études basse fréquence. Dans ce cadre, ce chapitre se propose d'étudier les potentiels des différents logiciels utilisés tout au long de ces travaux de thèse en présentant succinctement les équations résolues ainsi que le principe de la méthode utilisée pour chacun d'entre eux. Les différents modèles permettant de répondre à la problématique sont ensuite présentés avant de conclure sur la pertinence des approches retenues pour les différentes analyses menées.

1.1 PRESENTATION DES LOGICIELS UTILISES

Afin de réaliser les analyses théoriques, deux types d'approches mises en œuvre dans des logiciels commerciaux ou universitaires vont être utilisées :

- La méthode des moments qui est une approche fréquentielle à travers les logiciels EMC Studio et FEKO
- Les différences finies dans le domaine temporel (FDTD) à travers le logiciel TEMSI-FD développé dans le département OSA de l'Institut Xlim.

1.1.1 Résolution fréquentielle d'équations intégrales par la méthode des moments

Le principe de fonctionnement de cette méthode numérique repose sur deux étapes successives : les courants sont calculés sur les surfaces métalliques et les structures filaires puis le champ électromagnétique est évalué à partir de ces courants. Les champs électrique et magnétique sont décomposés en deux composantes : le champ incident qui provient des sources rayonnées et le champ diffracté qui est généré par le rayonnement des courants induits sur les surfaces métalliques.

La relation entre la densité de courant \vec{J} induite sur une surface S , qui est l'inconnue du problème, et les termes de source est exprimée à l'aide d'une équation intégrale de frontière qui peut être résolue par la méthode des moments (MoM). La formulation de cette équation intégrale peut se faire avec l'EFIE (Electric Field Integral Equation), la MFIE (Magnetic Field Integral Equation) ou la CFIE (Combined Field Integral Equation) qui est une combinaison des deux équations précédente. L'EFIE permet le calcul des courants induits, que ce soit sur

une surface métallique ou sur une structure filaire. La CFIE est utilisée pour le calcul des courants électriques et magnétiques équivalents sur une surface diélectrique fermée.

La méthode des moments est une procédure numérique permettant de transformer un système d'équations intégrales en un système d'équations linéaires. La solution est exprimée comme une somme finie d'une série de fonctions connues (appelées fonctions de base) pondérées par des coefficients inconnus. Puis est appliquée une procédure de minimisation de l'erreur résiduelle relativement à un ensemble de fonctions tests. Le système matriciel résultant est finalement résolu par rapport aux coefficients inconnus de la solution.

Considérons une surface S (Figure 5) sur laquelle circule un courant surfacique $\vec{J}(r')$, le champ électrique rayonné $\vec{E}_{ray}(r)$ est exprimé au point d'observation \vec{r} par l'équation (Eq. 1) et le champ magnétique rayonné $\vec{H}_{ray}(r)$ par l'équation (Eq. 2). Le vecteur \vec{r} est un point courant sur la surface S . Cette formulation introduit la fonction de Green en espace libre (Eq. 4). Pour plus de détails, le lecteur peut se référer à la référence : « Time Harmonic Electromagnetic Field » [21].

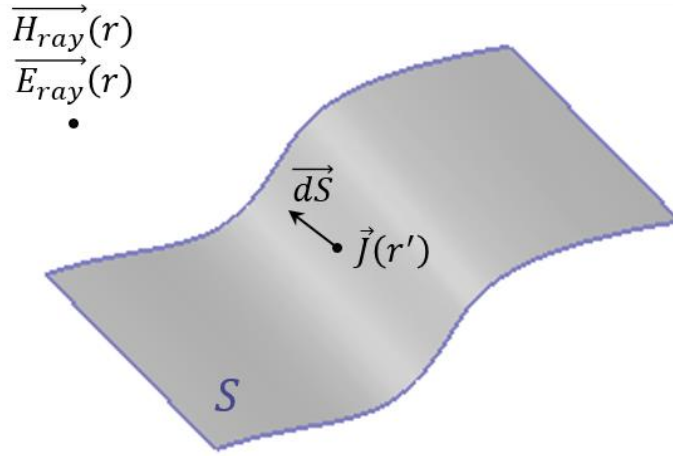


Figure 5 : Calcul du champ rayonné.

$$\vec{E}_{ray}(r) = -\frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \left(k^2 \iint_S (\vec{J}(r') \cdot G(\vec{r}, \vec{r}')) dS + \vec{\nabla} \left(\vec{\nabla} \cdot \iint_S (\vec{J}(r') \cdot G(\vec{r}, \vec{r}')) dS \right) \right) \quad (\text{Eq. 1})$$

$$\vec{H}_{ray}(r) = \frac{1}{4\pi} \iint_S (\vec{J}(r') \cdot G(\vec{r}, \vec{r}')) dS \quad (\text{Eq. 2})$$

Avec :

$$k = \sqrt{\epsilon\mu\omega^2} \quad (\text{Eq. 3})$$

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \quad (\text{Eq. 4})$$

Les logiciels utilisés au cours de cette thèse sont le logiciel Feko commercialisé par la société Altair Engineering et le logiciel EMC Studio commercialisé par la société EMCoS. Ils sont classiquement utilisés pour résoudre des problématiques d'antennes, de CEM, de diaphonie entre câbles, de modélisation de cartes électroniques et de gestion de réseaux complexes de câblages comme rencontrés dans l'automobile. Les sorties disponibles sont nombreuses, il est ainsi possible de calculer les courants surfaciques sur les surfaces métalliques, les courants linéiques circulant dans les structures filaires, les valeurs de champ proche ou de champ lointain en tout point de l'espace et les paramètres de répartition (paramètres S) entre plusieurs ports.

Pour résoudre les problèmes au moyen de ces logiciels, Renault dispose de moyens de calcul importants qui permettent d'utiliser des versions parallélisées sur des serveurs de calculs appelés HPC (High Performance Computing). La machine que l'on utilisera possède 32 cœurs de calcul et de 248 Go de mémoire vive, elle permet de traiter un modèle de véhicule complet équipé de son toron de câbles. Le Tableau 2 présente la taille maximum des modèles capables d'être résolus avec cette machine. Ces grandeurs sont définies pour un calcul « in-core », c'est-à-dire, pour un calcul qui utilise uniquement la mémoire vive (mémoire à accès rapide). Des modèles de taille plus importante peuvent être résolus mais le calcul passe alors en « out-of-core », c'est-à-dire que la machine fait appel à de la mémoire à accès plus long ce qui augmente grandement le temps de calcul.

Tableau 1: Taille maximale d'un modèle pour une résolution « in-core ».

PRECISION	NOMBRE DE TRIANGLES	NOMBRE D'INCONNUES
Simple	120 000	240 000
Double	85 000	170 000

Les méthodes intégrales produisent des matrices denses ce qui implique une augmentation rapide du besoin en mémoire lorsque le nombre d'inconnues N augmente. En effet, le besoin en mémoire augmente comme le carré du nombre d'inconnues et le coût de calcul augmente comme le cube du nombre d'inconnues. En effet, une résolution classique de système matriciel est de complexité $O(N^3)$ pour une résolution du type LU, toutefois, des techniques récentes permettent d'accélérer les calculs (méthode FMM, ACA, ..).

Ce type de méthode numérique n'est pas ou peu adapté pour des problèmes à géométries complexes notamment lorsque les matériaux ne sont pas conducteurs. De même, la gestion des matériaux hétérogènes et/ou anisotropes est complexe de par la formulation du problème notamment lorsque des pièces métalliques sont volumiques (non approchable par des surfaces minces équivalentes). Toutefois, seules les frontières du modèle sont discrétisées en méthode des moments, il est donc possible de traiter plus aisément des problèmes de rayonnement sur des objets électriquement grands qui deviendraient très lourds avec des méthodes volumiques comme la FDTD (Finite Difference Time Domain) ou la FEM (Finite Element Method). Cette formulation intégrale peut être résolue de manière fréquentielle, c'est-à-dire qu'il est nécessaire de réaliser une inversion matricielle pour chacune des fréquences d'intérêt. Selon les cas, le temps de calcul peut donc devenir très grand.

1.1.2 Résolution temporelle des équations de Maxwell par différences finies

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) repose sur la résolution des équations locales aux dérivées partielles de Maxwell directement dans le domaine temporel par incrémentation sur le temps. Ainsi, en tout point de l'espace, le système de Maxwell s'écrit :

$$\operatorname{div}(\vec{E}) = \frac{\rho_{tot}}{\epsilon_0} \quad (\text{Eq. 5})$$

$$\operatorname{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{Eq. 6})$$

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Eq. 7})$$

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{B}) = \mu_0 \overrightarrow{J_{tot}} + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{Eq. 8})$$

Ces équations aux dérivées partielles sont discrétisées au sens des différences finies centrées. Pour réaliser cette discrétisation, l'espace de calcul est découpé en cellules parallélépipédiques formant un maillage généralement uniforme de l'espace tridimensionnel. Un des intérêts est d'aboutir à un maillage structuré permettant de repérer chaque cellule et ses voisines par trois indices (chacun correspondant à une direction) et ainsi de limiter les stockages d'informations en mémoire. La position des points de discrétisation des équations dans chaque cellule est choisie selon le schéma de Yee [22] qui est aujourd'hui la référence dans le monde de la FDTD (Figure 6).

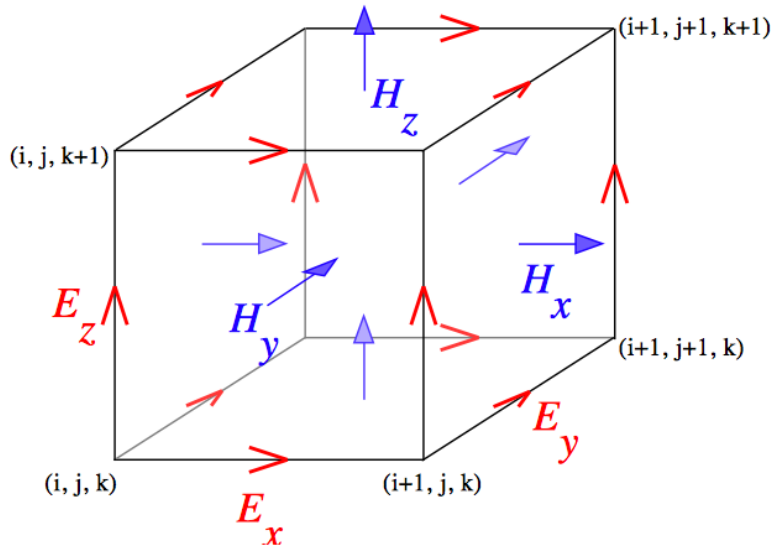


Figure 6 : Discrétisation FDTD selon le schéma de Yee.

Ainsi, le champ électrique est calculé au milieu des arêtes de la cellule élémentaire aux instants $t=n\Delta t$ et le champ magnétique est calculé aux centres des faces de la cellule élémentaire aux instants $t=(n+1/2)\Delta t$. Ces choix permettent d'éviter la résolution de systèmes linéaires et ainsi

de calculer à chaque instant les trois équations en champ électrique puis celles en champ magnétique. La résolution sur le temps simulé est ainsi réalisée de manière itérative ce qui impose la définition d'un critère de stabilité qui se traduit par une relation entre les pas spatiaux et temporels. Cette relation est définie dans le paragraphe 1.2.

Ce formalisme impose donc de mailler l'espace de calcul entier et non plus seulement les structures et, de ce fait, nécessite l'application de conditions aux frontières de cet espace. Ces conditions peuvent être de deux types :

- Des conditions absorbantes comme les Perfectly Matched Layers (PML) initialement introduites par J.P. Berenger [23]. Ces couches sont constituées d'une succession de milieux absorbants électrique et magnétique permettant d'éviter les réflexions du champ électromagnétique aux frontières, ainsi tout se passe comme si les ondes se propageaient en espace libre.
- Des conditions de mur électrique ou magnétique. Le choix des murs électriques permet de traiter le cas de cavités métalliques fermées.

Le logiciel utilisé dans cette thèse est TEMSI-FD [24] (Time ElectroMagnetic Simulator – Finite Difference), développé dans le département OSA de l'institut XLIM. L'écriture de ce logiciel a débuté en 2001. Il ne cesse d'être amélioré par l'ajout de nouvelles fonctionnalités, de modèles ou de formalismes. Certains développements présentent un aspect innovant comme une proposition de méthode d'accélération de la FDTD en basses fréquences [25] ou l'implémentation du formalisme des fils obliques et des jonctions multifils par la méthode de Holland [26], [27] permettant une meilleure modélisation des structures filaires.

L'institut XLIM dispose de moyen de calcul important pour le logiciel TEMSI-FD, ce serveur de calcul s'appelle CALI2. La machine utilisée dans cette thèse est composée de 29 nœuds, chacun comportant 2 processeurs Intel Xeon E5-2650 v2 soit 16 cœurs de calcul et de 128 Go de mémoire vive par nœud. Ce type de machine est capable de résoudre un modèle contenant un milliard de cellules sur un seul nœud.

L'approche FDTD permet, en un seul calcul temporel et par l'utilisation de transformées de Fourier, d'obtenir un résultat fréquentiel très large bande. Pour cela, il est nécessaire d'ajuster la forme d'onde d'excitation de la source afin de couvrir la bande de fréquence utile. Le champ électromagnétique est évalué en tout point et en chaque instant ce qui permet de réaliser des animations temporelles et, de ce fait, de mieux comprendre les phénomènes physiques. Une autre force de ce type de code est la facilité d'introduction de modèles de matériaux. En effet, on peut simplement affecter un matériau, à une ou plusieurs cellules élémentaires, seule la gestion des interfaces reste complexe mais elle est transparente pour l'utilisateur.

La demande en mémoire est cependant conséquente car tout l'espace de calcul est discrétisé, en effet, il y a 6 inconnues par cellule ce qui implique un besoin en mémoire de 24 octets par cellule. Ceci est d'autant plus vrai lorsqu'on cherche à estimer le champ électromagnétique à une distance grande devant la plus courte longueur d'onde simulée, ou grande devant la plus petite taille caractéristique de la géométrie du modèle. Le maillage en marche d'escalier pose également des soucis pour les structures ou la finesse de la géométrie est bien plus petite que la longueur d'onde à étudier.

1.2 CONTRAINTES DE MAILLAGE LIEES AUX DIFFERENTES APPROCHES

Un boîtier de blindage comme un boîtier de pack-batterie est un espace aux parois généralement conductrices présentant différents types d'ouvertures telles que des ouvertures circulaires (aérations) ou des fentes (assemblage de deux pièces fabriquées séparément). Les règles de base de modélisation des objets de type « boîtier conducteur » sont proposées dans cette partie.

1.2.1 Matériaux conducteurs et résonances de boîtier

La géométrie de ce type de système est généralement source de phénomènes résonants, que ce soit des résonances de cavités, de fentes ou d'ouvertures. Afin d'estimer correctement le niveau de ces résonances, il est important de prendre en compte les pertes sur les parois du boîtier. Pour d'illustrer ce propos nous disposons d'un modèle de boîtier (Figure 7) avec une ouverture carrée illuminée par une onde plane, le champ à l'intérieur du boîtier est calculé entre 200 et 500 MHz lorsque les parois sont modélisées en conducteur électriquement parfait ou en matériau de conductivité finie égale à $5 \cdot 10^6$ S/m.

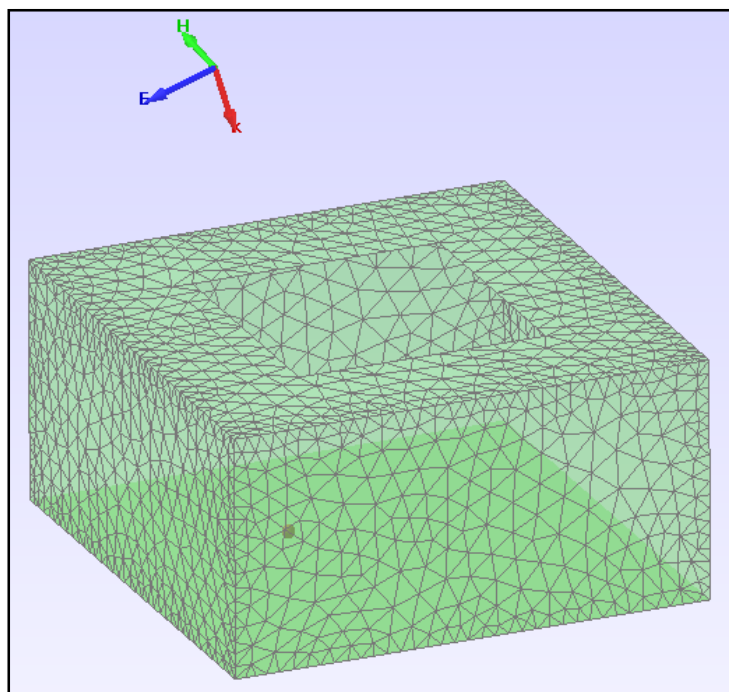


Figure 7 : Modèle de boîtier simple.

Les résultats présentés en Figure 8 sont calculés avec EMC Studio, ils correspondent au tracé du module du champ électrique dans la cavité, ils montrent que les niveaux de champ calculés aux résonances sont surestimés avec un matériau parfaitement conducteur, les écarts pouvant aller jusqu'à 10dB. À l'inverse, les valeurs des fréquences de résonances qui sont liées à la géométrie du boîtier ne changent pas.

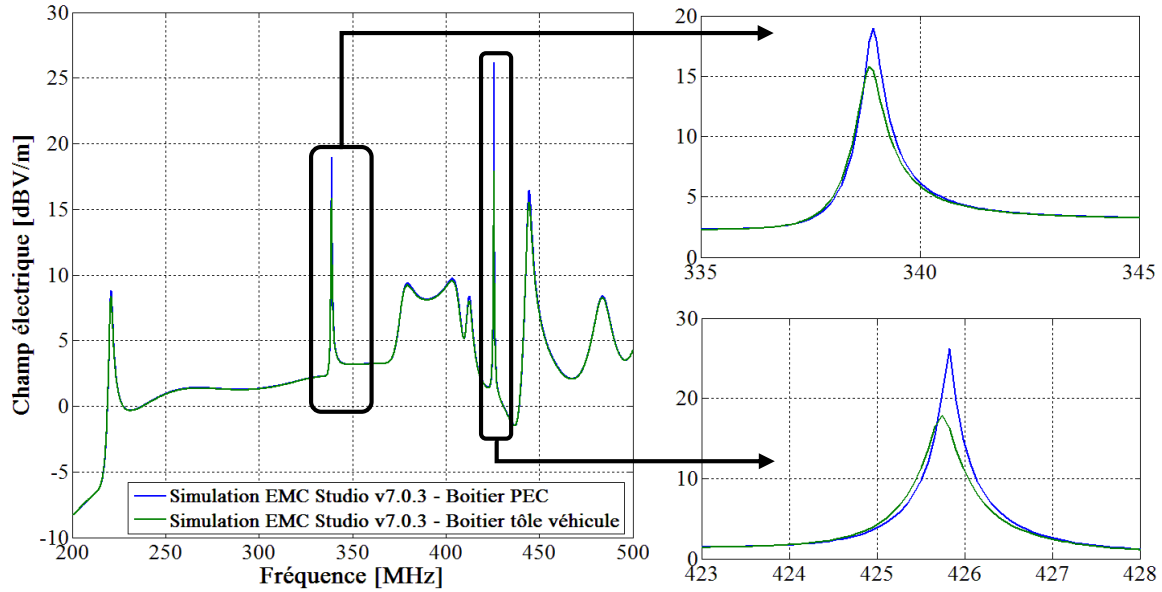


Figure 8 : Comparaison modèle de parois conductrice pour boîtier.

En méthode des moments, les parois de conductivité finie sont modélisées par une impédance de surface prenant en compte l'effet de peau dans le matériau (Eq. 9). Cette impédance est calculée à partir des propriétés du matériau et de son épaisseur d .

$$Z_s = \frac{k}{2\sigma \tan\left(\frac{kd}{2}\right)} \quad (\text{Eq. 9})$$

Avec :

$$k = \frac{1 - i}{\delta} \quad (\text{Eq. 10})$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (\text{Eq. 11})$$

Dans la méthode FDTD, les surfaces conductrices minces (épaisseur de la plaque e inférieure à la taille de la maille) peuvent être modélisées avec le modèle de Bérenger [28]. Le champ électrique tangent à la plaque est calculé en considérant un milieu défini par des propriétés électromagnétiques équivalentes obtenues à partir des propriétés de la plaque, de son épaisseur et de la taille de la maille. La validité fréquentielle de ce modèle est limitée car l'épaisseur de la plaque conductrice à modéliser doit être inférieure à l'épaisseur de peau. Dans le cas où ce modèle n'est pas utilisable, il est possible de considérer un modèle d'impédance de surface Z_s et de transfert Z_t . Ces impédances établissent une relation entre le courant de surface sur la surface externe d'une plaque et le champ électrique du même côté (Z_s) ou le champ électrique de l'autre face (Z_t). L'impédance de transfert caractérise l'efficacité de blindage d'une plaque conductrice.

1.2.2 Règles basiques de maillage

En méthode des moments, la qualité du maillage est cruciale, pour garantir l'exactitude des résultats, il est nécessaire de s'assurer que la dimension maximale des mailles respecte la condition (Eq. 12). Cette condition permet une bonne approximation des courants surfaciques tout en conservant un temps de calcul minimum.

$$L_{TRIANGLE_{MAX}} \leq \frac{\lambda_{MIN}}{10} \quad (\text{Eq. 12})$$

Afin de garantir une bonne précision des résultats et lorsque cela est possible, le critère choisi sera :

$$L_{TRIANGLE_{MAX}} \leq \frac{\lambda_{MIN}}{20} \quad (\text{Eq. 13})$$

La modélisation d'un boîtier nécessite de respecter quelques autres règles de maillage très simples. La première concerne les coins et les arêtes du boîtier, il est conseillé de raffiner le maillage dans ces zones-ci. De même, lorsqu'un câble ou un point de calcul de champ est situé proche d'une paroi il faut raffiner le maillage localement pour que la taille des triangles soit du même ordre de grandeur que la distance câble-paroi ou point-paroi. La deuxième règle concerne le maillage des fentes présentes dans le modèle. La taille des mailles autour de ces fentes doit être du même ordre de grandeur que l'épaisseur de la fente, la Figure 9 illustre ce propos.

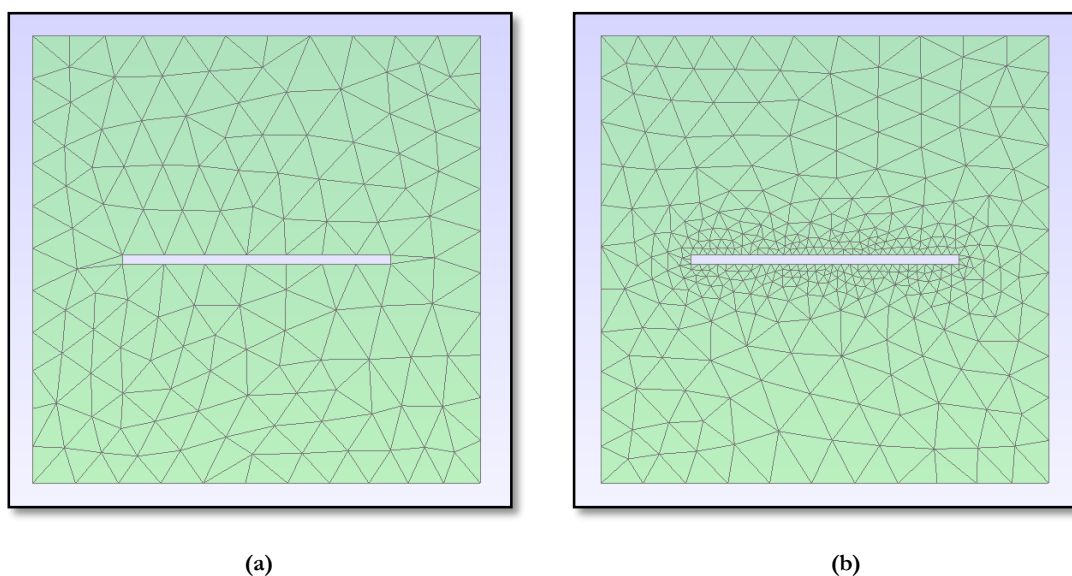


Figure 9: Maillage de fente. (a) Maillage incorrect. (b) Maillage correct.

Les règles de maillage avec la méthode FDTD ne sont pas aussi sévères, notamment lors de la modélisation des fentes. En effet, ces dernières sont représentées par un modèle équivalent, leur largeur n'est pas maillée. Deux critères sont à respecter : le critère d'échantillonnage spatial (Eq. 14) et temporel (Eq. 15) ce dernier permettant au calcul de rester numériquement stable. Pour plus de précision sur ces critères de stabilité, le lecteur peut se référer à la thèse de Francis Denanot [29].

$$\Delta(x, y, z) \leq \frac{\lambda_{min}}{10} \quad (\text{Eq. 14})$$

$$\Delta t = cdt_{max} \times \Delta t_{max} = cdt_{max} \times \frac{1}{c\sqrt{1/\Delta x^2 + 1/\Delta y^2 + 1/\Delta z^2}} \quad (\text{Eq. 15})$$

Avec

$$0 < cdt_{max} \leq 1 \text{ généralement } cdt_{max} = 0.97$$

1.3 MODELES SPECIFIQUES POUR L'ETUDE

La chaîne de traction d'un véhicule électrique impose des contraintes différentes d'un véhicule thermique en simulation numérique. Ces contraintes sont les suivantes :

- Découpage de la tension :
 - Les harmoniques de redressement liées à la loi de commande du convertisseur, couvrent les premières décades, du continu à quelques kHz
 - Les harmoniques de commutation, liées à la structure physique du convertisseur et à la loi de commande, elles s'étendent généralement entre 10 kHz et 10 MHz
 - Les transitoires de commutation, dus aux éléments parasites des interrupteurs occupent un spectre allant de 1 MHz jusqu'à 100 MHz voire plus
- Circulation de courants importants sur des busbars impliquant un rayonnement de champ magnétique en basses fréquences

Ces conditions sont difficilement modélisables avec la méthode des moments classique telle que présentée dans le paragraphe 1.1.1. Dans ce chapitre sont présentées les solutions existantes pour répondre à ces problématiques.

1.3.1 Traitement des problèmes basse fréquence

Le « Low Frequency Breakdown » est un problème de divergence de la solution de l'EFIE (Electric Field Integral Equation) lorsque les fréquences de calcul deviennent très faibles [30]. En effet, lorsque l'équation intégrale sur le champ électrique est développée en terme de potentiel vecteur \vec{A} (Eq. 16) on remarque un problème de stabilité quand $\omega \rightarrow 0$.

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \frac{j}{\omega\mu\epsilon}\vec{\nabla}(\vec{\nabla}\cdot\vec{A}) \quad (\text{Eq. 16})$$

Le premier terme de E est proportionnel à ω alors que le second terme est inversement proportionnel à ω . De ce fait, plus la fréquence de calcul est basse plus le second terme devient prépondérant par rapport au premier, de ce fait, l'information apportée par le potentiel vecteur \vec{A} est perdue. Ainsi, aux basses fréquences (habituellement $f < 1$ kHz) la matrice n'est pas bien conditionnée et la solution de l'EFIE diverge.

La solution qui est aujourd'hui largement utilisée pour résoudre ce problème est de décomposer les courants surfaciques en une contribution dite rotationnelle et une contribution dite irrotationnelle (Eq. 17) (Eq. 18). Pour ce faire, les fonctions de base de la méthode des moments sont soumises à une décomposition « Loop-star » et « Loop-tree » [31].

$$\vec{J} = \vec{J}_S + \vec{J}_I \quad (\text{Eq. 17})$$

$$\begin{cases} \text{div}(\vec{J}_S) = 0 \\ \text{rot}(\vec{J}_I) = \vec{0} \end{cases} \quad (\text{Eq. 18})$$

La Figure 10 présente un exemple [32] illustrant la mise en pratique de cette stabilisation basse fréquence. Une sphère parfaitement conductrice d'un mètre de rayon est illuminée par une onde plane entre 0,01 Hz et 100 MHz.

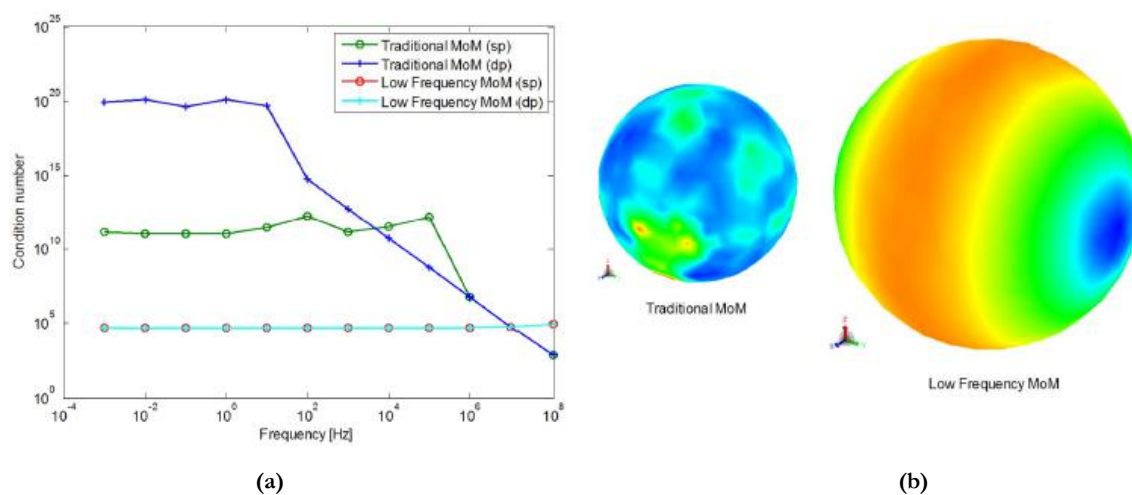


Figure 10 : Comparaison entre la MoM classique et la stabilisation basse fréquence pour la MoM [32].
(a) Conditionnement de la matrice. (b) Courants surfaciques.

Le conditionnement de la matrice à inverser en fonction de la fréquence est tracé sur la Figure 10 (a). En analyse numérique, le conditionnement mesure la dépendance de la solution d'un problème numérique par rapport aux données du problème, ceci afin de contrôler la validité d'une solution calculée à partir de ces données. Plus ce nombre est faible, meilleure est la solution. Avec la méthode des moments classique, ce conditionnement prend de très grandes valeurs aux basses fréquences. Avec la méthode de stabilisation décrite dans ce paragraphe, le conditionnement de la matrice reste correct à ces basses fréquences. Au-delà d'une certaine fréquence, dépendante du maillage et du problème, il est recommandé de travailler avec la méthode des moments classique car le conditionnement devient meilleur qu'avec le formalisme décrit dans ce paragraphe.

La FDTD classique peut être inadéquate dans le traitement de problèmes basses fréquences lorsque le ratio longueur d'onde sur pas de grille est supérieur à 1000. Dans ce cas, il serait nécessaire de réaliser des calculs sur des temps longs pour évaluer les transformées de Fourier, ce calcul demanderait un grand nombre d'itérations et donc un temps de simulation important. Afin de pallier ce problème, une solution consiste à remplacer le milieu environnant par un milieu de permittivité forte. Grâce à cette technique, la vitesse de propagation est ralentie et, de ce fait, le pas de temps choisi peut être plus grand. Par exemple, une permittivité relative du

milieu de 10000 permet de ralentir la vitesse d'un facteur 100 et donc de multiplier le pas de temps par ce même facteur. Toutefois, cette technique n'est applicable que lorsqu'il n'y a pas de phénomènes de résonances et s'avère particulièrement efficace pour les problèmes de diffusion (traversés d'une paroi conductrice) ou de mode conduit dominant (structure globalement conductrice).

1.3.2 Modélisation de matériaux sous contrainte de champ magnétique

La modélisation de matériaux sous contrainte de champs magnétiques en basse fréquence pose problème avec la formulation en impédance de surface calculée avec de l'effet de peau car l'atténuation du champ H dans le matériau modélisé n'est pas correctement prise en compte. Les deux logiciels Feko et EMC Studio ont une manière similaire pour résoudre cette difficulté.

1.3.2.1 Le solveur LFMF d'EMC Studio

Le solveur LFMF (Low Frequency Magnetic Field) d'EMC Studio permet de résoudre correctement les problèmes de simulation de champ magnétique en basse fréquence [33] par deux approches complémentaires. La première est la résolution du « Low Frequency Breakdown » par la décomposition du courant en une composante rotationnelle et une composante irrotationnelle. La deuxième est la modélisation de matériau géométriquement et électriquement fin par des conditions aux limites développées par Mitzner [34].

Les conditions aux limites de Mitzner donnent une relation (Eq. 19) entre les champs des deux côtés du matériau à modéliser. L'idée n'est plus de considérer un seul courant surfacique J mais bien deux courants surfaciques J₊ et J₋ respectivement sur l'interface supérieure et inférieure du matériau. Le courant J₊ rayonnera alors uniquement du côté supérieur du matériau et le courant J₋ rayonnera uniquement du côté inférieur.

$$\begin{aligned} -\hat{n} \times \vec{E}^+ + Z_c \cdot \hat{n} \times (\hat{n} \times \vec{H}^+) + e^{-\alpha} \cdot [\hat{n} \times \vec{E}^- - Z_c \cdot \hat{n} \times (\hat{n} \times \vec{H}^-)] &= 0 \\ -\hat{n} \times \vec{E}^- + Z_c \cdot \hat{n} \times (\hat{n} \times \vec{H}^-) + e^{-\alpha} \cdot [-\hat{n} \times \vec{E}^+ - Z_c \cdot \hat{n} \times (\hat{n} \times \vec{H}^+)] &= 0 \end{aligned} \quad (\text{Eq. 19})$$

Avec :

$$Z_c = \sqrt{\mu/\varepsilon} \quad (\text{Eq. 20})$$

$$\alpha = -i\omega d \sqrt{\varepsilon\mu} \quad (\text{Eq. 21})$$

Avec Z_c l'impédance d'onde et α l'atténuation complexe dans le matériau à modéliser. Ce formalisme permet donc de modéliser correctement des matériaux conducteurs et magnétiques dans des conditions pour lesquelles les phénomènes magnétiques sont dominants tout en assurant une stabilité du solveur en basses fréquences (< 1MHz).

Le bon fonctionnement de ce formalisme est illustré sur la Figure 11 issue de [35]. Un disque de rayon 50 cm, d'épaisseur 1,6 mm et de conductivité 2,03.10⁷ S/m est illuminé par un dipôle

magnétique situé à une hauteur de 5 cm au-dessus de celui-ci. L'efficacité de blindage est calculée numériquement et analytiquement en un point situé à 5 cm en dessous du disque.

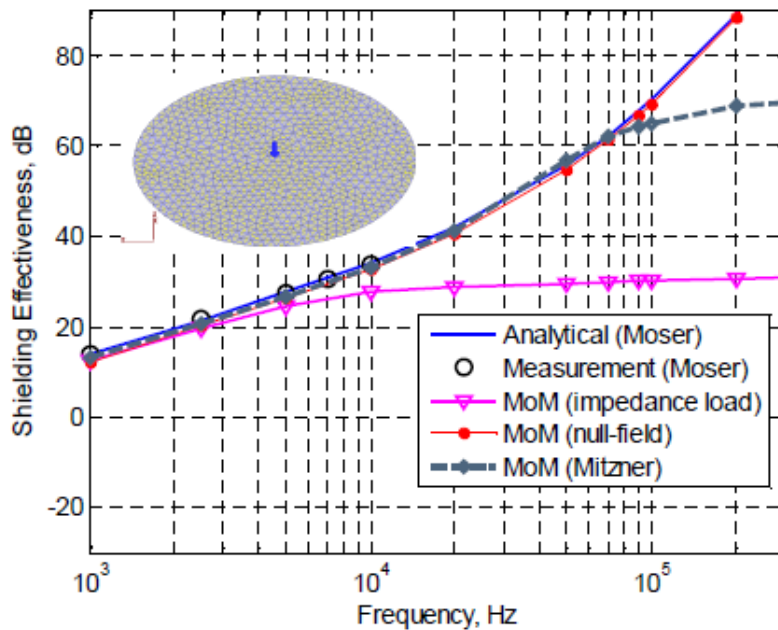


Figure 11 : Efficacité de blindage d'un disque de rayon 50 cm, d'épaisseur 1,6 mm et de conductivité électrique $2,03 \cdot 10^7$ S/m [35].

Avec la méthode des moments classique, le résultat numérique n'est plus valable au-delà de 5 kHz. Grâce aux conditions de Mitzner, ce résultat devient valide jusqu'à 80 kHz. Dans ce cas les courants surfaciques J_+ et J_- rayonnent tous les deux des deux côtés de la plaque. L'approche « null-field », consiste à considérer une surface fermée afin que le courant J_- ne rayonne qu'à l'intérieur de la surface fermée et que le courant J_+ ne rayonne qu'à l'extérieur de cette surface. Si la condition n'est pas réalisée, il suffit de créer une surface fermée virtuelle en considérant les surfaces non métalliques comme des surfaces diélectriques aux propriétés de l'air. C'est cette approche qui permet d'obtenir les meilleurs résultats. En contrepartie, le nombre d'inconnues augmente car le nombre de triangles augmente.

1.3.2.2 Le formalisme SEP de FEKO

Le formalisme SEP (Surface Equivalent Principle) [36] consiste à considérer une surface fermée dont les parois non métalliques sont maillées et considérées comme des diélectriques interfaces entre deux diélectriques (exemple : air/air). Le problème est ainsi formulé comme le schéma Figure 12, on introduit alors les courants magnétiques M et électrique J et ce sur chacune des interfaces du matériau à modéliser.

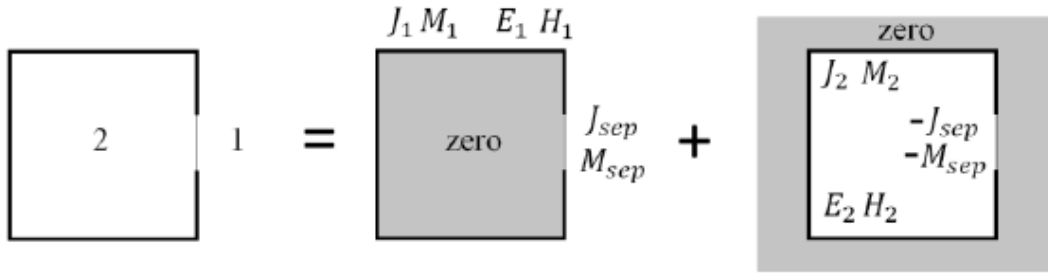


Figure 12 : Problème équivalent d'une surface fermée avec une ouverture [36].

Cette formulation permet de correctement prendre en compte l'absorption du champ dans le matériau par des relations de passage entre le champ intérieur et extérieur à la surface fermée. Pour cela, les champs E_1 et E_2 sont exprimés (Eq. 22) en fonction des courants électriques, de la constante de propagation dans le matériau k , de l'épaisseur du matériau et de l'impédance d'onde η . Les courants magnétiques sont ensuite obtenus (Eq. 24) en utilisant la relation $M = -n \times E$ avec n la normale à la surface. La résolution de l'EFIE (Eq. 25) s'effectue ensuite uniquement à partir des courants électriques J , puis les courants magnétiques M permettant le calcul des champs sont finalement déduits.

$$\begin{cases} E_1 = \alpha J_1 + \beta J_2 \\ E_2 = \alpha J_2 + \beta J_1 \end{cases} \quad (\text{Eq. 22})$$

$$\begin{cases} \alpha = \eta / \tanh(jkd) \\ \beta = \eta / \sinh(jkd) \end{cases} \quad (\text{Eq. 23})$$

$$\begin{cases} M_1 = -\alpha n_1 \times J_1 - \beta n_2 \times J_2 \\ M_2 = -\alpha n_2 \times J_2 - \beta n_1 \times J_1 \end{cases} \quad (\text{Eq. 24})$$

$$\begin{cases} E_1^{diff}(J_1, M_1) - \alpha J_1 - \beta J_2 = -E_1^{inc} \\ E_2^{diff}(J_2, M_2) - \alpha J_2 - \beta J_1 = -E_2^{inc} \end{cases} \quad (\text{Eq. 25})$$

Pour utiliser ce formalisme, il est conseillé de travailler en double précision et avec un maillage homogène. L'inconvénient de cette méthode est son temps de calcul et le besoin en mémoire supplémentaire. En effet, le nombre d'inconnues est doublé et le maillage des ouvertures ajoute un nombre de triangles non négligeable dans certains cas.

1.4 CONCLUSION DU CHAPITRE 1

Dans ce chapitre, les méthodes numériques qui sont utilisées dans cette thèse sont présentées telles qu'elles sont implémentées dans les logiciels que nous avons à notre disposition. Il est nécessaire de bien comprendre le fonctionnement physique et mathématique d'une méthode numérique afin de comprendre ce qu'il est possible de calculer et d'où peuvent provenir les erreurs numériques lorsque les résultats ne sont pas ceux attendus.

Le contexte d'étude de cette thèse apporte des problématiques et difficultés qui ont été identifiées dans ce chapitre. Nous avons donc mis en place des règles et bonnes pratiques pour

la simulation numérique de boîtier tel qu'un pack-batterie pour véhicule électrique ou hybride. Nous avons également abordé les instabilités numériques de la méthode des moments dans les basses fréquences ainsi que la difficulté de modéliser les phénomènes magnétiques. Les solutions décrites dans ce chapitre nous permettront d'effectuer des simulations rigoureuses malgré de nombreuses contraintes numériques.

Ces simulations visent à estimer le comportement électromagnétique d'un équipement ou d'un véhicule lorsqu'une pièce est remplacée par une autre de masse plus faible. Afin de produire des résultats convenables, il est nécessaire de connaître les propriétés électromagnétiques des matériaux présents dans le modèle numérique. C'est l'objet du prochain chapitre qui traite de la caractérisation électromagnétique de matériaux.

CHAPITRE 2 :

METHODES DE CARACTERISATION DE MATERIAUX

Ce chapitre présente les critères de choix, adaptés à l'automobile, sur lesquels nous nous appuyerons pour choisir les méthodes de caractérisation les mieux adaptées à cette étude. Un bon nombre de méthodes existantes sont présentées dans l'optique de savoir si elles répondent aux exigences précédemment définies. Les techniques de caractérisation qui répondent à nos contraintes sont également mises en œuvre dans ce chapitre. Ces méthodes sont divisées en plusieurs familles, à savoir : les méthodes basses fréquences, les méthodes en cavité, les méthodes en structures propagatrices et les méthodes en espace libre. Cette liste est non exhaustive mais elle permet de comprendre les différentes approches possibles pour la caractérisation électromagnétique de matériaux. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la présentation et à la caractérisation des matériaux composites qui sont aujourd'hui au cœur de la problématique d'allègement dans l'automobile.

2.1 PRESENTATION DU CONTEXTE

2.1.1 Les grandeurs à mesurer

En électromagnétisme, trois grandeurs permettent de caractériser complètement un milieu : la conductivité électrique σ exprimée en S/m, la permittivité diélectrique ϵ exprimée en F/m et la perméabilité magnétique μ exprimée en H/m. Ces grandeurs sont présentes dans les équations de Maxwell qui décrivent les interactions entre le champ électrique E (V/m) et le champ magnétique H (A/m) d'une part, et la densité volumique de charge ρ (C/m³) et la densité volumique de courant \vec{J} (A/m²) d'autre part.

La conductivité électrique σ représente la capacité d'un matériau à conduire le courant électrique. Elle peut être liée au champ électrique par la relation suivante :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{Eq. 26})$$

La perméabilité magnétique μ représente l'interaction entre un milieu et le champ magnétique. Plus cette grandeur est élevée, plus le milieu aura tendance à guider les lignes de flux magnétique (ligne selon laquelle le champ magnétique est constant). C'est une grandeur complexe et fortement dépendante de la fréquence.

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{Eq. 27})$$

Avec μ_0 la perméabilité du vide :

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m} \quad (\text{Eq. 28})$$

$$\mu_r = \mu_r' + j\mu_r'' \quad (\text{Eq. 29})$$

La permittivité diélectrique ϵ représente l'interaction entre un milieu et le champ électrique. C'est une grandeur complexe où la partie imaginaire ϵ_r'' représente le phénomène d'absorption du champ électrique par le milieu, on parle alors de pertes diélectriques.

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (\text{Eq. 30})$$

Avec ϵ_0 la permittivité du vide :

$$\epsilon_0 = 1/\mu_0 c^2 \cong 8,8541 \times 10^{-12} \text{ F/m} \quad (\text{Eq. 31})$$

$$\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r'' \quad (\text{Eq. 32})$$

Pour les milieux anisotropes, ces grandeurs ne sont pas simplement des nombres complexes dépendants de la fréquence mais des matrices complexes (3, 3) où les lignes et les colonnes représentent les trois axes de l'espace cartésien.

2.1.2 Les contraintes de mesure

Les émissions électromagnétiques de la chaîne de traction électrique d'un véhicule électrique couvrent une plage de fréquence allant des UBF (Ultra Basses Fréquences) aux THF (Très Hautes Fréquences). L'ordre de grandeur des harmoniques de commutation est de dix kilohertz et les phénomènes transitoires de commutation peuvent être observés jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz. Une attention particulière est prêtée à la bande FM ainsi qu'aux fréquences de fonctionnement des différents équipements présents dans le véhicule.

Afin de répondre à la problématique d'allègement, les ingénieurs en mécanique ont tendance à étudier des matériaux à structure complexe comme des polymères injectés avec différents types de poudres, des matériaux multicouches ou encore des matériaux composites. Ce sont des matériaux hétérogènes qui doivent pouvoir être caractérisés. La validité d'utilisation d'une méthode de caractérisation pour un matériau hétérogène est évaluée par le respect du critère du « Volume Equivalent Représentatif » (VER). Ce critère impose que, pour caractériser un matériau hétérogène avec des grandeurs homogènes, il est nécessaire de mesurer un échantillon suffisamment grand pour que la taille d'une seule hétérogénéité soit petite devant les dimensions de l'échantillon. Ainsi, les grandeurs mesurées ne sont pas dues à un phénomène local mais à une moyenne sur l'ensemble des hétérogénéités.

Étant donné le grand nombre d'échantillons à caractériser, nous recherchons une méthode fiable (c'est à dire reproductible) et rapide à mettre en œuvre, que ce soit vis-à-vis de la préparation de l'échantillon, de la mesure ou du post traitement des résultats. À noter également

que les échantillons se présentent le plus souvent sous forme de plaques de quelques millimètres d'épaisseur et de format A4 ou A3.

Les résultats issus de processus de caractérisation sont destinés à être insérés dans des modèles numériques, de ce fait, il est possible de faire de légers compromis sur la précision obtenue. En effet, une erreur sur la caractérisation est tolérable tant que celle-ci n'influence pas ou très peu le résultat de la simulation numérique 3D finale.

Le contexte de l'étude étant défini, il est maintenant possible d'énoncer les critères de choix pour les méthodes de caractérisation électromagnétique de matériaux.

2.1.3 Énoncé des critères

Les critères suivants sont idéaux, il n'existe pas de méthode permettant de tous les satisfaire. Il est néanmoins possible de les satisfaire au mieux, que ce soit par l'adaptation d'une méthode existante ou l'emploi de plusieurs méthodes pour mesurer une seule grandeur.

- Bande de fréquences : Idéalement : 1 kHz \rightarrow 1 GHz
Satisfaisant : 10 kHz \rightarrow 500 MHz
- Type de matériaux : Tous types de matériaux (homogènes, hétérogènes, à faibles pertes et à fortes pertes) susceptibles d'être utilisés dans le domaine de l'automobile.
- Format de l'échantillon : Échantillon de type plaque, redimensionnement possible mais toujours sous format rectangulaire mince.
- Processus de mesure : La mesure doit être reproductible et être capable de traiter des matériaux hétérogènes sous réserve que l'échantillon respecte le critère du VER.

2.2 LES METHODES BASSES FREQUENCES

2.2.1 La méthode ACPD pour la mesure de σ ou de μ_r

Cette méthode appelée ACPD (Alternative Current Potential Drop) consiste à imposer une tension sinusoïdale entre deux points et à mesurer la tension sur deux autres points d'une plaque [37]. Cette approche, similaire à la méthode DCPD [38] (Direct Current Potential Drop), met en jeu des effets d'induction dus à la variation du courant et d'obtenir ainsi un résultat fréquentiel UBF.

La conductivité, la perméabilité et l'épaisseur de l'échantillon sont ensuite ajustées dans la formule théorique de la chute de tension afin qu'elle corresponde à la valeur mesurée.

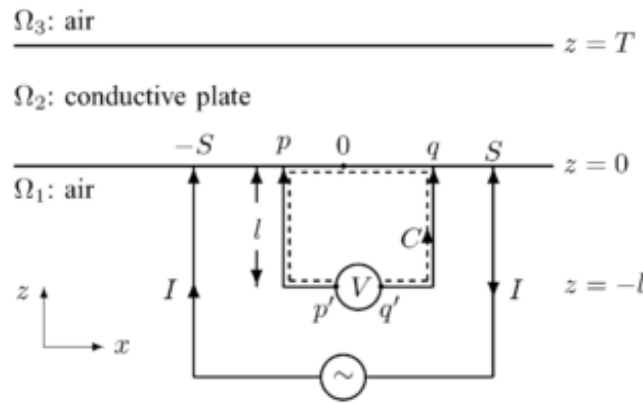


Figure 13 : Principe de mesure 4 points sur plaque conductrice [37].

La chute de tension est calculée par intégration linéique du champ électrique, lui-même obtenu par la forme intégrale de l'équation de Maxwell-Ampère. Afin de simplifier le calcul, l'auteur fait l'hypothèse, amplement vérifiée, d'une distance entre source et mesure de plusieurs épaisseurs de peau.

$$V = \frac{I}{\pi} \left[-\frac{1}{\sigma T} + j\omega\mu_0 \left(\frac{\mu_r T}{3} + l \right) - \frac{\omega^2 \mu^2 \sigma T^3}{45} + o(\omega^3) \right] \times \ln \left[\frac{1 + \frac{q}{S}}{1 - \frac{q}{S}} \right] \quad (\text{Eq. 33})$$

Les grandeurs T , q , l et S sont définies sur la Figure 13. Les simplifications effectuées par l'auteur [37] donnent cette formule valable pour une fréquence inférieure à f_v .

$$f_v = \frac{\pi}{2\mu\sigma T^2} \quad (\text{Eq. 34})$$

Cette méthode est utilisable entre 1 kHz et 10 kHz mais ne permet de caractériser que des matériaux homogènes. De plus, on ne peut déterminer à la fois la conductivité et la perméabilité car on ne dispose que d'une équation pour deux inconnues. L'utilisateur de cette méthode doit être vigilant à bien réaliser le contact entre le fil et la plaque et à ne pas créer de boucle magnétique avec les câbles de mesure au risque d'avoir un couplage non désiré entre l'excitation et la mesure.

Malgré les qualités de la méthode, elle ne peut correspondre à notre besoin car elle ne s'applique qu'à des plaques conductrices homogènes. De plus, c'est une méthode surfacique et les hétérogénéités présentes dans nos échantillons peuvent être internes au matériau.

2.2.2 Méthode du transformateur pour la mesure de μ_r

2.2.2.1 Principe de la mesure

Cette méthode consiste à mesurer le cycle d'hystérésis $B(H)$ d'un matériau grâce à un montage en transformateur monophasé à vide. Le circuit magnétique (Figure 14) est constitué du matériau à mesurer. Le champ H est image du courant primaire I_1 et le champ B est obtenu par

intégration de la tension secondaire V_2 . En se basant sur le cycle d'hystérésis, la perméabilité relative complexe du matériau est déduite à la fréquence à laquelle a été généré le cycle.

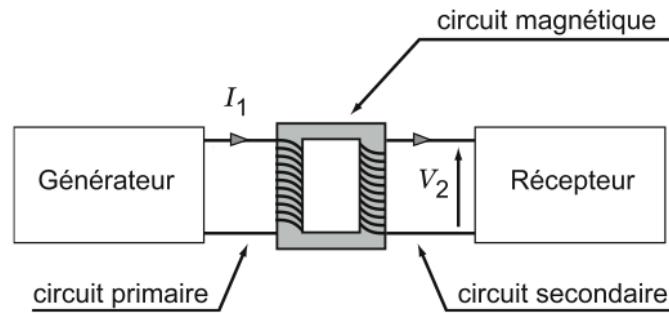


Figure 14: Schéma de principe de la méthode du transformateur.

Cette technique permet de réaliser des mesures qui vont du continu jusqu'à plusieurs kilohertz. La limite haute en fréquence dépend de l'alimentation du circuit primaire (manque de puissance lorsque la fréquence augmente) et des sondes de mesure de tension et de courant. Cette approche est optimisée pour la caractérisation de matériaux ferromagnétiques utilisés dans les machines électriques, c'est-à-dire, des matériaux fortement magnétiques. Elle a été initialement introduite grâce à un outil appelé cadre d'Epstein [39] qui permet de réaliser simplement un circuit magnétique carré (25 cm x 25 cm) sur lequel sont prébobinés l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire. Bien que séduisante, l'approche nécessite un travail mécanique non négligeable pour dimensionner le matériau aux dimensions du cadre. Il est également démontré que les résultats sont dépendants du chemin qu'emprunte le champ magnétique dans le cadre. Malheureusement, ce chemin n'est pas trivial à déterminer, [40] propose une méthode pour calculer la longueur moyenne de ce chemin.

Une méthode plus récente [41] basée sur le même principe existe et permet de s'affranchir des principaux défauts du cadre d'Epstein. Le circuit magnétique est constitué d'un matériau magnétique connu et le champ d'excitation est induit directement dans le matériau à caractériser qui se présente sous la forme d'une plaque fine. Ce nouveau cadre, schématisé en Figure 15, est appelé cadre SST (Single Sheet Tester).

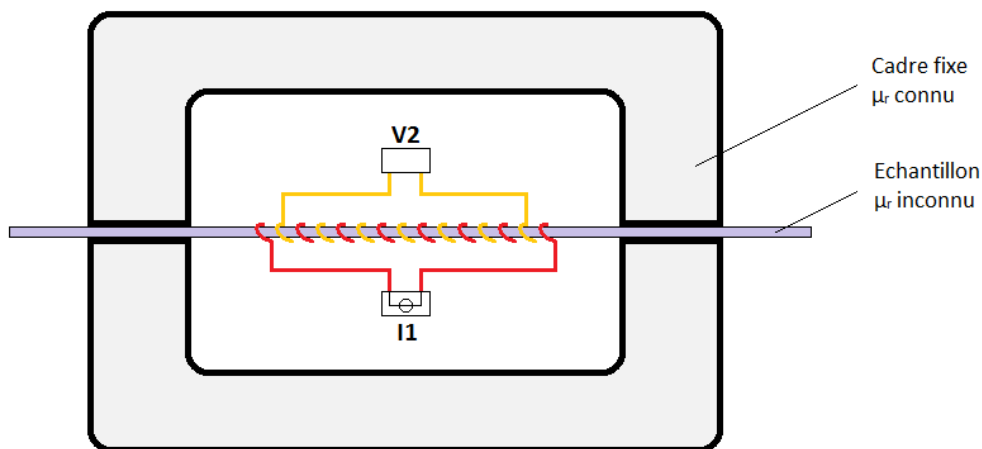


Figure 15: Schéma de principe d'un cadre SST.

Une feuille de nickel a été caractérisée durant ce travail de thèse avec une version de cet appareil disponible dans le laboratoire des ingénieurs matériaux. Ceci dans le but de déterminer si la méthode fonctionne pour des matériaux à faible perméabilité.

2.2.2.2 Exemple du nickel

Le nickel est un matériau ferromagnétique de couleur blanche argentée et de faible perméabilité relative lorsqu'il est pur. Notre échantillon est un nickel pur 99% à l'état recuit. Il est impossible de trouver dans la littérature une valeur de μ_r pour ce nickel. Cette valeur dépend de :

- La pureté de l'échantillon
- Le niveau de champ induit dans l'échantillon
- La fréquence du champ d'excitation dans l'échantillon
- La température de recuit
- L'environnement (c'est à dire le gaz utilisé) de recuit

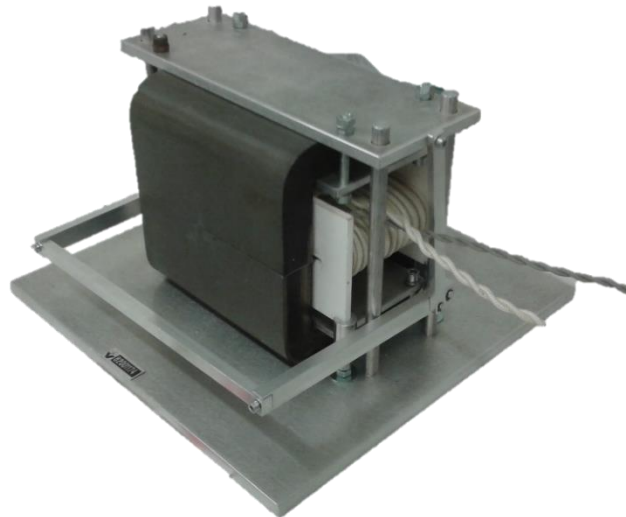


Figure 16: Cadre « Single Sheet Tester ».

D'après les travaux de Luczyn [42] sur la caractérisation micro-onde du nickel, on peut dire que la perméabilité relative d'un échantillon de nickel est :

- Comprise entre 1 et 600 au continu
- Comprise entre 1 et 20 aux radiofréquences
- Décroissante en fonction de la fréquence
- Croissante en fonction de l'excitation magnétique

Le montage expérimental (Figure 16) n'est pas suffisant pour effectuer une mesure correcte sur l'échantillon de nickel. Le niveau d'induction dans l'échantillon étant trop bas, la tension induite au secondaire est trop faible pour pouvoir être mesurée. Pour résoudre ce problème, il a fallu augmenter le nombre de spires au bobinage primaire afin de réussir à obtenir un cycle $B(H)$ conforme. Les résultats de mesures (Figure 17) sont en accord avec les résultats de la littérature et cohérents en termes d'évolution avec le niveau d'excitation et la valeur de la fréquence. On ne peut cependant pas conclure quant au niveau de précision de la méthode de mesure.

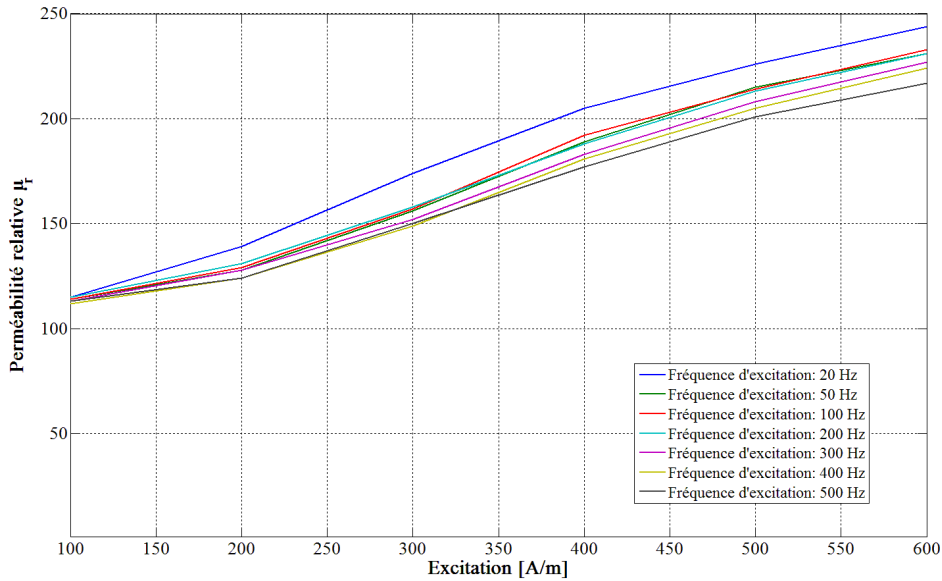


Figure 17: Résultats de la caractérisation basses fréquences du Nickel.

Avec un tel dispositif, il est donc possible de mesurer la perméabilité relative complexe d'un matériau entre quelques hertz et deux kilohertz. Il faut cependant que μ_r soit suffisamment élevé ($\mu_r > 100$) pour réussir à induire un champ magnétique suffisamment élevé dans l'échantillon.

2.2.3 Méthode capacitive pour la mesure de ϵ_r

2.2.3.1 Principe de la méthode

La méthode capacitive [43] est simple à mettre en œuvre, elle repose sur la formule de calcul de la capacité d'un condensateur (Eq. 35). Le principe est de former une capacité grâce à deux électrodes planes séparées du matériau à caractériser (Figure 18). Un analyseur d'impédance est utilisé pour mesurer la valeur de la capacité, on réalise ensuite le rapport de la capacité mesurée avec et sans le matériau pour retrouver la permittivité du matériau. Cette technique permet une caractérisation de quelques hertz jusqu'à quelques centaines de mégahertz si les outils de mesures le permettent.

$$Z(\omega) = \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad (\text{Eq. 35})$$

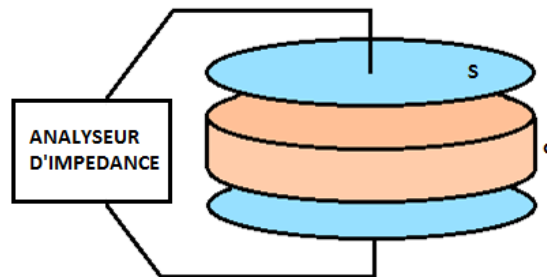


Figure 18: Schéma de principe pour la mesure de capacité.

Le travail en relatif effectué grâce à l'utilisation d'un rapport de capacité ($\epsilon_r = C/C_0$) permet de s'affranchir des imprécisions dues au montage expérimental. Cela permet notamment de supprimer un éventuel couplage entre les câbles de mesure.

Ce système de mesure a été mis en place et utilisé durant ces travaux de thèse, le paragraphe suivant présente les outils utilisés ainsi que quelques résultats mesurés sur des échantillons connus.

2.2.3.2 Mise en œuvre de la méthode

Pour effectuer ces mesures, deux électrodes de cuivre de 5 cm par 5 cm et un analyseur d'impédance Agilent 4294A sont utilisés (Figure 19). Malgré la simplicité de la méthode, il est important de respecter quelques recommandations afin de réaliser une mesure correcte. Il est recommandé d'utiliser un échantillon de taille supérieur à la taille des électrodes afin d'éviter des effets de bord. Il est également important de maîtriser totalement la distance entre les électrodes dans l'objectif de monter en fréquence.

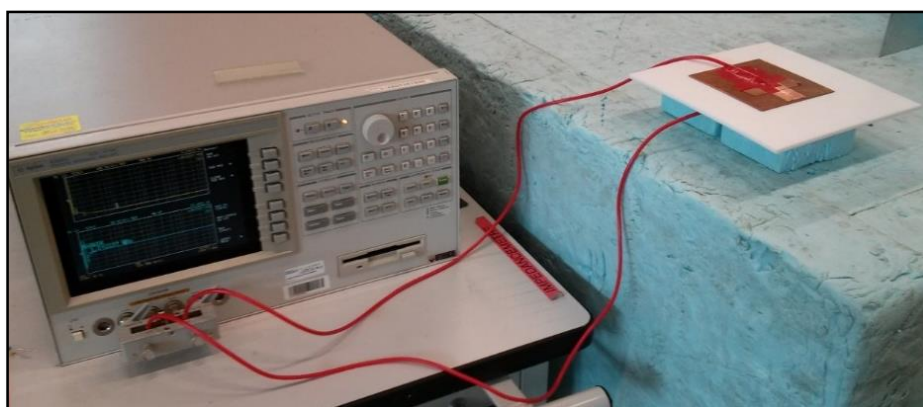


Figure 19: Mesure de capacité à l'analyseur d'impédance.

Les résultats disponibles sur le Tableau 2 montrent le bon fonctionnement de la méthode. Ces mesures ont été effectuées à une fréquence d'un kilohertz.

Tableau 2: Résultats obtenus avec la méthode capacitive à 1 kHz.

MATERIAUX	ÉPAISSEUR [MM]	CAPACITE [PF]	PERMITTIVITE MESUREE	PERMITTIVITE LITTERATURE
Air	4	20,6	1	1
Téflon (PTFE)	4	44,2	2,14	2,1
Plexiglas	4	67,1	3,26	3,3
Verre	4	119	5,77	5 à 7
Air	2.4	39,9	1	1
Papier	2.4	96	2,45	1,5 à 3

2.3 LES METHODES EN CAVITE

Les méthodes en cavité [44], [45] ont depuis longtemps prouvé leur efficacité. Elles sont utilisées pour mesurer avec précision la permittivité relative complexe d'un matériau diélectrique à faibles pertes. Le principe est d'insérer un échantillon de petite taille dans une cavité microonde résonante (Figure 20 (a)) puis de déterminer la partie réelle et la partie imaginaire de la constante diélectrique de celui-ci à partir de la variation de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité (Figure 20 (b)). Ce principe pourtant simple peut s'avérer complexe à mettre en œuvre pour plusieurs raisons. La première est que le post-traitement des résultats de mesure est lié à la forme de la cavité, en effet, plus celle-ci est complexe, plus le calcul est compliqué. La deuxième contrainte provient de la nécessité d'insérer un échantillon de petite taille dans la cavité afin de ne pas trop perturber la répartition du champ. Ce problème a néanmoins été étudié [46] et il est tout de même possible d'effectuer des mesures sur des échantillons délicats à redimensionner.

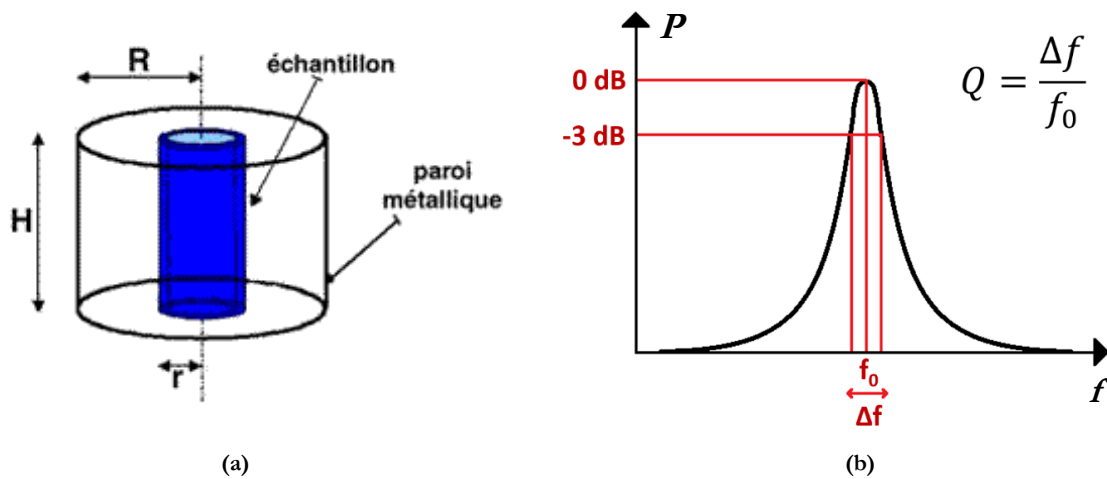


Figure 20: Cavité résonante cylindrique. (a) Schéma. (b) Définition du facteur de qualité.

Pour calculer la constante diélectrique complexe de l'échantillon à caractériser il est nécessaire de mesurer la fréquence de résonance à vide f_0 , le facteur de qualité à vide Q_0 , la fréquence de résonance avec l'échantillon f et le facteur de qualité avec l'échantillon Q . Ces grandeurs sont liées aux pertes d'insertion, elles-mêmes en relation avec la permittivité relative complexe du matériau. Il est ainsi possible de remonter à la partie réelle (Eq. 36) et à la partie imaginaire (Eq. 37) de ϵ_r .

$$\epsilon' \approx 1 - 2C_{conv} \frac{\Delta f}{f_0} \quad (\text{Eq. 36})$$

$$\epsilon'' \approx C_{conv} \left(\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad (\text{Eq. 37})$$

Avec :

$$C_{conv} = \frac{\int_{V_c} |E_0|^2 d\tau}{\int_{V_s} E_{int} \cdot E_0^* d\tau} \quad (\text{Eq. 38})$$

Le coefficient C_{conv} dépend de la forme de la cavité, il peut être difficile à estimer si la forme de la cavité ne permet pas d'hypothèses simples sur la répartition du champ à l'intérieur de celle-ci. Ce coefficient est le quotient de l'intégrale sur le volume de la cavité à vide V_c par l'intégrale sur le volume de l'échantillon V_s du champ à vide E_0 et du champ dans l'échantillon E_{int} .

Les méthodes en cavité ne satisfont pas nos critères pour plusieurs raisons. Ce sont des méthodes ne fonctionnant qu'à une fréquence unique, en effet, le résultat obtenu est valide uniquement autour de la fréquence de résonance de la cavité. De plus, ce sont des méthodes haute fréquence (500 MHz – 100 GHz). La fréquence de résonance étant directement liée à la taille de la cavité, il faudrait des cavités et des échantillons de taille déraisonnables pour effectuer des mesures aux fréquences qui nous intéressent. Pour terminer, l'emploi d'un échantillon de petite taille ne permet pas de respecter le critère du VER.

2.4 LES METHODES EN STRUCTURES PROPAGATRICES

Ces méthodes également appelées méthodes en transmission / réflexion (T/R) s'imposent aujourd'hui comme une référence pour la caractérisation large bande des matériaux diélectriques et/ou magnétiques. Le principe est simple, il est décrit par la suite. L'échantillon du matériau à caractériser est inséré à l'intérieur d'une structure propagatrice, sa présence va alors modifier la propagation de l'onde dans la structure. La méthode se base sur un relevé de paramètres S de la structure aussi bien en réflexion qu'en transmission. À partir de ces paramètres, il est possible de se ramener aux propriétés électromagnétiques (ϵ_r^* , μ_r^*) du matériau par différentes méthodes de conversion. Ces méthodes sont largement étudiées dans la littérature, seules les procédures de conversion les plus connues sont présentées dans ce chapitre.

2.4.1 Procédure en transmission / réflexion

Lors d'une mesure en transmission / réflexion, l'échantillon à caractériser est inséré dans une structure propagatrice comme un guide d'onde (Figure 21) ou une cellule coaxiale (Figure 22). Le relevé des coefficients de T/R est fait avec un analyseur de réseau vectoriel (ARV) connecté aux bornes de la structure propagatrice.

Dans le cas du guide d'onde à section rectangulaire, il faut rester dans la bande de fréquences de fonctionnements du guide. Cette bande de fréquence est supérieure à la fréquence de coupure du premier mode TE_{10} . De ce fait, cette méthode fournit des résultats en hautes fréquences si l'on considère un guide d'onde de taille raisonnable.

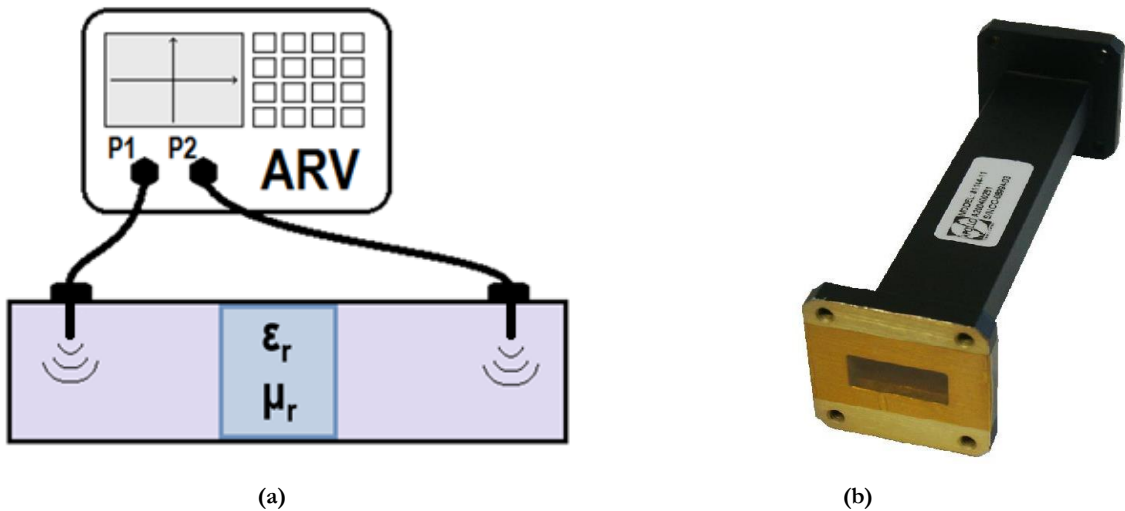


Figure 21: Mesure de matrice S en guide d'onde. (a) Schéma. (b) Photo d'un guide d'onde.

Dans une cellule coaxiale il est possible de travailler du continu jusqu'à la fréquence de coupure (dépendante de la géométrie de la cellule, en particulier des transitions) de celle-ci sans changer ses dimensions.

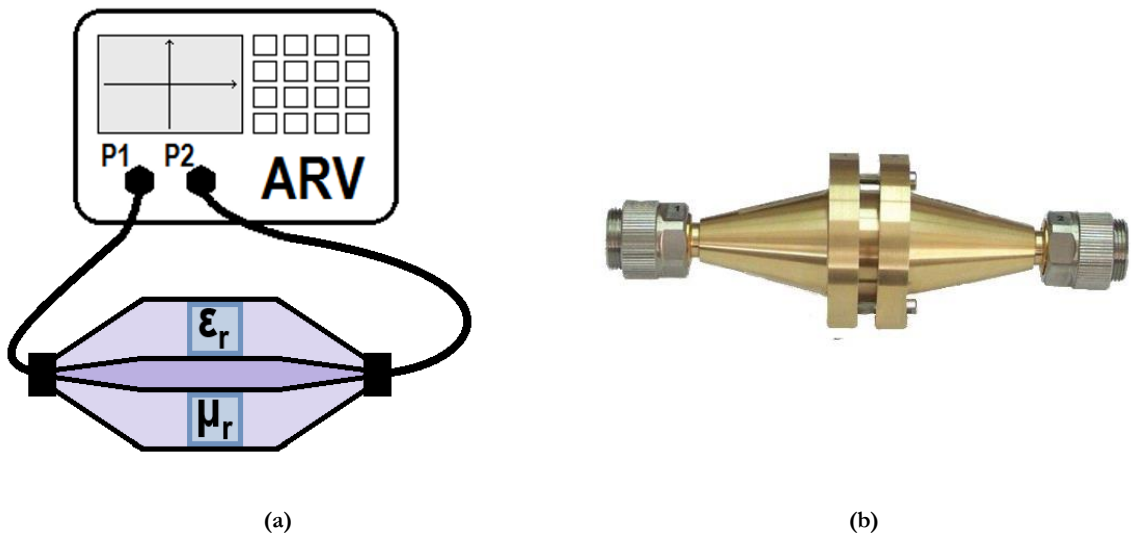


Figure 22: Mesure de matrice S en cellule coaxiale. (a) Schéma. (b) Photo d'une cellule coaxiale.

La procédure théorique pour calculer les propriétés de l'échantillon à partir des paramètres S_{11} et S_{21} la plus répandue est celle de Nicolson Ross et Weir (NRW) [47], [48]. Elle consiste dans un premier temps à effectuer un changement de plan de référence (Figure 23) pour obtenir les paramètres de T/R initialement mesurés aux bornes de la structure propagatrice S_{AB} , aux interfaces de l'échantillon S. Ce changement de plan de référence (Eq. 39) nécessite la connaissance de γ qui est la constante de propagation de la structure contenant l'échantillon. Cette constante de propagation est une valeur complexe de partie réelle α (constante d'atténuation) et de partie imaginaire β (constante de phase). La ligne est considérée sans pertes donc la constante de propagation est assimilée à la constante de phase (α est négligeable devant β).

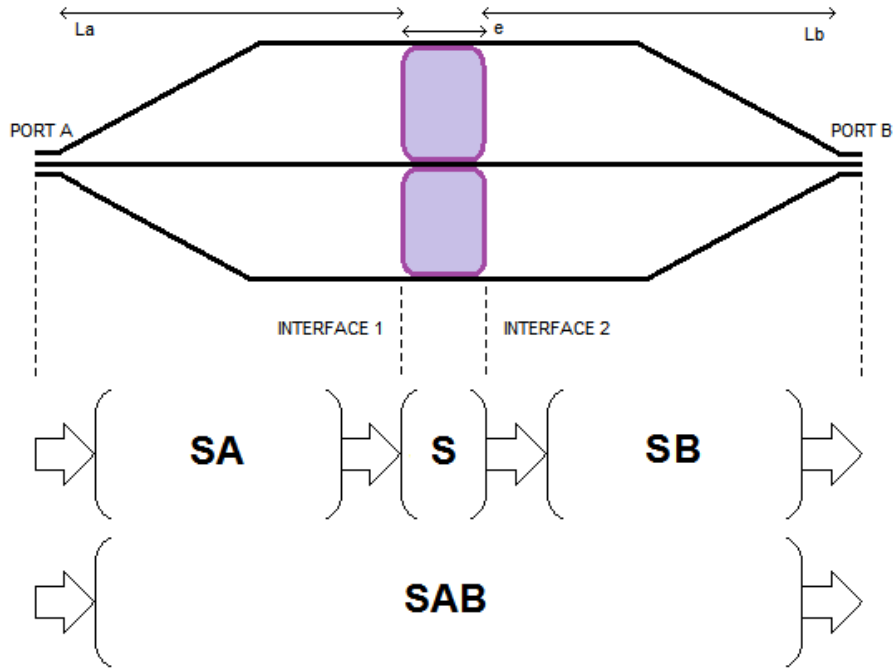


Figure 23: Changement de plan de référence des paramètres de répartition.

$$S = \Phi \times S_{AB} \times \Phi = \begin{pmatrix} S_{11} \times e^{-2\pi L_A/\lambda} & S_{12} \times e^{-2\pi(L_A+L_B)/\lambda} \\ S_{21} \times e^{-2\pi(L_A+L_B)/\lambda} & S_{22} \times e^{-2\pi L_B/\lambda} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 39})$$

Avec :

$$\Phi = \begin{pmatrix} e^{-j\beta L_A} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta L_B} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 40})$$

Les coefficients z (Eq. 41) et Γ (Eq. 42) sont ensuite liés aux propriétés du matériau par les équations de continuité du champ électromagnétique aux interfaces ainsi que par les lois constitutives des milieux (Eq. 27) & (Eq. 30). Les paramètres de répartition S_{11} et S_{21} s'expriment également à partir de Γ et z (Eq. 43) & (Eq. 44), on obtient ainsi un système de deux équations à deux inconnues (Eq. 45) permettant de calculer les valeurs de ϵ_r^* et μ_r^* .

$$z = e^{-j\omega\sqrt{\mu\epsilon}e} = e^{-\frac{j\omega}{c}\sqrt{\mu_r\epsilon_r}e} \quad (\text{Eq. 41})$$

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\mu_r/\epsilon_r} - 1}{\sqrt{\mu_r/\epsilon_r} + 1} \quad (\text{Eq. 42})$$

$$S_{21}(\omega) = \frac{(1 - \Gamma^2)z}{1 - \Gamma^2 z^2} \quad (\text{Eq. 43})$$

$$S_{11}(\omega) = \frac{(1 - z^2)\Gamma}{1 - \Gamma^2 z^2} \quad (\text{Eq. 44})$$

$$\begin{cases} \frac{\mu_r}{\varepsilon_r} = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}\right)^2 \\ \mu_r \varepsilon_r = -\left(\frac{c}{\omega e} \ln\left(\frac{1}{Z}\right)\right)^2 \end{cases} \quad (\text{Eq. 45})$$

Cette procédure est malheureusement divergente lorsque l'épaisseur du matériau est un multiple de la demi-longueur d'onde dans le matériau. Ceci est dû au fait que le paramètre S_{11} devient très faible dans ces conditions. La solution étant proportionnelle à l'inverse du coefficient S_{11} , une légère erreur de mesure sur ce coefficient fait grandement diverger la solution. Pour éviter ce problème, il suffit de choisir un échantillon dont l'épaisseur est suffisamment fine pour ne pas rencontrer ce cas de figure. Baker-Jarvis [49] a étudié ce problème ainsi que les incertitudes dues au changement de plan de référence pour mettre en place une méthode itérative enrichie, mais limitée aux matériaux isotropes et non magnétiques.

La méthode de mesure en cellule coaxiale satisfait presque tous nos critères si l'on considère qu'il est possible d'utiliser une cellule à section suffisamment grande pour respecter le critère du VER. Il reste cependant un problème majeur lié au dimensionnement de l'échantillon. En effet, l'échantillon doit être parfaitement réalisé pour ne laisser aucune épaisseur d'air entre le matériau et la cellule. Si l'échantillon n'est pas géométriquement parfait, le résultat de la méthode de NRW sera erroné.

Certains échantillons ne sont physiquement pas insérables dans une structure propagatrice, c'est le cas par exemple des liquides. Afin de pouvoir les caractériser, il est possible d'utiliser uniquement le coefficient de réflexion que l'on mesure grâce à une sonde.

2.4.2 Les sondes de mesure en réflexion

Ces méthodes de mesures [50], [51] utilisent les mêmes types de structures de propagation qu'au paragraphe précédent (Figure 24). Elles sont non destructives car elles ne nécessitent pas d'usinage spécifique de l'échantillon à caractériser et peuvent donc être appliquées aux liquides comme aux tissus humains. Pour un bon fonctionnement de ces méthodes, il est nécessaire de réaliser proprement l'interface entre la sonde et l'échantillon. Si ce contact n'est pas rigoureusement effectué, la mesure sera erronée. Contrairement aux méthodes en T/R, on ne mesure ici que le coefficient de réflexion, il n'est donc pas possible de calculer à la fois la permittivité et la perméabilité de l'échantillon.

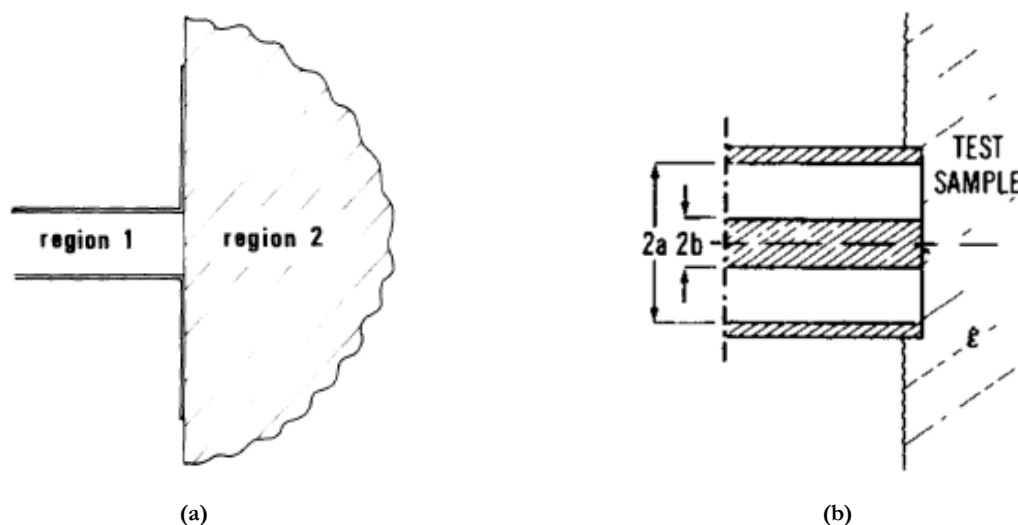


Figure 24: Sonde de mesure. (a) Guide d'onde ouvert [50]. (b) Ligne coaxiale ouverte [51].

Dans le cas du guide d'onde, le principe est d'estimer l'admittance du guide terminé par le diélectrique. Cette admittance dépend des caractéristiques géométriques du guide ainsi que des propriétés du matériau à l'interface. Les calculs sont effectués sous l'hypothèse que seul le mode fondamental se propage le long du guide d'onde. Cette hypothèse fonctionne correctement pour les matériaux à fortes pertes. Dans le cas contraire, il est nécessaire de prendre en compte les modes d'ordres supérieurs [52].

Dans le cas de la sonde coaxiale, l'interface entre la ligne et le matériau est modélisée par un circuit équivalent RC où la résistance représente le rayonnement dans le matériau et la capacité est celle formée entre le blindage externe et l'âme centrale. Ces deux valeurs sont liées à la permittivité relative du matériau, il est ainsi possible d'estimer la valeur du coefficient de réflexion du circuit et de l'exprimer en fonction de la permittivité du matériau.

La mesure en sonde coaxiale satisfait certains de nos critères car elle est large bande et ne nécessite pas une préparation trop contraignante de l'échantillon. Cependant, la méthode étant surfacique, il sera difficile de caractériser un échantillon hétérogène si ses hétérogénéités ne sont pas situées en surface. De plus, il est nécessaire que la surface de la sonde soit suffisamment grande pour respecter le critère du VER.

2.5 LES METHODES EN ESPACE LIBRE

Les méthodes en espace libre sont attrayantes car elles sont non destructives et permettent d'effectuer des mesures dans des conditions spécifiques en température, pression, etc. Ce dernier avantage est également un inconvénient car ces méthodes sont dépendantes de leur environnement électromagnétique de mesure. Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps une méthode haute fréquence basée sur la mesure des coefficients de réflexion et transmission. Par la suite, nous abordons une méthode basse fréquence permettant d'homogénéiser un matériau hétérogène par une plaque homogène conductrice et magnétique.

2.5.1 Mesure focalisée en espace libre

Ces méthodes reposent sur le même principe que les méthodes en structure propagatrice, le calcul des propriétés du matériau à caractériser est effectué à partir des coefficients de transmission et réflexion aux interfaces du matériau. Ces méthodes sont haute fréquence car les dimensions de l'échantillon sont souvent limitées.

Les problèmes récurrents auxquels doit faire face l'utilisateur de ces approches sont liés aux effets de bord sur les extrémités du matériau et aux réflexions multiples ayant lieu entre les antennes. Ghodgaonkar [53] propose une méthode permettant de s'affranchir de ces deux contraintes. Afin d'éviter les effets de bord, l'onde électromagnétique transmise et réfléchi est focalisée de telle sorte que la focale des lentilles se retrouve sur l'échantillon (Figure 25). Le second problème est résolu par un calibrage spécifique de l'ARV. Habituellement, l'ARV est étalonné par une procédure en circuit ouvert, court-circuit, impédance adaptée et transmission. Dans le cas de cette méthode il sera étalonné par procédure TRL (Transmission, Réflexion, Ligne) en espace libre. Cette procédure consiste à étalonner l'ARV en transmission lorsque les focales sont confondues, en réflexion en plaçant une plaque conductrice au niveau des focales et en ligne en séparant les focales d'un quart de longueur d'onde.

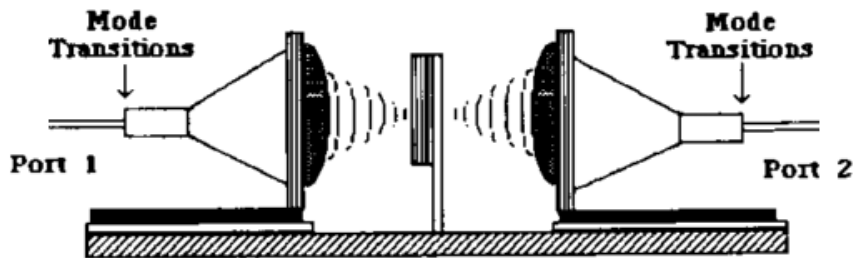


Figure 25: Système de mesure en espace libre avec ondes focalisées [53].

Outre le fait d'éviter les problèmes de réflexions multiples, la procédure TRL permet également de mesurer les paramètres S_{11} et S_{21} directement aux interfaces du matériau et ainsi d'éviter les problèmes de changement de plan de référence. Une fois ces paramètres mesurés le calcul analytique permettant d'obtenir les propriétés du matériau est le même que dans la procédure de NRW. Certaines recommandations restent à prendre en compte quant à l'épaisseur de l'échantillon. Si cette épaisseur est inférieure à la longueur d'onde dans le matériau λ_m alors le calcul analytique donnera une réponse unique, si cette épaisseur est supérieure à λ_m alors il faudra effectuer deux mesures avec des épaisseurs différentes pour assurer l'unicité de la solution [53].

2.5.2 Méthode d'homogénéisation de plaque conductrice et magnétique hétérogène

Nous allons maintenant nous intéresser à une approche permettant d'homogénéiser une plaque homogène ou hétérogène en la remplaçant par une plaque homogène conductrice [54]. Cette technique fonctionne notamment sur les structures composites conductrices. Dans le cas où la plaque à homogénéiser est une plaque homogène et conductrice alors cette méthode permet de mesurer sa conductivité σ .

2.5.2.1 Principe et théorie

Le principe de la méthode proposée est d'effectuer une mesure d'efficacité de blindage (SE) en champ proche magnétique puis de faire correspondre la courbe mesurée avec la formule de Moser [55]-[57] qui donne une solution analytique à l'efficacité de blindage en champ proche magnétique. La valeur de σ obtenue lorsque les courbes sont confondues permet une modélisation par une plaque homogène de conductivité σ .

La mesure s'effectue grâce à une boucle émettrice de rayon a située à une distance b de la boucle de réception. Le calcul de SE (Eq. 46) est le quotient entre le champ magnétique H_{z_0} mesuré sans le matériau par le champ magnétique H_{z_1} mesuré avec le matériau situé entre les boucles.

$$SE_{dB} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{H_{z_0}}{H_{z_1}} \right) \quad (\text{Eq. 46})$$

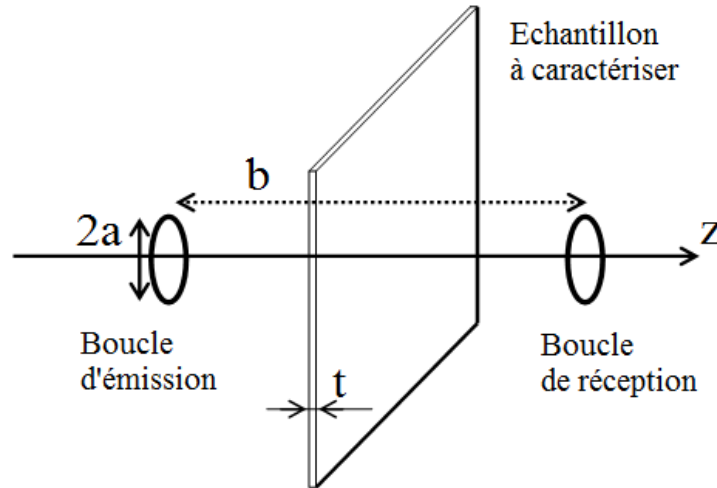


Figure 26: Principe de mesure de SE en champ proche magnétique [55].

L'utilisation de boucles en basses fréquences et en champ proche impose une prédominance du champ magnétique. Sous l'hypothèse d'une plaque métallique infinie, Moser donne une expression de SE en champ proche magnétique :

$$SE_{dB} = 20 \times \log_{10} \frac{1}{4\mu_r} \left| \frac{\int_0^\infty \left(\frac{k^2}{\tau_0} J_1(ka) e^{-\tau_0 b} dk \right)}{\int_0^\infty \left(\frac{Ck^2 \tau}{\tau_0^2} J_1(ka) e^{-\tau_0 b - t(\tau - \tau_0)} dk \right)} \right| \quad (\text{Eq. 47})$$

Avec :

$$C = [(\tau/\tau_0 + \mu_r)^2 - (\tau/\tau_0 - \mu_r)^2 e^{-2tr}]^{-1} \quad (\text{Eq. 48})$$

$$\tau = \sqrt{k^2 + \gamma^2} \quad (\text{Eq. 49})$$

$$\tau_0 = \sqrt{k^2 + \gamma_0^2} \quad (\text{Eq. 50})$$

$$\gamma_0 = j 2\pi / \lambda_{air} \quad (\text{Eq. 51})$$

$$\gamma \cong (j\omega\mu_0\mu_r\sigma)^{1/2} \quad (\text{Eq. 52})$$

$$\tau_r = |\gamma|/\sqrt{2} = \sqrt{\omega\mu_0\mu_r\sigma/2} = 1/\delta \quad (\text{Eq. 53})$$

$$\delta = \sqrt{2/\omega\mu_0\mu_r\sigma} \quad (\text{Eq. 54})$$

Dans cette expression, γ_0 est la constante de propagation dans le vide (en m^{-1}) et γ la constante de propagation dans le matériau. J_1 est la fonction de Bessel d'ordre 1. La conductivité et la perméabilité relative du matériau sous test sont respectivement σ et μ_r . Il est intéressant de noter que l'expression de SE (Eq. 47) ne dépend que du rayon de la boucle d'émission a , de la distance interboucle b , de l'épaisseur du matériau t , et des propriétés du matériau σ et μ_r .

Lorsque cette mesure est réalisée il est possible que la courbe d'atténuation de blindage se stabilise à partir d'une certaine fréquence et diverge de l'allure théorique calculée pour une plaque de dimensions infinies. Cette stabilisation de la courbe est due à un phénomène de contournement de la plaque par le champ magnétique. Il se produit lorsque les dimensions de la plaque ne sont pas grandement supérieures au diamètre de la boucle d'émission. Sur la Figure 27 sont tracées l'atténuation de blindage d'une plaque conductrice infinie (calculée avec la formule de Moser) ainsi que l'atténuation de blindage de la même plaque, mais de dimensions finies (mesurée avec le montage expérimental présenté au paragraphe suivant). Nous avons également pu observer que plus la plaque est conductrice plus ce phénomène apparaît tôt en fréquence.

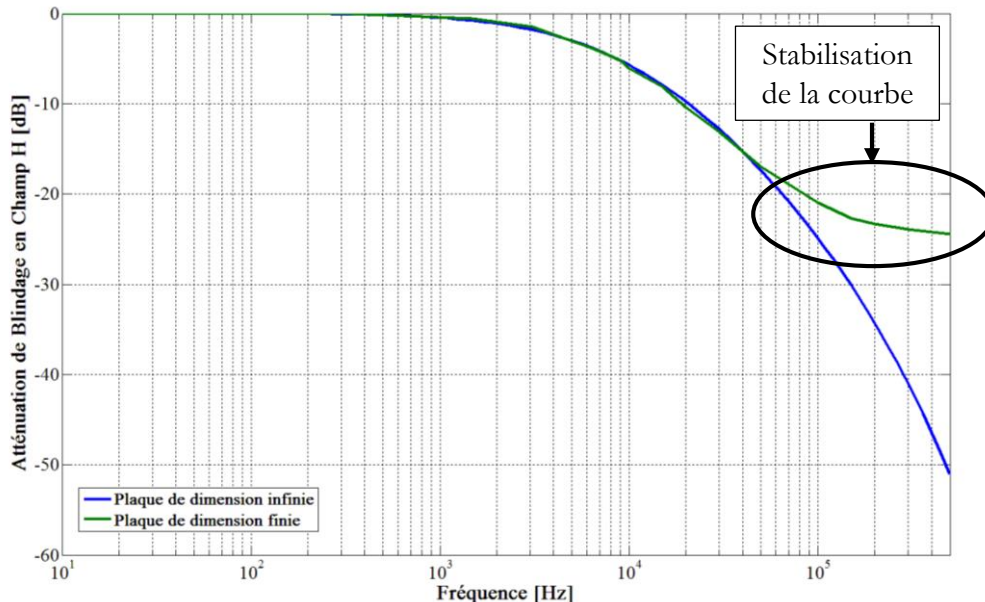


Figure 27: Mise en évidence du phénomène de palier.

2.5.2.2 Montage expérimental et résultats

Le montage qui est utilisé pour effectuer la mesure d'efficacité de blindage en champ proche magnétique est celui décrit sur la Figure 28. La boucle d'émission est alimentée par un

générateur de tension dont la sortie est amplifiée. Le courant dans la boucle d'émission est asservi de manière à générer un champ magnétique constant et égal à la consigne sur toute la bande de mesure. Cette consigne est nécessaire car le niveau de champ de l'autre côté de la plaque doit être suffisamment important pour être supérieur à la sensibilité de la boucle de réception.

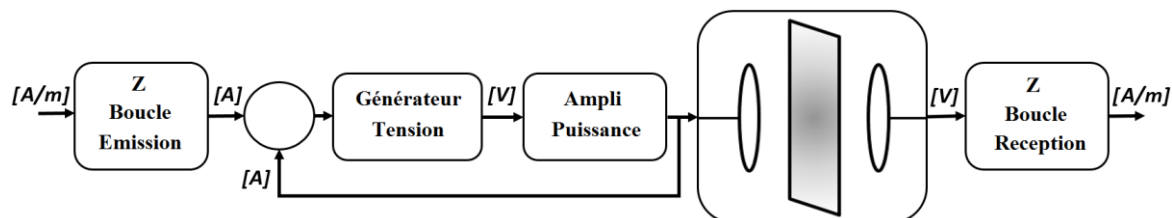


Figure 28: Schéma du montage de mesure de SE en champ H proche.

Le banc de mesure, représenté sur la Figure 29, contient les appareils permettant l'excitation de la boucle d'émission et la mesure de tension de la boucle de réception. L'asservissement du courant est effectué par un ordinateur, pour cela, le courant dans la boucle d'émission est mesuré grâce à un shunt (résistance électrique de faible valeur permettant la mesure du courant) dont l'impédance est connue. La boucle d'émission utilisée est une Schwarzbeck FESP 5132 (de diamètre 120 mm) et la boucle de réception utilisée est une Schwarzbeck FESP 5134-40 (de diamètre 40 mm). Les impédances de ces boucles sont connues de l'ordinateur afin de pouvoir transformer la consigne de champ en courant pour la boucle d'émission et la mesure de tension en champ pour la boucle de réception. Ce banc de mesure permet de travailler entre 5 Hz et 300 kHz.

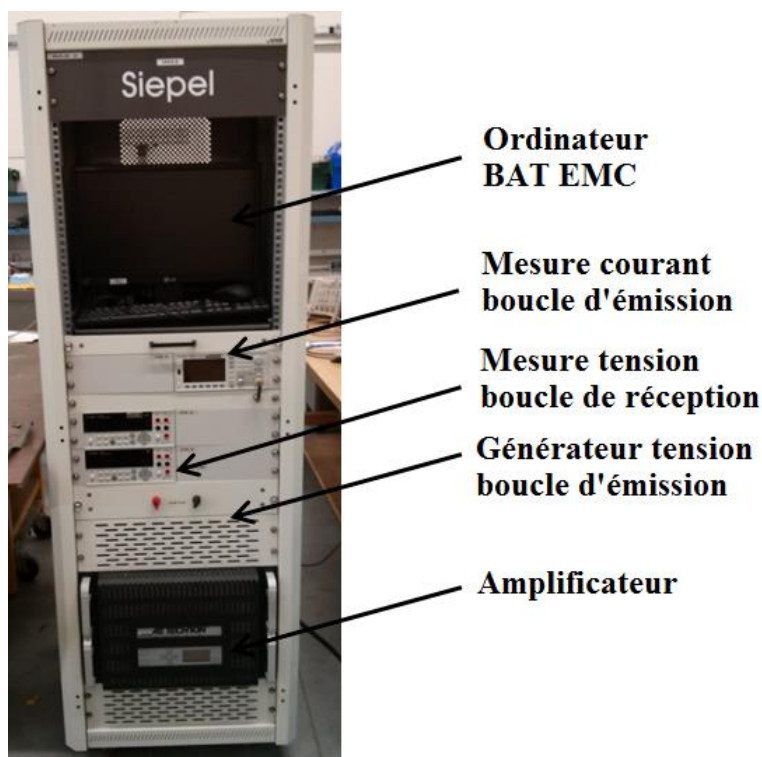


Figure 29: Photo du banc de mesure de SE en champ H proche.

Trois plaques de matériaux hétérogènes potentiellement utilisables pour répondre à une problématique d'allègement de blindage dans l'automobile sont homogénéisées :

- Un matériau polymère contenant un grillage conducteur en laiton
- Un matériau composite fait d'une matrice polymère et de fibres de carbone tissées
- Un matériau composite breveté appelé Aluarmé constitué d'aluminium et de fer

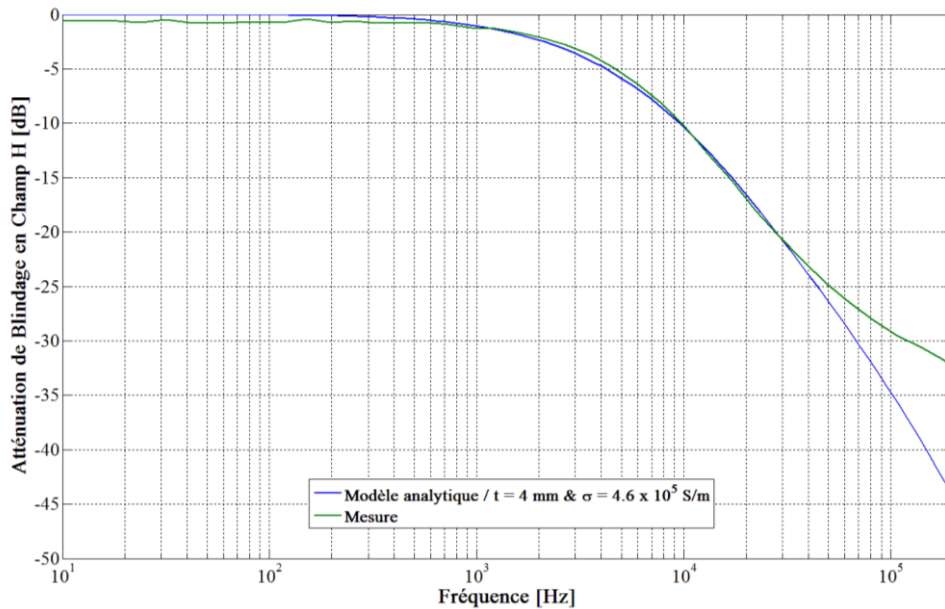


Figure 30: Homogénéisation d'une plaque de polymère et grillage laiton (4 mm).

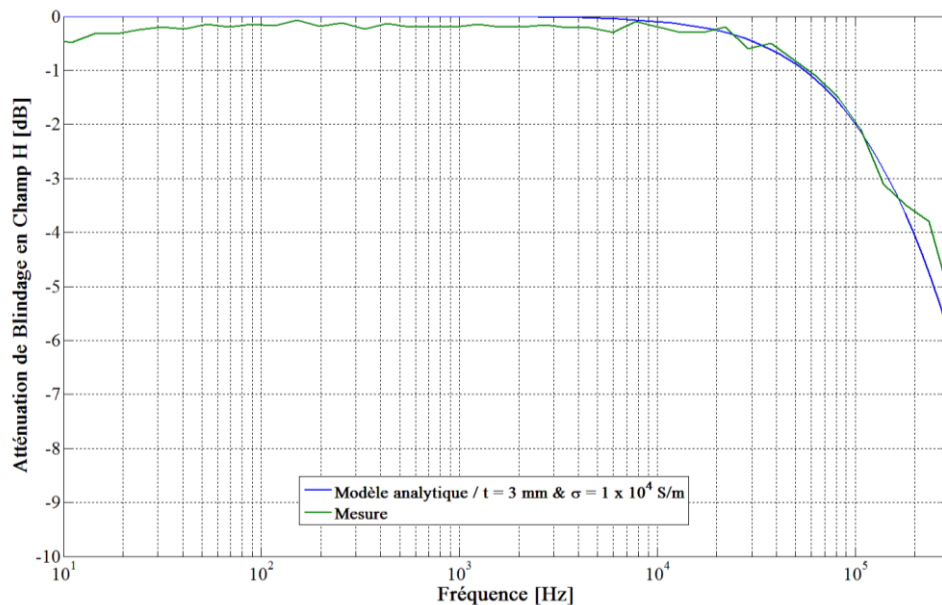


Figure 31: Homogénéisation d'une plaque de composite carbone (3 mm).

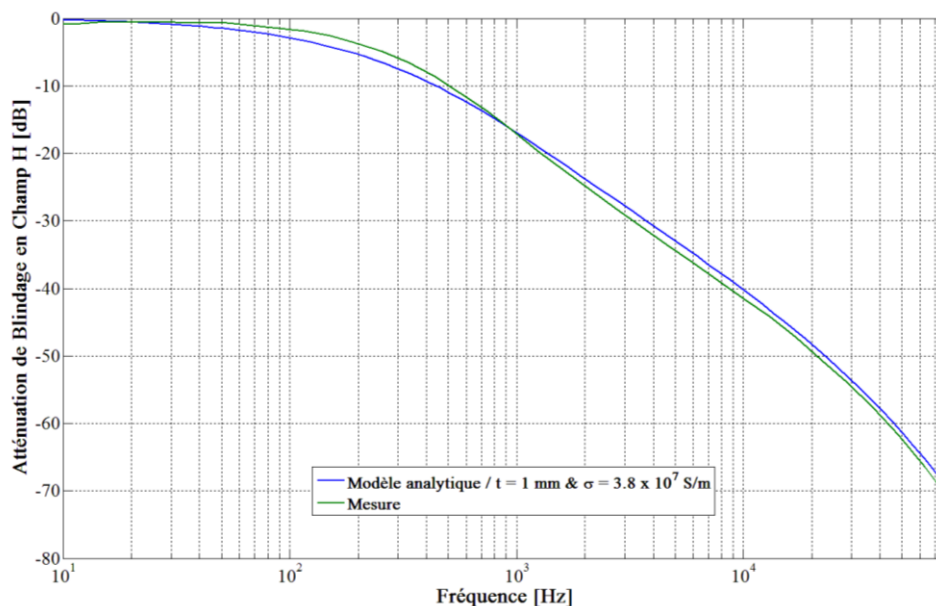


Figure 32: Homogénéisation d'une plaque d'Aluarmé (1 mm).

Pour ces trois matériaux fortement hétérogènes, il est possible de trouver une valeur de conductivité permettant d'homogénéiser ces échantillons par une plaque conductrice homogène :

- Polymère et grillage laiton : $t = 4 \text{ mm}$ $\sigma = 4,6e5 \text{ S/m}$
- Composite carbone tissé : $t = 3 \text{ mm}$ $\sigma = 1,0e4 \text{ S/m}$
- Aluarmé : $t = 1 \text{ mm}$ $\sigma = 3,8e7 \text{ S/m}$

Cette méthode satisfait totalement nos contraintes pour la caractérisation de matériaux conducteurs. Le modèle obtenu a cependant ses limites. En effet, lorsque la fréquence augmente, le phénomène d'effet de peau n'est pas le même entre un matériau homogène et hétérogène.

La perméabilité relative du matériau joue un rôle important sur l'atténuation de blindage en champ magnétique proche. Le paragraphe suivant porte sur la même méthode appliquée aux matériaux conducteurs et magnétiques.

2.5.2.3 Les matériaux conducteurs et magnétiques

Dans le cas des matériaux magnétiques, le principe est le même qu'au chapitre précédent à l'exception du fait que μ_r n'est plus fixé et égal à un, mais il devient une variable sur laquelle il est possible d'agir pour faire correspondre la mesure et le calcul analytique. En observant la courbe d'atténuation de blindage en champ magnétique proche d'un matériau magnétique, nous remarquons que le matériau n'est plus « transparent » en très basses fréquences. Ce phénomène peut être observé Figure 33.

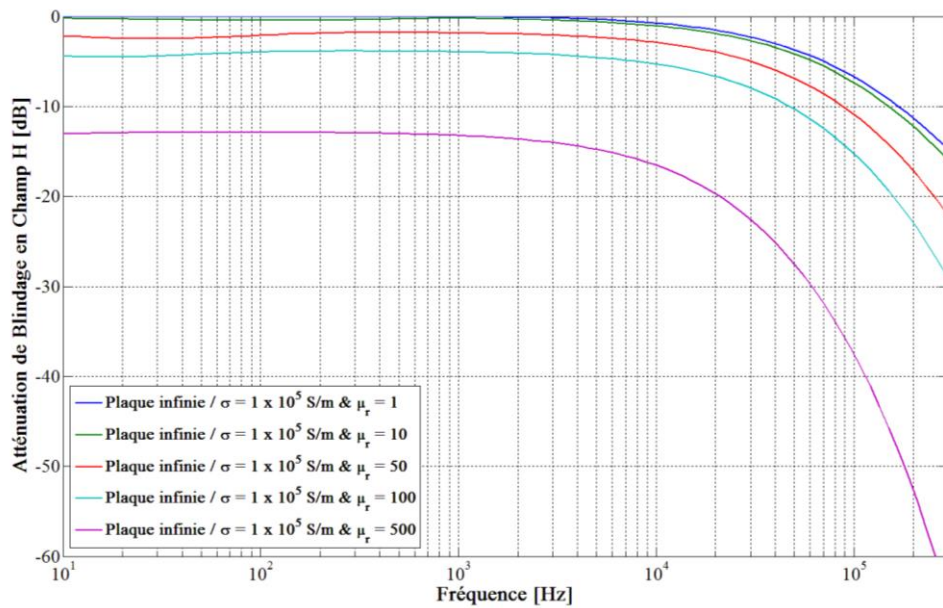


Figure 33: Comparaison de l'atténuation en champ H proche pour des matériaux magnétiques.

L'utilisation de cette méthode avec un matériau magnétique est plus problématique étant donné que la perméabilité relative d'un matériau varie de manière significative avec la fréquence. Il est alors possible de donner une valeur constante pour σ dont l'effet fréquentiel sera décrit par l'effet de peau mais il est moins correct de définir une valeur constante pour μ_r .

Nous avons cependant constaté qu'il est possible, sur la bande de fréquence considérée, de trouver un couple (σ, μ_r) constant faisant correspondre la solution analytique de Moser avec la mesure d'une plaque d'acier homogène (Figure 34, Figure 35).



Figure 34: Photo de la mesure de SE en champ H proche sur une plaque d'acier (2mm).

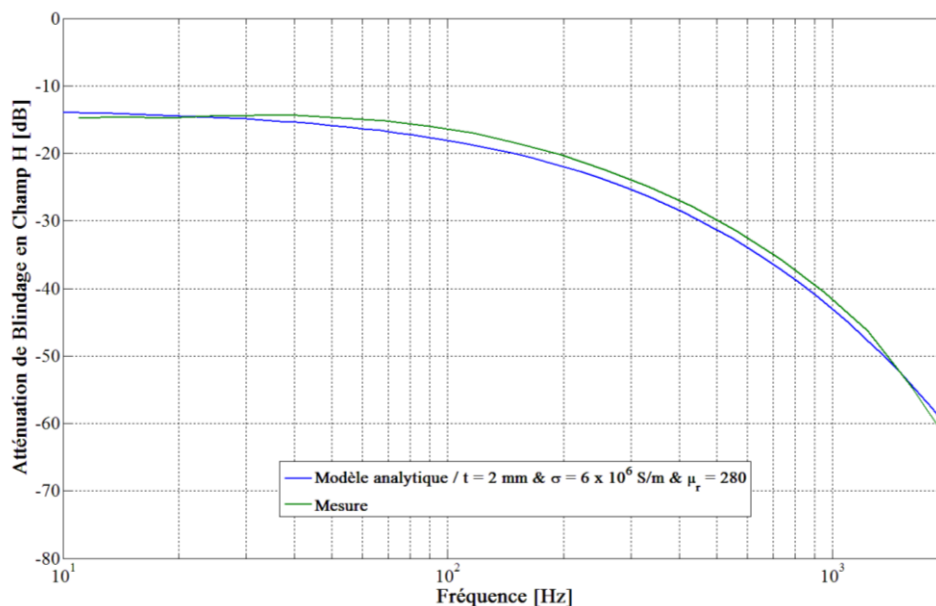


Figure 35: Homogénéisation d'une plaque d'acier (2mm)

La mesure (Figure 35) n'a pas été possible plus haut en fréquence car la sensibilité de la boucle de réception n'est pas assez bonne pour relever des champs H faibles, déjà -60 dB à 200 kHz. Toutefois, la bande de fréquence choisie permet de faire correspondre avec une erreur de 2 dB maximum un modèle théorique d'épaisseur 2 mm, de conductivité $6 \cdot 10^6$ S/m et de perméabilité relative 280 avec un résultat de mesure. Étant donné le nombre d'aciers différents il n'est pas possible de conclure sur le niveau de précision des valeurs obtenues. Malgré cela, l'ordre de grandeur pour σ et μ_r correspondent aux valeurs trouvées dans la littérature pour une plaque d'acier [58], [59].

Afin de vérifier s'il est possible d'homogénéiser une plaque hétérogène conductrice et magnétique nous avons dû faire la démonstration en utilisant la simulation numérique à cause du manque d'échantillons de ce type. Le solveur LFMF du logiciel EMC Studio (1.3.2.1) est utilisé pour effectuer une telle simulation. La structure hétérogène modélisée est constituée de deux plaques ($t = 2$ mm, $\sigma = 10^5$ S/m & $\mu_r = 100$) séparées d'une structure en nid d'abeille ($t = 1$ mm, $\sigma = 10^4$ S/m & $\mu_r = 1$). Le modèle numérique peut être observé Figure 36 (a), il est composé de 8000 triangles et le temps de résolution est de 7 minutes par fréquence sur un Intel Xeon 5160 @ 3 GHz & 8 Go de mémoire vive. L'excitation est réalisée grâce à un modèle de boucle et le champ transmis est calculé directement.

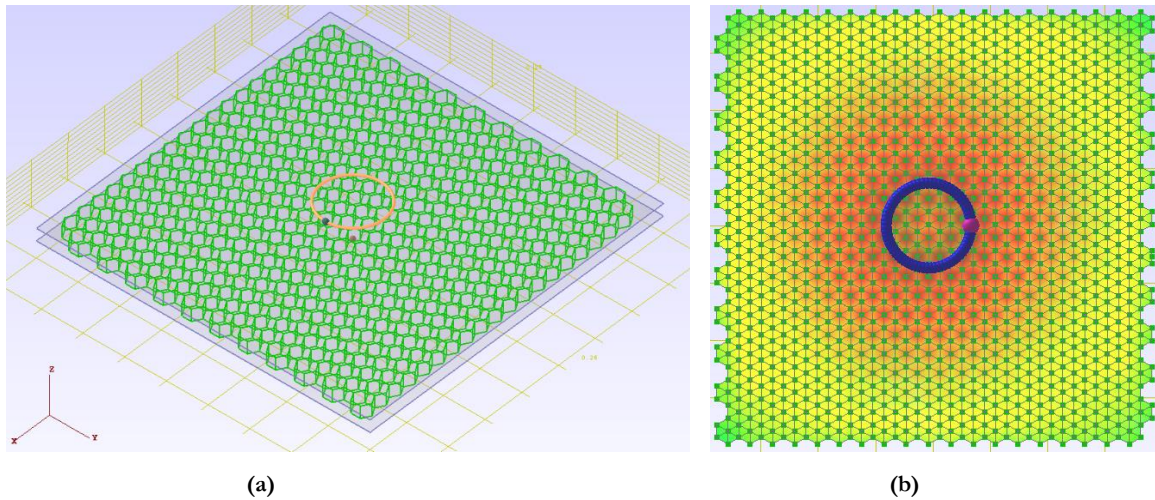


Figure 36: Modèle MoM de plaque hétérogène conductrice et magnétique. (a) Géométrie. (b) Courants @30kHz.

Les courants surfaciques sur la Figure 36 (b) se répartissent de la même manière que si la plaque était homogène, conductrice et magnétique. Cela appuie le fait que la méthode d'homogénéisation fonctionne dans ce cas.

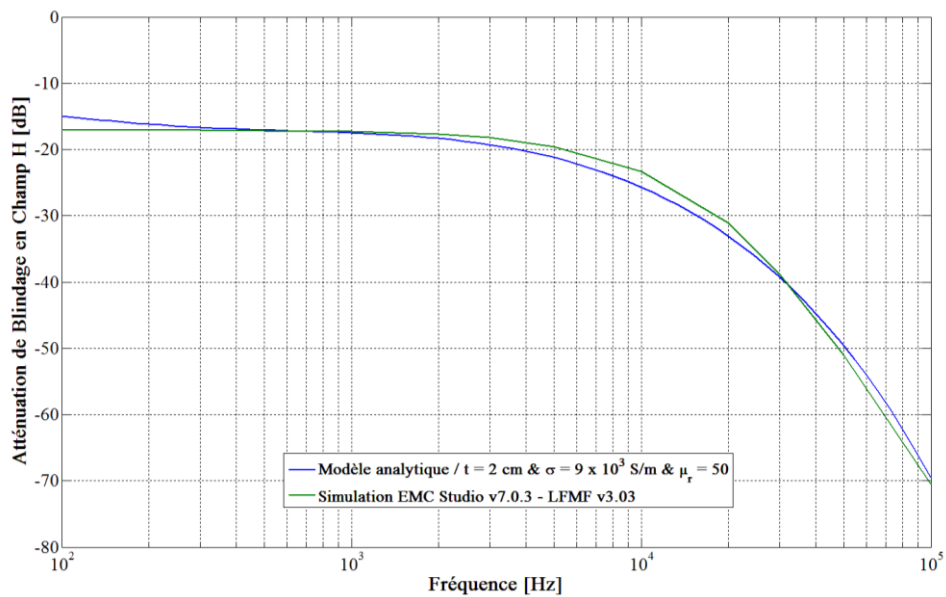


Figure 37: Caractérisation d'une plaque composite en nid d'abeille conductrice et magnétique



Les résultats de la Figure 37 montrent qu'il est possible d'homogénéiser une telle structure par une plaque homogène de deux centimètres d'épaisseur, de conductivité 9000 S/m et de perméabilité relative 50. Ainsi, cette méthode permet de réduire le nombre de triangles d'environ 8000 à 1000 et ainsi de réduire l'occupation en mémoire et le temps de calcul. De plus, il n'est pas possible de mailler une structure composite en nid d'abeille sur toute la géométrie des tôles d'un véhicule car la taille mémoire requise serait trop importante.

2.6 METHODES D'HOMOGENEISATION POUR LES MATERIAUX COMPOSITES

2.6.1 Présentation des matériaux composites

Par définition, un matériau composite est constitué de l'assemblage d'au moins deux matériaux non miscibles et de nature différente, se complétant et permettant d'aboutir à un matériau dont l'ensemble des performances mécaniques est supérieur à celui des composants pris séparément. Un matériau composite est donc composé d'un renfort (habituellement des fibres) qui apporte rigidité et résistance mécanique, et d'une matrice qui assure une bonne tenue chimique et thermique ainsi qu'un vieillissement correct de la pièce. À ces deux composants, il est possible d'ajouter des charges (poudres ou particules insérées dans la matrice) afin de réaliser certaines actions comme réduire le coût de la pièce, la rendre plus légère, lui donner une couleur, etc.

Tableau 3: Détail des différentes fibres.

TYPE DE FIBRE		
Fibres de Verre	Résistance en traction modérée	Faible module de traction
Fibres de Carbone	Hautes performances mécaniques Fibre électriquement conductrice	Coût de fabrication élevé
Fibres d'Aramidés	Excellentes propriétés en traction Excellente ténacité	Faible résistance en compression Faible adhésion sur les polymères
Fibres Naturelles	Aspect écologique Faible coût	Faibles propriétés mécaniques Odeur sous effet de chaleur

Les différents types de fibres rencontrés dans l'automobile sont résumés dans le Tableau 3. Les termes mécaniques dans le tableau sont explicités dans cette référence [60]. Pour les matrices, il est possible d'avoir des matrices métalliques, céramiques ou encore polymères. Pour obtenir un bon composite, il est nécessaire que la matrice soit compatible avec le renfort. Dans le cas de l'automobile, ce sont les matrices polymères qui sont principalement utilisées car ce sont les plus légères et les moins coûteuses. Parmi ces matrices, on distingue deux familles :

- Matrices thermoplastiques : PP, PA, PPS, PEEK, etc.
- Matrices thermodurcissables : Polyester insaturé, Vinylester, époxy, etc.

Les matériaux composites se distinguent dans plusieurs grands domaines d'applications. Le domaine des transports et de l'automobile étant le plus gros consommateur avec 32% de volume, vient ensuite le domaine du bâtiment avec 21%, l'électrique et électronique avec 13%

et les domaines à moins de 10% de volume comme la construction navale, l'éolien, les sports et loisirs, les tuyaux, les réservoirs et l'aéronautique. Chez Renault, dans une optique d'allègement, plusieurs pièces ont déjà été produites en matériaux composites. On peut citer l'exemple du toit de la Twizy, du coffre de la Laguna III ou encore le plancher du récent concept-car 1 L/100 km Eolab.

La modélisation électromagnétique de matériau composite est intéressante afin de pouvoir étudier par la simulation numérique l'impact de ces nouveaux matériaux sur le comportement CEM d'un équipement ou d'un véhicule. Nous ferons la distinction entre les matériaux composites à fibres conductrices qui peuvent servir de blindage électromagnétique et les matériaux composites à fibres diélectriques qui ont moins d'impact sur la CEM du véhicule, mais qui peuvent en avoir sur des applications radar.

2.6.2 Les méthodes d'homogénéisation

Si l'on considère un matériau composite dans une simulation numérique, il n'est pas possible d'envisager de modéliser sa géométrie réelle (matrice & fibre) car le besoin en mémoire et puissance de calcul serait trop important. Pour résoudre ce problème, plusieurs méthodes d'homogénéisation existent dans le but de trouver un modèle plus simple pour le matériau composite, qu'il soit isotrope ou anisotrope. Parmi les méthodes les plus utilisées on retrouve le modèle homogène de Maxwell-Garnett à inclusions cylindriques, la méthode d'équivalence d'Holloway et la méthode précédemment décrite au paragraphe 2.5.2.

2.6.2.1 Le modèle de Maxwell-Garnett

Le modèle de Maxwell-Garnett [61] permet de calculer les propriétés diélectriques équivalentes d'un matériau hétérogène constitué d'une matrice et de plusieurs inclusions aléatoires. Le résultat de cette formule (Eq. 55) est une matrice 3x3 dont les composantes sont les valeurs de permittivité selon les axes de l'espace cartésien.

$$\varepsilon_{MG} = \varepsilon_e + \frac{\frac{1}{3}f(\varepsilon_i - \varepsilon_e) \sum_{k=1}^3 \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_e + N_{ik}(\varepsilon_i - \varepsilon_e)}}{1 - \frac{1}{3}f(\varepsilon_i - \varepsilon_e) \sum_{k=1}^3 \frac{N_{ik}}{\varepsilon_e + N_{ik}(\varepsilon_i - \varepsilon_e)}} \quad (\text{Eq. 55})$$

Dans cette formule, f est la fraction volumique des inclusions, ε_i est la permittivité des inclusions (fibre), ε_e est la permittivité de la matrice et N_{ik} sont les facteurs dépolarisants. Dans le cas d'un matériau composite à fibres, on peut décomposer le matériau en un ensemble de couches élémentaires représentant chacune une épaisseur de fibres. Sur chacune de ces couches élémentaires (Figure 38) on retrouve une structure périodique à inclusions cylindrique. Cette structure périodique est un parallélépipède de matrice diélectrique contenant un cylindre (une fibre).

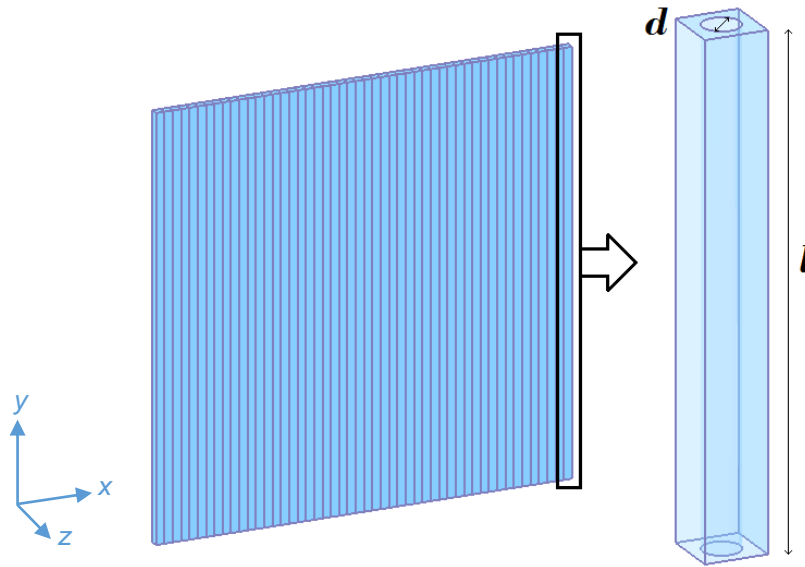


Figure 38: Schéma de la structure interne d'une couche élémentaire de matériau composite à fibres.

En considérant les conventions de la figure précédente, il est ainsi possible de simplifier la formule générale afin d'obtenir une expression (Eq. 56) adaptée aux matériaux composites à fibres [62], [63]. Dans cette expression, la variable a est définie comme le ratio entre la longueur d'une fibre l et son diamètre d .

$$\varepsilon_{x,y,z} = \varepsilon_e + f \varepsilon_e \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_e}{\varepsilon_e + (1-f)N_{x,y,z}(\varepsilon_i - \varepsilon_e)} \quad (\text{Eq. 56})$$

Avec :

$$N_y = \frac{1}{2} \frac{\ln \left(\frac{a + \sqrt{a^2 - 1}}{a - \sqrt{a^2 - 1}} \right) a - 2\sqrt{a^2 - 1}}{(\sqrt{a^2 - 1})^3} \quad (\text{Eq. 57})$$

$$N_x = N_z = \frac{1 - N_y}{2} \quad (\text{Eq. 58})$$

La permittivité relative de la matrice est généralement décrite par un modèle de Debye (Eq. 59), celle des fibres peut se représenter avec un modèle de conductivité (Eq. 60), notamment pour les fibres conductrices.

$$\varepsilon_{Debye}^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (\text{Eq. 59})$$

$$\varepsilon_r^*(\omega) = \varepsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (\text{Eq. 60})$$

2.6.2.2 Modèle d'équivalence

La méthode d'équivalence proposée par Holloway [64] est une approximation multicouche du composite qui se base sur une analyse géométrique de la structure. Trois modèles sont proposés, les niveaux de précision de ces modèles impactent directement leur validité dans les hautes fréquences.

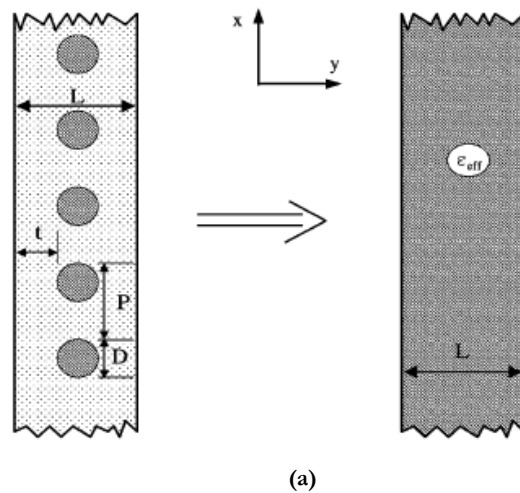
$$\begin{aligned}
 \varepsilon_x^{-1} &= (1 - g)\varepsilon_a^{-1} + g\varepsilon_b^{-1} \\
 \mu_x^{-1} &= (1 - g)\mu_a^{-1} + g\mu_b^{-1} \\
 \varepsilon_y = \varepsilon_z &= (1 - g)\varepsilon_a + g\varepsilon_b \\
 \mu_y = \mu_z &= (1 - g)\mu_a + g\mu_b
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 61}$$

L'équation (Eq. 61) décrit le calcul d'équivalence d'une couche élémentaire de matériau composite. Les variables indicées a définissent les propriétés électromagnétiques de la matrice et les variables indicées b définissent celles des fibres. C'est la valeur de g qui change en fonction du modèle utilisé.

Le premier modèle (Figure 39 (a)) est le modèle le plus simple. Il consiste à considérer la couche élémentaire comme une simple couche homogène équivalente. Le coefficient g (Eq. 62) est alors calculé comme la fraction volumique des fibres par rapport à la matrice.

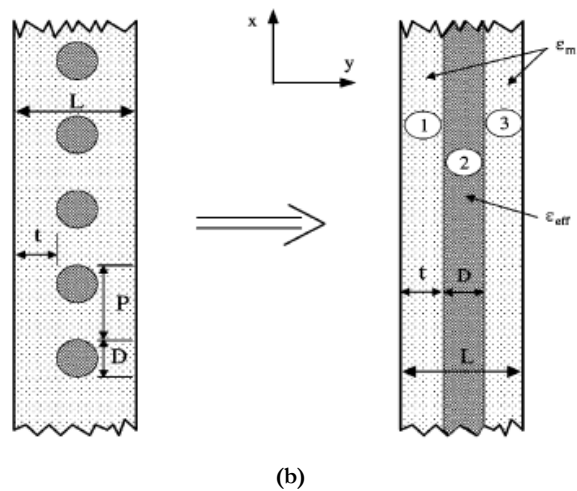
$$g = \frac{\pi D^2}{4PL} \tag{Eq. 62}$$

Ce modèle permet une approximation simple et rapide d'une couche élémentaire de composite.



Le deuxième modèle (Figure 39 (b)) décrit une couche élémentaire de composite comme une superposition de trois couches homogènes. Les propriétés de la matrice sont assignées aux couches externes et celles de la couche centrale sont calculées avec g défini dans (Eq. 63).

$$g = \frac{\pi D}{4P} \tag{Eq. 63}$$



Le troisième modèle (Figure 39 (c)) décrit une couche élémentaire de composite comme une superposition de deux couches homogènes et d'une couche hétérogène. Les propriétés de la matrice sont assignées aux couches externes et la couche centrale hétérogène est calculée avec un coefficient g qui dépend de la position selon y (Eq. 64).

$$g = \frac{2\sqrt{Dy' - y'^2}}{4P} \quad (\text{Eq. 64})$$

Ce modèle hétérogène est le plus précis des trois modèles équivalents présentés. C'est également le plus compliqué à utiliser.

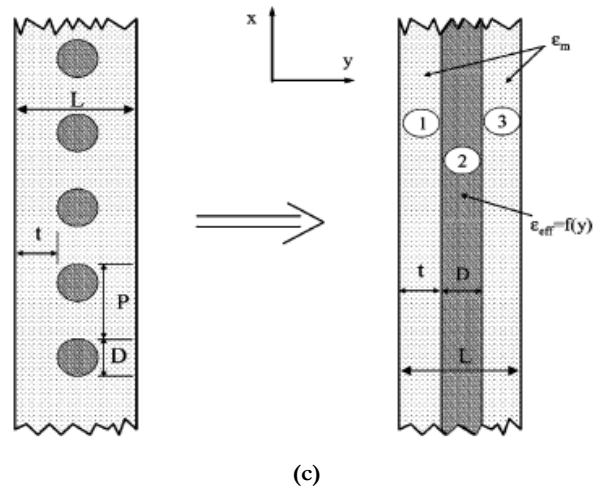


Figure 39: Modèles équivalents d'une couche élémentaire de matériau composite [64]. (a) Modèle homogène 1 couche. (b) Modèle homogène 3 couches. (c) Modèle hétérogène 3 couches.

La permittivité relative équivalente obtenue permet de calculer correctement les coefficients de transmission et réflexion ainsi que l'efficacité de blindage d'un tel matériau. Il est également possible d'insérer ce résultat dans une simulation numérique si le code de calcul le permet.

2.6.3 Application de ces modèles en simulation numérique

Ces deux modèles sont définis pour une couche élémentaire de fibre comme celle schématisée sur la Figure 38. Pour pouvoir les appliquer, il faut distinguer deux types de renfort, les renforts à fibres tissées (Figure 40(a)) et les renforts à fibres orientées (Figure 40(b)).

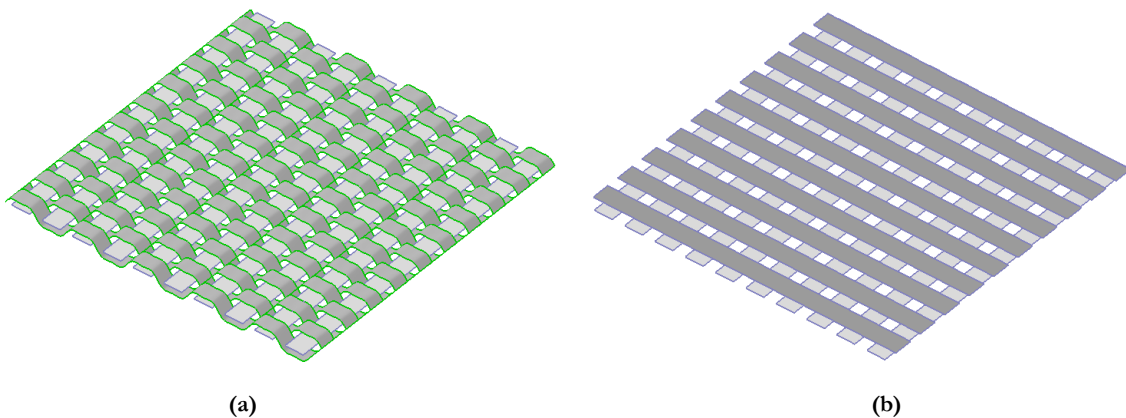


Figure 40: Schéma renfort fibres. (a) Fibres tissées. (b) Fibres orientées.

Dans le cas de fibres diélectriques, il est possible d'assimiler [65] un renfort tissé à un renfort multicouche orienté composé de deux couches élémentaires, c'est-à-dire, deux couches comme celle schématisée sur la Figure 38. Il faut alors appliquer la formule de Maxwell-Garnett ou

d'Holloway sur chacune de ces couches. L'insertion du résultat obtenu dans une simulation numérique est possible avec le logiciel FEKO (v7.0) grâce au modèle « Multi-Layered Anisotropic Dielectric » qui permet de modéliser un matériau diélectrique multicouche anisotrope. Le logiciel EMC Studio (v7.0.3) n'est quant à lui pas encore capable de gérer les matériaux anisotropes.

Dans le cas de fibres conductrices, le comportement entre des fibres tissées et des fibres orientées est différent car pour un renfort tissé le courant est libre de circuler entre deux points aléatoires de la plaque (bon contact entre les fibres) alors qu'avec des fibres orientées le contact électrique entre les couches de fibres n'est pas certain.

Le résultat des méthodes présentées précédemment est une matrice de permittivité ce qui pose problème dans le cas de fibres conductrices. En effet, il n'est pas possible d'utiliser le modèle de diélectrique anisotrope avec la méthode des moments car celui-ci diverge lorsque la partie imaginaire de ϵ_r^* devient trop grande ($\sigma \gg 0$). Afin de pouvoir utiliser le résultat des méthodes de Maxwell-Garnett ou d'Holloway, dans le cas de fibres conductrices, il faut utiliser la méthode des éléments finis ou des différences finies. Nous avons cependant montré au paragraphe 2.5.2 qu'il est possible d'homogénéiser un matériau composite à fibre conductrice avec la méthode des boucles magnétiques lorsque ses fibres sont tissées. Si elles sont orientées, le contact électrique entre les couches est trop aléatoire pour permettre une représentation par une couche conductrice homogène.

Avec les outils logiciels disponibles durant ces travaux de thèse on peut résumer les modélisations électromagnétiques de matériaux composites possibles par le tableau suivant :

Tableau 4: Modélisation de matériaux composites avec les outils logiciels disponibles.

	FIBRES CONDUCTRICES	FIBRES DIELECTRIQUES
FIBRES TISSEES	Homogénéisation par une plaque conductrice grâce à la formule de Moser (paragraphe 2.5.2)	Division du tissage en deux couches élémentaire et application du modèle homogène de Maxwell-Garnett ou du modèle équivalent d'Holloway sur chacune des couches élémentaires
FIBRES ORIENTEES	Pas de modélisation correcte en méthode des moments.	Application du modèle homogène de Maxwell-Garnett ou du modèle équivalent d'Holloway sur chacune des couches de fibres

Il est important de noter que pour pouvoir utiliser le modèle de Maxwell-Garnett ou le modèle d'équivalence, il est nécessaire d'avoir une connaissance détaillée de la structure interne du composite ce qui n'est pas toujours le cas surtout si le matériau est fourni par une société externe.

2.7 CONCLUSION DU CHAPITRE 2

Au cours de ce chapitre sont présentés les critères, adaptés à notre étude, pour le choix d'une ou de plusieurs méthodes de caractérisation électromagnétique de matériau. Nous avons ainsi choisi un critère fréquentiel, un critère sur le type et le format de l'échantillon ainsi qu'un critère sur le processus de mesure.

Il a été ensuite présenté une liste (non exhaustive) des principales méthodes de caractérisation électromagnétique de matériau. Le Tableau 5 établit un bilan des méthodes présentées dans ce chapitre.

Tableau 5: Bilan sur les méthodes de caractérisation présentées dans ce chapitre.

NOM DE LA METHODE	BANDE DE FREQUENCE	FORME DE L'ECHANTILLON	COMMENTAIRES	GRANDEUR MESUREE
METHODE ACPD	1 kHz - 100 kHz	Plaque	Ne fonctionne pas pour les matériaux hétérogènes. Attention au contact fil – plaque et au couplage involontaire entre les câbles de mesure.	σ ou μ_r
CADRE SST	20 Hz - 2 kHz	Plaque	Non adaptée pour les matériaux faiblement magnétiques	μ_r^*
METHODE CAPACITIVE	1 Hz - 100 MHz	Plaque	La précision de la méthode et sa validité dans les hautes fréquences dépendent de la qualité du système de mesure.	ϵ_r
METHODE EN CAVITE RESONANTE	500 MHz - 100 GHz	Cylindrique Cubique	Méthode mono fréquence valide pour des échantillons à faibles pertes.	ϵ_r^*
METHODE EN GUIDE D'ONDE	1 GHz - 4 GHz	Parallélépipédique	Fréquences de mesure dépendantes de la taille du guide d'onde.	ϵ_r^* et μ_r^*

METHODE EN CELLULE COAXIALE	50 MHz - 1 GHz	Torique	Usinage compliqué de l'échantillon de par sa forme et la précision requise.	ϵ_r^* et μ_r^*
SONDE EN GUIDE D'ONDE	2 GHz - 13 GHz	Surface plane	Méthodes non destructives pour l'échantillon. Ne prend pas en compte les hétérogénéités qui sont à l'intérieur du matériau.	ϵ_r^* ou μ_r^*
SONDE COAXIALE	50 MHz - 20 GHz		Attention au contact entre sonde et échantillon qui doit être correctement réalisé.	
METHODE FOCALISEE EN ESPACE LIBRE	25 GHz - 40 GHz	Plaque	La taille de la plaque conditionne la limite basse en fréquences.	ϵ_r^* et μ_r^*
METHODE D'HOMOGENEISATION	5 Hz - 1 MHz	Plaque	Les dimensions de la plaque doivent être bien supérieures au diamètre de la boucle d'émission. La perméabilité obtenue est constante et valable pour des fréquences proches du continu.	σ et μ_r

Finalement, pour la mesure de permittivité et perméabilité relative, la méthode capacitive et la méthode du cadre SST sont retenues pour les très basses fréquences car elles sont simples à mettre en œuvre. La méthode d'homogénéisation par la formule de Moser est retenue pour la mesure de la conductivité. Bien que cette méthode se base sur une mesure entre 5 Hz et 300 kHz (fréquence haute limitée par la configuration de mesure), la conductivité obtenue est valide sur toute notre bande de fréquence d'étude car l'effet fréquentiel de la conductivité est décrit par l'effet de peau et non par une variation fréquentielle de la valeur de σ .

En ce qui concerne la mesure de ϵ_r^* et μ_r^* entre 10 kHz et 1 GHz nous avons choisi d'adapter la méthode en cellule coaxiale avec une autre structure propagatrice comme une stripline ou une cellule TEM. Ce choix a été fait de manière à éliminer la contrainte de dimensionnement mécanique de l'échantillon. Cette méthode est entièrement présentée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3 :

METHODE DE MESURE DE PERMITTIVITE COMPLEXE EN STRUCTURE TEM

Au cours de ce chapitre, une méthode de caractérisation de matériaux diélectriques, entre 1 kHz et 1 GHz, dans une cellule TEM et dans une stripline est décrite. Cette méthode a été initialement développée pour être une adaptation des procédures d'évaluation des paramètres S en transmission et réflexion afin de pouvoir appliquer le calcul de Nicolson Ross Weir (NRW) (2.4.1) à une cellule TEM. L'objectif était de retrouver la permittivité relative complexe et la perméabilité relative complexe d'un matériau à partir du relevé des paramètres S aux bornes de la structure TEM lorsque l'échantillon est disposé dans la structure. Cependant, certaines limites techniques décrites dans ce chapitre ne permettent pas d'appliquer correctement cette procédure. Afin de résoudre ce problème, la manière de post-traiter les résultats de mesure pour remonter aux propriétés diélectriques de l'échantillon a été modifiée et une approche originale a ainsi été mise en œuvre.

3.1 PRINCIPE DE LA METHODE

3.1.1 La structure propagatrice TEM

3.1.1.1 Présentation de la cellule TEM et de la stripline

Une cellule TEM (Figure 41) est un moyen principalement destiné à réaliser des essais CEM de type immunité rayonnée. Un équipement est positionné à l'intérieur de la cellule puis il est illuminé par une onde TEM. C'est la géométrie de la cellule qui permet de créer un fort niveau de champ électrique en appliquant simplement une différence de potentiel entre le conducteur interne appelé septum et le conducteur externe qui est le blindage de la cellule.

Une onde TEM dispose d'une structure particulière, le champ électrique et le champ magnétique sont orthogonaux entre eux et orthogonaux vis-à-vis du vecteur de propagation de l'onde \vec{k} . L'intérêt d'une telle structure est la possibilité de maîtriser le niveau de champ à générer sur l'équipement tout en se protégeant de l'environnement électromagnétique extérieur grâce au blindage de la cellule. Une telle structure est généralement adaptée pour des appareils 50 Ω , de ce fait, l'impédance caractéristique tout au long de la cellule TEM est égale à 50 Ω . Il est donc nécessaire d'utiliser un générateur 50 Ω d'un côté et une charge 50 Ω de l'autre afin d'éviter l'apparition d'ondes stationnaires qui rendraient les mesures non reproductibles.

La bande de fréquences d'utilisation d'une cellule TEM va du continu jusqu'à la fréquence de coupure de la cellule f_c pour le mode TE_{10} (Eq. 65) [66]. Au-delà de cette fréquence, le premier mode de guide apparaît et vient se superposer au mode TEM. Cette fréquence de coupure dépend de la géométrie de la cellule TEM. Plus ses dimensions sont grandes, plus elle est capable d'accueillir des équipements de taille importante. La fréquence maximale d'utilisation d'une cellule TEM est donc inversement proportionnelle à ses dimensions et en particulier à sa largeur.

$$f_c = \frac{75}{a} \sqrt{1 + \frac{4a}{\pi b \ln\left(\frac{8a}{\pi g}\right)}} \quad (\text{Eq. 65})$$

Avec a la demi-largeur de la section, b la demi-hauteur de la section et g la distance dans la largeur entre le septum et le blindage.

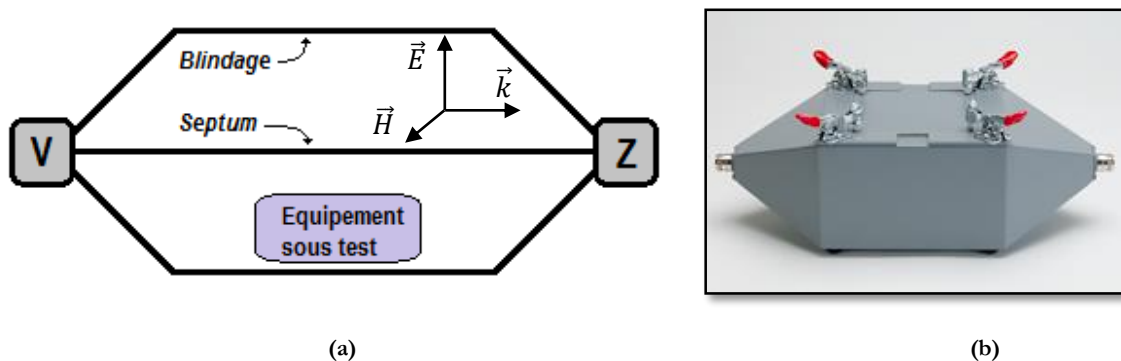


Figure 41: Cellule TEM. (a) Schéma explicatif. (b) Exemple de cellule TEM.

Une seconde catégorie de structure capable de propager un mode TEM est la stripline. Une stripline (Figure 42) est une demi-cellule TEM, le rôle du conducteur central est joué par le plan de masse et le conducteur externe peut-être réalisé par des fils parallèles ou par un plan métallique.

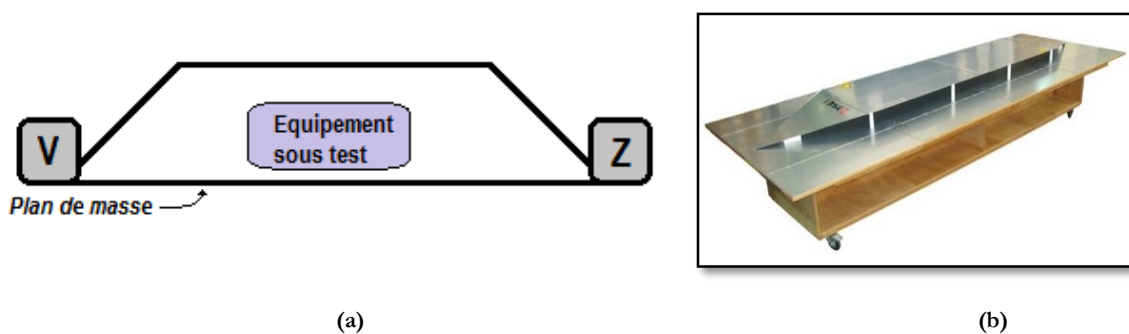


Figure 42: Stripline. (a) Schéma explicatif. (b) Exemple de stripline.

Nous montrerons dans la suite que ces structures peuvent également être utilisées pour la caractérisation électromagnétique de matériaux.

3.1.1.2 Justification du choix de la cellule TEM / stripline

Il existe une méthode de mesure qui utilise la procédure de NRW à partir des coefficients de transmission et réflexion relevés aux bornes d'une cellule coaxiale [67]. Notre méthode était initialement développée pour adapter la méthode en cellule coaxiale à une cellule TEM.

Le choix d'une cellule TEM a été arrêté car cette dernière respecte toutes les contraintes définies dans le paragraphe 2.1.2. En effet, il est possible de travailler avec la cellule TEM du continu jusqu'à sa fréquence de coupure qui peut être supérieure au gigahertz si la cellule est assez petite. La section d'une cellule TEM ou d'une stripline est rectangulaire ce qui facilite grandement l'usinage des échantillons. De plus, cette section est assez grande pour pouvoir effectuer des mesures sur un matériau hétérogène en respectant le critère du VER.

Malheureusement, le changement de plan de référence décrit au paragraphe 2.4.1 n'est pas réalisable dans une cellule TEM car la répartition du champ électromagnétique (Figure 43 (a)) n'est pas aussi simple que dans une cellule coaxiale (Figure 43 (b)). En effet, le calcul de la constante de propagation n'est pas réalisable avec une précision suffisante et la matrice de passage entre les paramètres de répartition aux bornes de la cellule et ceux aux bornes de l'échantillon n'est pas calculable. Afin de résoudre ce problème nous utilisons la simulation numérique 3D pour prédire le comportement de la cellule et pour remonter aux caractéristiques du matériau.

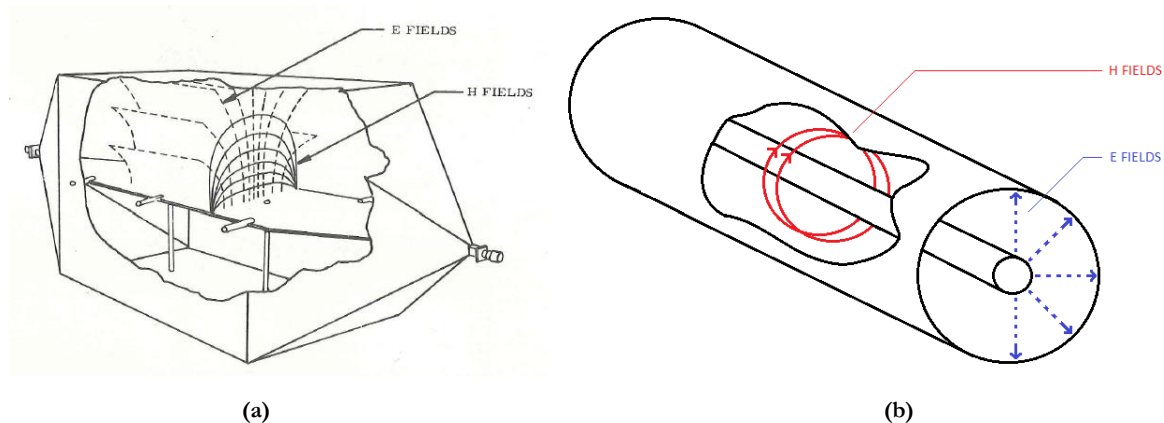


Figure 43: Répartition de champ électromagnétique. (a) Dans une cellule TEM [66]. (b) Dans une cellule coaxiale.

3.1.1.3 Structures TEM utilisées

Une cellule TEM ouverte a été utilisée pour mettre au point la méthode de caractérisation de permittivité relative dont le principe général sera décrit au paragraphe suivant. Une fois mise au point le potentiel de la méthode a été évalué grâce à une stripline construite au laboratoire XLIM, ses dimensions conviennent parfaitement à la taille des échantillons et elle permet de travailler suffisamment haut en fréquence (1 GHz).

La Figure 44 détaille les dimensions de la cellule TEM ouverte et la Figure 45 donne une photo de cette cellule. Le septum ne convenant pas, il a été redessiné pour être de la même largeur que la cellule. Les connecteurs de cette cellule sont de type BNC, ce qui veut dire qu'il faudra utiliser des transitions spécifiques pour pouvoir la connecter aux appareils de mesure qui sont généralement équipés de connecteurs de type N ou SMA.

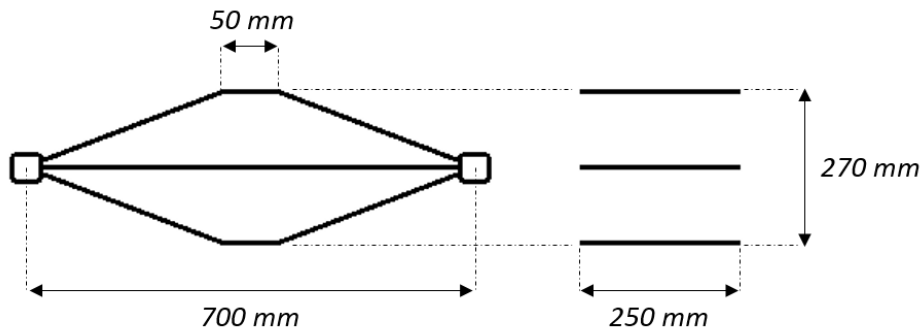


Figure 44: Dimensions de la cellule TEM ouverte.



Figure 45: Photo de la cellule TEM ouverte.

La deuxième structure propagatrice utilisée est une stripline. Cette stripline a été conçue et dimensionnée pour pouvoir faire la meilleure caractérisation possible de matériaux diélectriques. Pour cela, les objectifs suivants ont été fixés :

- Impédance caractéristique de 50Ω
- Coefficient de réflexion faible donc $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$
- Points précédents valides jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz

La hauteur h de la stripline a été fixée à 10 cm afin de limiter la taille de la cellule et donc des échantillons. L'impédance caractéristique d'une plaque conductrice de largeur w au-dessus d'un plan de masse est donnée par l'équation (Eq. 66) [68]. Le calcul de la largeur de la cellule donne donc 48,4 cm.

$$Z_c = 30 \ln \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{8h}{w} \right) \left[\frac{8h}{w} + \sqrt{\left(\frac{8h}{w} \right)^2 + \pi^2} \right] \right) \quad (\text{Eq. 66})$$

L'objectif est d'obtenir un champ le plus homogène possible à l'endroit où l'on place l'échantillon. Il faut donc correctement optimiser la géométrie des transitions et choisir une longueur de stripline suffisante pour obtenir un champ électromagnétique non perturbé par les transitions dans la zone de test.

Cette stripline (Figure 47) a été conçue en laiton pour respecter les contraintes de fabrication liées aux soudures et aux pliages et c'est en outre un bon conducteur, moins cher que le cuivre. La connectique de la stripline est réalisée avec des connecteurs SMA toujours dans l'optique d'avoir une mesure la plus précise possible. Les dimensions finales de la stripline sont détaillées sur la Figure 46.

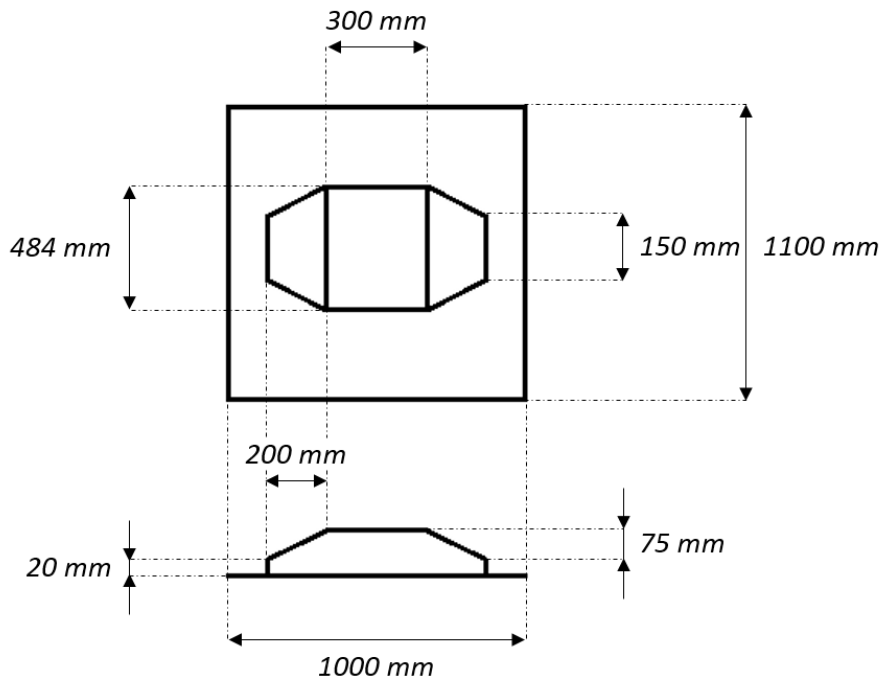


Figure 46: Dimensions de la stripline.

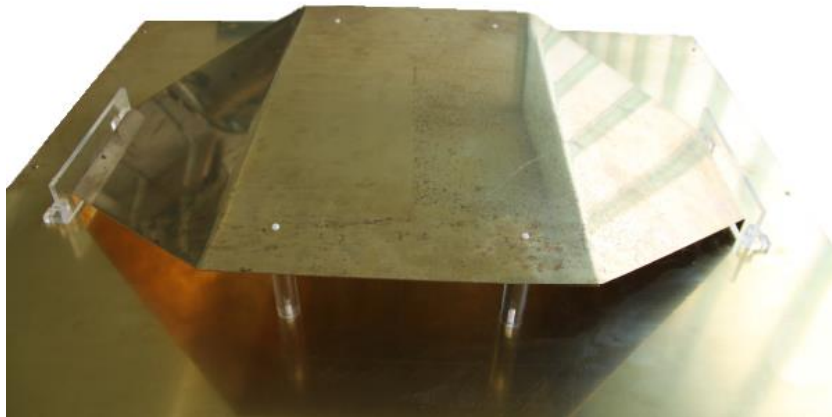


Figure 47: Photo de la stripline

Une fois la stripline construite, son impédance (Figure 48 (a)) est mesurée ainsi que son coefficient de réflexion (Figure 48 (b)) à vide pour vérifier que les objectifs définis précédemment sont atteints ($|S_{11}| < -10$ dB).

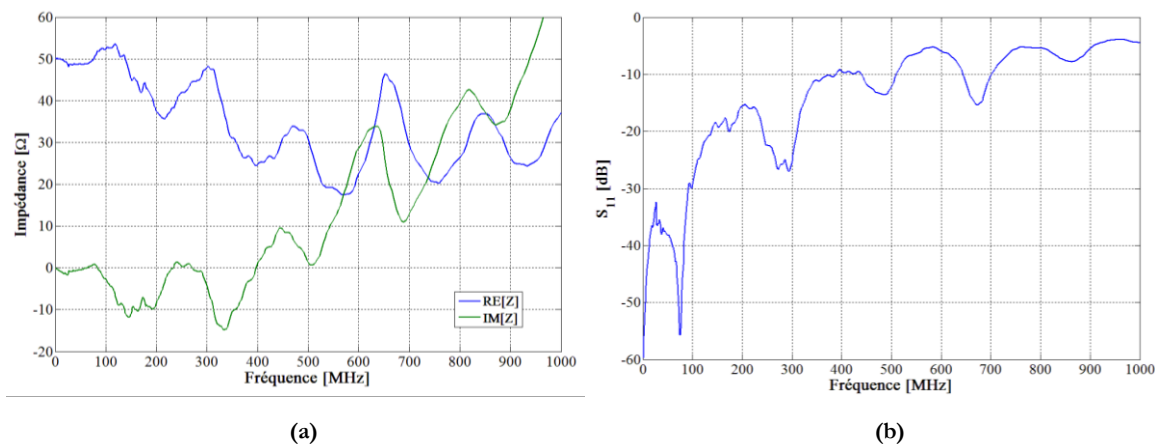


Figure 48: Mesure de Z et S_{11} de la stripline. (a) Impédance. (b) Coefficient de réflexion.

Les résultats sont satisfaisants, car les objectifs sont atteints entre 1 et 300 MHz, la stripline est considérée comme adaptée jusqu'à 500 MHz.

3.1.2 Explication du processus de caractérisation

Le fonctionnement général de la méthode de caractérisation est présenté Figure 49. Cette technique va permettre de déterminer la permittivité relative complexe d'un matériau diélectrique dans une bande de fréquences comprises entre 1 kHz et plusieurs centaines de mégahertz. La mesure doit être simple, relativement rapide et ne pas nécessiter un usinage trop complexe de l'échantillon.

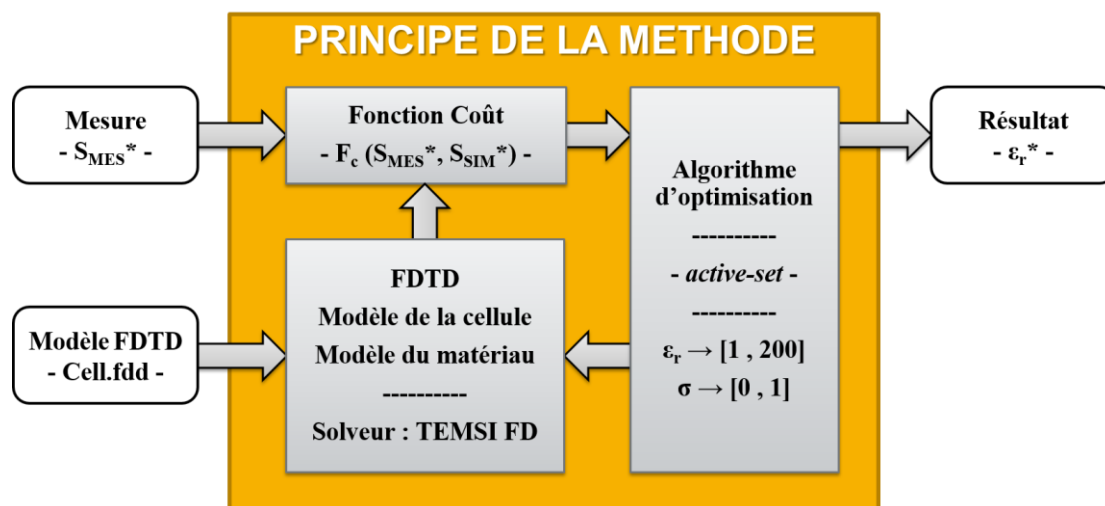


Figure 49: Schéma explicatif de la méthode de caractérisation.

Le principe de l'approche retenue consiste à mesurer les paramètres de transmission (S_{21}) et réflexion (S_{11}) aux accès de la cellule propagatrice (TEM ou stripline) lorsque l'échantillon est positionné dans la cellule. Pour exploiter ces mesures, un modèle numérique de la cellule et de l'échantillon est créé. L'objectif est de trouver la valeur de la permittivité du diélectrique dans le modèle qui fait correspondre les paramètres S mesurés et simulés. Pour cela, plusieurs simulations numériques de la cellule en présence d'un matériau diélectrique dont la permittivité relative complexe est paramétrable sont réalisées. Ces simulations sont pilotées par un

algorithme d'optimisation non linéaire minimisant une fonction coût par un ajustement de la permittivité complexe de l'échantillon dans le modèle. Cette fonction coût est l'erreur quadratique entre la mesure et la simulation. La corrélation entre mesure et simulation des paramètres S aux bornes de la structure propagatrice (TEM ou stripline) à vide doit donc être correcte pour que l'optimisation converge vers un résultat précis. Les résultats obtenus ayant pour objectif d'être utilisés dans une simulation numérique destinée à des analyses de risques CEM, la précision des résultats permet de relâcher le besoin de précision du modèle.

Dans la suite de ce chapitre, les modèles numériques de la cellule TEM et de la stripline sont présentés. Après une première analyse des résultats mesurés et calculés, le fonctionnement et le paramétrage de l'algorithme d'optimisation sont détaillés. Ce chapitre se termine avec les résultats obtenus par la méthode proposée.

3.2 MODELISATION ET SIMULATION DES STRUCTURES PROPAGATRICES

3.2.1 Choix de la méthode numérique

Pour modéliser le montage expérimental, que ce soit la cellule TEM ou la stripline, il est nécessaire de choisir la méthode numérique la plus adaptée. Après avoir calculé l'impédance de la cellule TEM en méthode des moments dans le domaine fréquentiel et en différences finies dans le domaine temporel, on ne distingue pas de méthode numérique plus précise que l'autre. Il y a cependant une grande différence en ce qui concerne le temps de calcul. En effet, avec un calcul temporel il est possible de calculer les paramètres de répartition sur toute la bande de fréquence grâce à une seule simulation d'environ 2 minutes avec une version non parallélisée sur un processeur i7-2670QM @2.2 GHz & 6 Go de mémoire vive. Avec un calcul fréquentiel, il faut faire le calcul fréquence par fréquence. Le temps de calcul par fréquence est d'environ 5 minutes sur la même machine. Pour obtenir une courbe de résolution fréquentielle suffisamment fine, il est nécessaire d'avoir plusieurs dizaines de points de fréquence ce qui implique un temps de calcul de quelques heures en équations intégrales. Sachant qu'avec l'algorithme d'optimisation un calcul à chaque itération doit être effectué, il faut multiplier ce temps par le nombre de simulations. Par exemple, si l'algorithme doit effectuer 20 simulations alors le temps total de convergence sera de 40 minutes pour la FDTD et de plusieurs jours pour la méthode des moments.

De plus, comme cela a été présenté dans le premier chapitre de ce manuscrit, les codes à maillages volumiques sont nettement plus adaptés pour la modélisation de matériaux diélectriques (1.1.2). Cela fait donc deux bonnes raisons pour choisir la méthode temporelle. C'est donc le logiciel de calcul TEMSI-FD [24] qui est utilisé dans ce chapitre.

3.2.2 Présentation des modèles numériques

En méthode des moments, le maillage est conforme à la géométrie, ce n'est pas le cas de la FDTD où le maillage est en « marche d'escalier ». Le choix de la taille d'une maille élémentaire doit être fait de manière à représenter correctement la géométrie et à respecter le critère sur la

plus petite longueur d'onde. Pour représenter correctement la géométrie de la cellule TEM et de la stripline, c'est le critère géométrique qui est le plus contraignant. Un pas de maillage de l'ordre du demi-centimètre est choisi. Le calcul est effectué jusqu'à 1 GHz au maximum. A cette fréquence, la longueur d'onde est de 30 centimètres, de ce fait, un pas de maillage d'environ 5 millimètres permet de respecter très largement le critère d'échantillonnage spatial. Le maillage de la cellule TEM et de la stripline sont respectivement présentés sur la Figure 50 et la Figure 51. Une fois le maillage défini, on choisit le nombre de cellules vides entre la structure et les limites du domaine de calcul qui sont définies par des conditions d'absorption de type PML. La durée simulée est choisie afin que les réponses temporelles à la fonction source, qui est une gaussienne, soient suffisamment atténuées à la fin de cette durée.

Le Tableau 6 présente les détails de conception des modèles numériques FDTD de la cellule et de la stripline. La taille des cellules élémentaires est donnée par Δx , Δy , Δz et le nombre de cellules élémentaires est donné par N_x , N_y et N_z (hors couches PML).

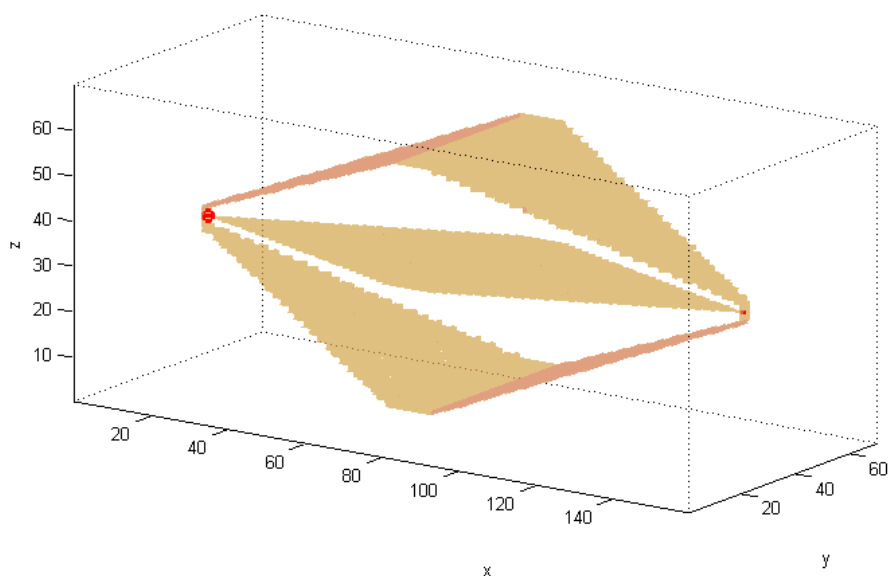


Figure 50: Maillage de la cellule TEM ouverte.

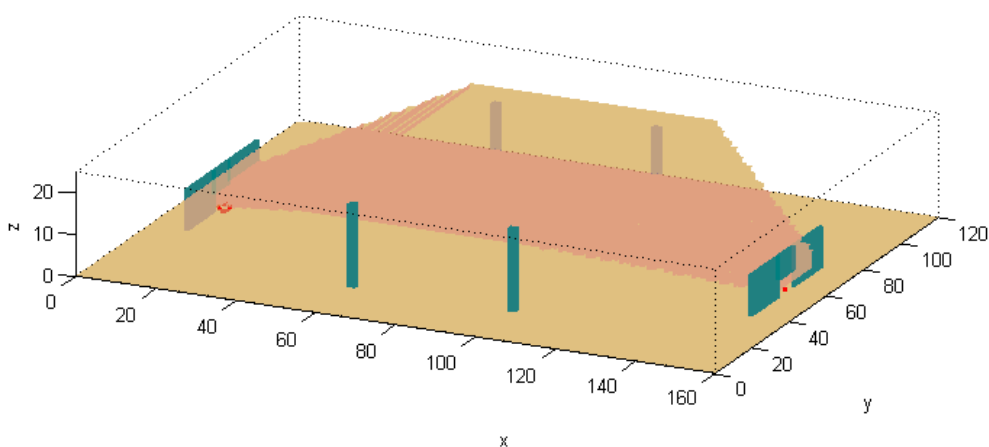


Figure 51: Maillage de la stripline.

Tableau 6: Détails de conception des modèles FDTD.

	CELLULE TEM	STRIPLINE
$\Delta x / \Delta y / \Delta z$	5 mm	5 mm
N_x	160	160
N_y	70	120
N_z	70	25
T_{sim}	50 ns	20 ns

Les modèles de matériaux sont présentés dans le paragraphe 3.3.2.1 qui introduit l’algorithme d’optimisation, car les entrées de ces modèles sont les variables de l’optimisation. Les modèles numériques de la cellule TEM et celui de la stripline doivent être validés avant d’être utilisés, car c’est sur eux que repose le bon fonctionnement de la méthode de caractérisation.

3.2.3 Validation des modèles numériques

Pour valider le modèle numérique, on compare les paramètres de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) de la cellule TEM en mesure et en simulation sur la Figure 52, entre 100 kHz et 100 MHz.

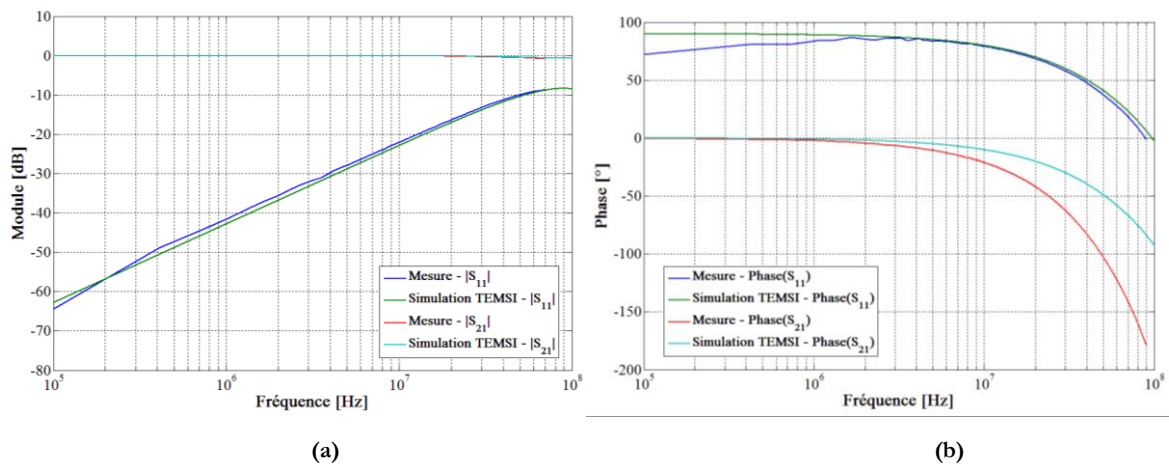


Figure 52: Paramètres S de la cellule TEM ouverte. (a) Module. (b) Phase.

La corrélation entre mesure et simulation est correcte sur le module de S_{11} et de S_{21} ainsi que sur la phase de S_{11} . Les résultats sont moins satisfaisants sur la phase de S_{21} au-delà de quelques mégahertz. Cela est probablement dû aux défauts de notre cellule (vis, septum légèrement courbé, transition connecteur N / BNC) ou encore au maillage en marche d’escalier qui a de plus en plus d’influence à mesure que la fréquence augmente. Une méthode pour corriger la phase du paramètre de transmission est proposée dans le paragraphe 3.3.2.2. Cette méthode permet de s’affranchir de cette divergence entre mesure et simulation.

Les paramètres S de la stripline à vide en mesure et en simulation sont tracés sur la Figure 53, cette fois-ci sur la plage 1 MHz – 1 GHz.

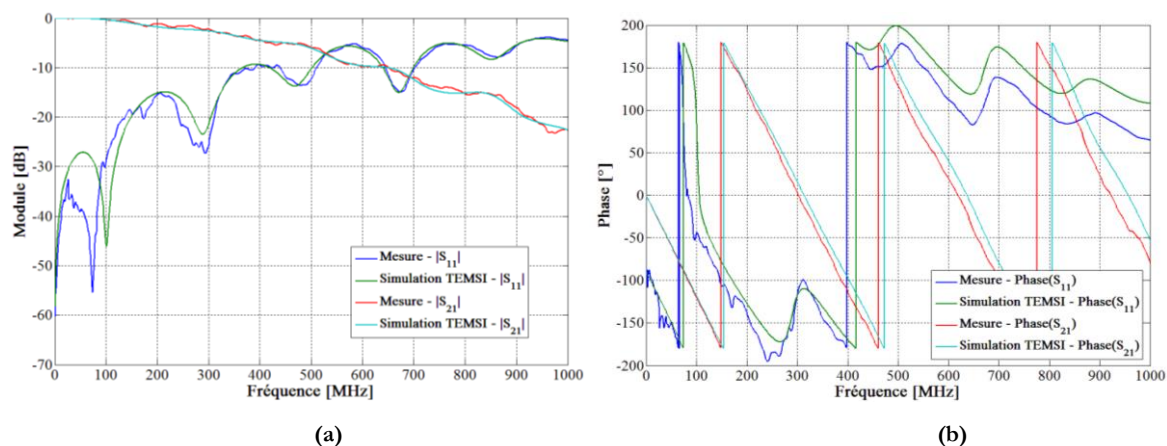


Figure 53: Paramètres S de la stripline. (a) Module. (b) Phase.

Le modèle numérique reproduit de manière fidèle le comportement électromagnétique de la stripline. Sur le module, les résultats sont valides sur toute la bande de fréquences pour S_{21} et au-delà de 150 MHz pour S_{11} . Sur la phase, la corrélation entre mesure et simulation est bonne jusqu'à 500 MHz et correcte entre 500 MHz et 1 GHz. La caractérisation de matériau pourra toutefois s'appliquer en dessous de 150 MHz si l'échantillon produit un effet notable sur les paramètres S permettant de négliger les écarts observés à vide entre la mesure et la simulation. De même, au-delà de 500 MHz, la caractérisation pourra aussi être envisagée car le processus d'optimisation est calibré relativement à la cellule à vide.

La Figure 54 illustre l'influence sur les paramètres S de l'insertion d'un échantillon de verre dans la section de la cellule TEM.

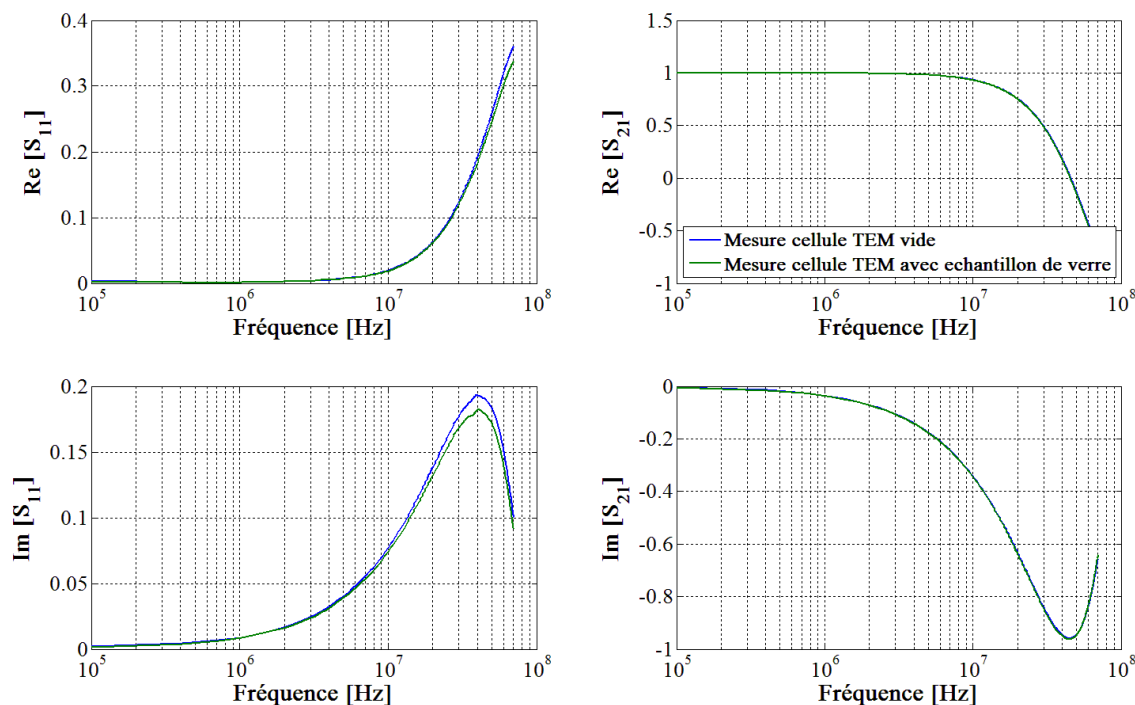


Figure 54: Comparaison des paramètres S lorsqu'on insère un échantillon de verre.

Un matériau comme le verre influence très peu les paramètres de répartition aux bornes de la cellule. Le problème qui se pose est que l'erreur entre mesure et simulation est du même ordre

de grandeur que l'écart constaté lorsque l'on insère un matériau diélectrique dans la cellule TEM. Afin de s'affranchir de ce problème, le processus d'optimisation sera mené sur la base des différences entre les paramètres S complexe avec et sans l'échantillon au lieu d'une différence entre les paramètres S complexe bruts.

$$\Delta S_{MES} = S_{MES_{MAT}} - S_{MES_{VIDE}} \quad (\text{Eq. 67})$$

$$\Delta S_{SIM} = S_{SIM_{MAT}} - S_{SIM_{VIDE}} \quad (\text{Eq. 68})$$

La fonction coût à minimiser faisant intervenir les coefficients de réflexion et de transmission est définie de la manière suivante :

$$Fc = |\Delta S_{11MES} - \Delta S_{11SIM}|^2 + |\Delta S_{21MES} - \Delta S_{21SIM}|^2 \quad (\text{Eq. 69})$$

Cette nouvelle grandeur permet de minimiser les différences de comportement entre la simulation et la mesure grâce à une calibration avec la cellule TEM à vide et ainsi de prendre en compte uniquement l'effet de l'insertion du matériau dans la cellule TEM.

Les modèles numériques de la cellule TEM ainsi que de la stripline sont validés. Cette étude nous a permis de définir les bandes de fréquences d'utilisation de ces modèles et de justifier le choix de notre fonction coût.

3.3 MISE EN PLACE DE L'ALGORITHME D'OPTIMISATION

3.3.1 Résolution du problème d'optimisation

L'objectif est de piloter les simulations numériques FDTD pour trouver la valeur de permittivité relative complexe dans le modèle qui minimise l'écart entre mesure et simulation. Les variables d'entrées sont donc la partie réelle et imaginaire de la permittivité et la fonction coût est une fonction qui doit atteindre son minimum lorsque la permittivité relative dans le modèle égale la permittivité relative réelle du matériau à caractériser.

Un problème d'optimisation, quel qu'il soit, peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \min f(x_i) \\ a_i \leq x_i \leq b_i \\ \varphi_j(x_i) \leq 0 \text{ et } \psi_k(x_i) = 0 \end{cases} \quad (\text{Eq. 70})$$

Dans un tel problème l'objectif est de trouver les valeurs des x_i compris entre les bornes a_i et b_i qui minimisent la fonction f tout en respectant des contraintes d'inégalités φ_j et des contraintes d'égalités ψ_k . Il n'y a pas de contraintes d'inégalité ou d'égalité dans notre problème, cependant, les variables d'entrée sont bornées car la partie réelle de la permittivité ne peut pas être négative. De plus, la relation entre la permittivité complexe et les paramètres S est non linéaire. Les méthodes de résolution de ce type de problème ne sont pas toutes décrites dans ce manuscrit. Pour plus de détails, le lecteur pourra consulter le livre « Practical Optimisation » [69].

Pour la résolution de ce problème une méthode déterministe est utilisée, c'est-à-dire, qui ne fait pas intervenir de facteurs aléatoires dans la résolution. L'approche s'appuie sur la technique de descente de type quasi-Newton. L'avantage d'une telle méthode est la rapidité de convergence, car même si les modèles numériques sont optimisés afin d'être les plus rapides possible, l'ordre de grandeur du temps de simulation est d'une minute. Il faut donc limiter le nombre d'appels à la simulation pour accélérer le processus de convergence.

La méthode de quasi-Newton permet de résoudre un système d'équations non linéaires, avec des contraintes sur les bornes. Cette méthode nécessite de calculer l'inverse de la matrice hessienne $F''(x_k)^{-1}$, le gradient $F'(x_k)$ et le coefficient α_k qui permet d'optimiser la convergence. Les variables à l'itération suivante ($k+1$) sont calculées grâce aux variables à l'itération actuelle (k) de la manière suivante :

$$x_{k+1} = x_k - \alpha_k F''(x_k)^{-1} \cdot F'(x_k) \quad (\text{Eq. 71})$$

Le calcul de $F''(x_k)^{-1}$ est souvent très coûteux en calcul car il nécessite des appels supplémentaires au calcul de la fonction coût au sein d'une itération du processus d'optimisation. Pour accélérer le processus de calcul il est nécessaire d'approximer l'évaluation de cette matrice par une autre matrice D_k . À chaque itération, la valeur de α_k est calculée pour minimiser l'expression (Eq. 72) puis les valeurs des variables à la prochaine itération sont calculées par l'expression (Eq. 73). Le calcul du gradient $F'(x_k)$ est réalisé par une approximation décentrée (Eq. 74) de manière à minimiser le nombre de simulations numériques à effectuer pour évaluer le gradient.

$$\varphi(\alpha) = f(x_k - \alpha D_k \cdot f'(x_k)) \quad (\text{Eq. 72})$$

$$x_{k+1} = x_k - \alpha_k D_k \cdot f'(x_k) \quad (\text{Eq. 73})$$

$$F'(x_k) \approx \frac{f(x_k + h) - f(x_k)}{h} \quad (\text{Eq. 74})$$

La procédure d'optimisation décrite dans ce paragraphe est mise en place dans un code de calcul Matlab en utilisant la fonction « fmincon » de la librairie d'optimisation. Pour utiliser cette fonction d'optimisation, il est nécessaire de définir une fonction objectif, un point de départ, des bornes pour les variables et des conditions de convergence décrites au paragraphe suivant.

3.3.2 Mise en place du processus d'optimisation

3.3.2.1 Modèles de matériaux diélectriques

Le logiciel TEMSI-FD propose plusieurs modèles de diélectrique. Ces modèles fréquentiels de permittivité relative complexe permettent de modéliser la plupart des matériaux diélectriques dispersifs linéaires. Le Tableau 7 détaille les différentes formulations des modèles disponibles. Le résultat de la méthode de caractérisation s'appuiera sur l'un des modèles fréquentiels présents dans ce tableau. Les variables d'entrées de l'algorithme d'optimisation sont les inconnues présentes dans ces modèles, ce sont ces variables qui sont ajustées lors de la

procédure d'optimisation qui minimise la fonction coût. Ainsi plus le modèle est compliqué, plus il y a d'inconnues et plus l'optimisation sera longue.

Tableau 7: Modèles de permittivité relative complexe dans TEMSI-FD.

NOM DU MODELE	INCONNUES DU MODELE	FORMULE
Classique	(ε_r, σ)	$\varepsilon_r^*(f) = \varepsilon_r - \frac{j\sigma}{2\pi f \varepsilon_0}$ (Eq. 75)
Debye	$(\varepsilon_s, \varepsilon_\infty, \tau)$	$\varepsilon_r^*(f) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\tau f}$ (Eq. 76)
Debye à n pôles	$(\varepsilon_s, \varepsilon_\infty, \sigma, G_n, \tau_n)$	$\varepsilon_r^*(f) = \varepsilon_\infty - \frac{j\sigma}{2\pi f \varepsilon_0} + \sum_n \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)G_n}{1 + 2\pi j\tau_n}$ (Eq. 77)
Drude	$(\varepsilon_r, F_p, \nu_c)$	$\varepsilon_r^*(f) = \varepsilon_\infty - \frac{(2\pi F_p)^2}{2\pi f (j\nu_c + 2\pi f)}$ (Eq. 78)
Lorentz	Modèle d'ordre 2 : Luebbers & Kunz [70]	

Le modèle qui est le plus utilisé est le modèle classique (Eq. 75) à deux inconnues (ε_r, σ). Ce modèle permet de traiter la plupart des matériaux que l'on rencontre dans l'automobile (Polypropylène PP, Polyéthylène PE, Polyamide PA, Acrylonitrile Butadiène Styrene ABS, etc.). La conductivité électrique dans le modèle est liée à l'angle de perte δ_p par la relation (Eq. 79).

$$\tan(\delta_p) = \frac{\sigma_e}{2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon_r} \quad (\text{Eq. 79})$$

Le modèle de Debye (Eq. 76) est lié à la polarisation par orientation des molécules polaires. L'action du champ électrique induit un mouvement de rotation des molécules. Cependant, ces rotations sont perturbées par les chocs intermoléculaires, ce qui rend les mécanismes d'amortissement prépondérants. Ces mécanismes sont caractérisés par un temps de relaxation τ ou temps moyen entre deux chocs intermoléculaires successifs. Ce modèle possède trois inconnues ($\varepsilon_s, \varepsilon_\infty, \tau$), ε_s est la valeur de permittivité en basses fréquences, ε_∞ est la valeur de permittivité en hautes fréquences et l'inverse de τ est la fréquence de transition entre ces deux valeurs. Le modèle de Debye imposera une convergence plus lente par rapport au modèle classique, car il faudra effectuer plus de simulations numériques pour évaluer le gradient de la fonction objectif. Ce modèle peut être généralisé à n pôles (Eq. 77), le nombre de pôles dans le modèle est le nombre de valeurs qui annule le dénominateur de la fonction. Si le modèle de Debye à deux pôles est utilisé alors l'algorithme d'optimisation devra gérer sept inconnues ce qui est beaucoup. Il est cependant possible d'assimiler presque tous les matériaux diélectriques à un modèle de Debye à deux pôles.

Le modèle de Drude (Eq. 78) est un modèle particulier qui présente deux pôles d'ordre 1 dont un à la fréquence nulle. Il permet de décrire les milieux plasmas non magnétisés.

Dans ces modèles, les ordres de grandeur des variables d'entrées sont totalement différents. Dans le modèle de Debye la variable τ a pour ordre de grandeur 10^{-8} , la variable σ a pour ordre de grandeur $10^{-2}/10^{-3}$ et la variable ϵ_r a pour ordre de grandeur 10. Dans un processus d'optimisation, il ne faut pas qu'une variable ait plus de poids qu'une autre car les différentes variables n'auraient pas la même influence sur la fonction coût. Les paramètres d'entrée sont donc normalisés (Eq. 80) dans l'intervalle [0, 1] (changement de variable) puis ils sont remis à l'échelle (Eq. 81) à la fin du calcul.

$$X_{NORM} = \frac{X - B_{MIN}}{B_{MAX} - B_{MIN}} \quad (\text{Eq. 80})$$

$$X = B_{MIN} + X_{NORM}(B_{MAX} - B_{MIN}) \quad (\text{Eq. 81})$$

L'algorithme d'optimisation permet donc d'ajuster les variables d'un de ces modèles afin de minimiser la fonction coût. Le modèle de diélectrique doit être préalablement choisi en fonction du type de matériau à caractériser.

3.3.2.2 La fonction objectif

Dans une procédure d'optimisation, le choix de la fonction coût (également appelé fonction objectif) est essentiel pour obtenir un bon résultat. Pour calculer la fonction objectif (Eq. 82), la différence entre les paramètres S avec et sans matériau est évaluée en mesure comme en simulation. Finalement, la fonction objectif est l'erreur quadratique entre cette différence en mesure et cette différence en simulation sur une bande de fréquence donnée. Sur la base des relations (Eq. 67) & (Eq. 68), elle peut se décomposer comme suit :

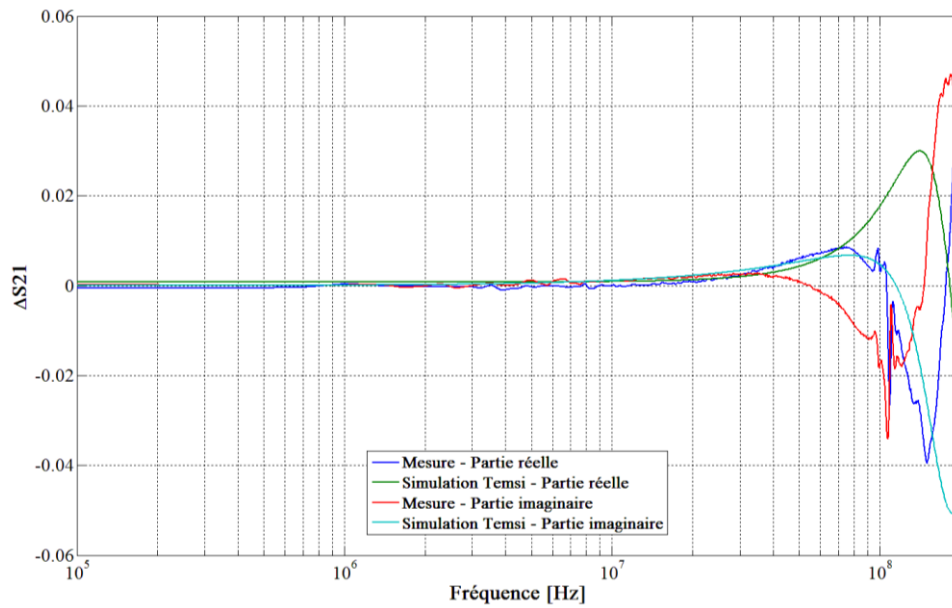
$$Fc = \sum_{n=1}^{N_{freq}} |\Delta S_{11MES}(n) - \Delta S_{11SIM}(n)|^2 + |\Delta S_{21MES}(n) - \Delta S_{21SIM}(n)|^2 \quad (\text{Eq. 82})$$

Avec la fonction objectif telle qu'elle est décrite précédemment, nous sommes dans l'obligation de limiter l'optimisation à 70 MHz dans le cas de la cellule TEM, car l'erreur sur la phase entre mesure et simulation pose problème. Ce problème peut être corrigé par une calibration de phase définie comme suit et appliquée séparément sur les résultats de mesure et de simulation :

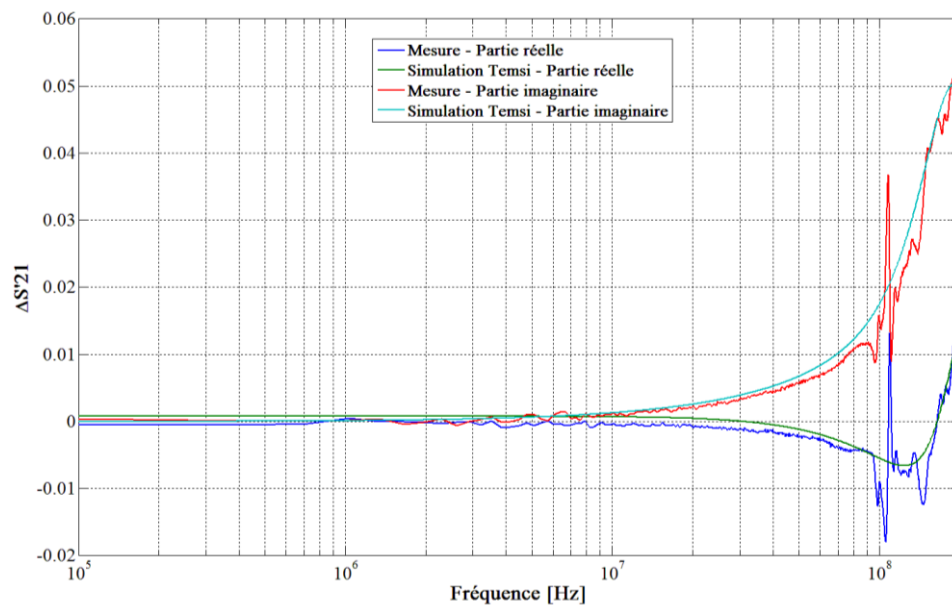
$$\Delta S_{21} = S_{21VIDE} - S_{21MAT} \quad (\text{Eq. 83})$$

$$\Delta S_{21}' = \frac{S_{21VIDE} - S_{21MAT}}{e^{j\varphi(S_{21VIDE})}} \quad (\text{Eq. 84})$$

Pour mieux comprendre la technique de correction proposée, on compare sur la Figure 55 (a) la partie réelle et imaginaire de ΔS_{21} défini par (Eq. 83) en mesure et en simulation. Cette relation représente les termes ΔS_{21MES} et ΔS_{21SIM} fréquence par fréquence dans la fonction coût. On compare ensuite sur la Figure 55 (b) la partie réelle et imaginaire de $\Delta S_{21}'$ défini par (Eq. 84) en mesure et en simulation.



(a)



(b)

 Figure 55: Tracé fréquentiel de ΔS_{21} . (a) Sans correction ΔS_{21} . (b) Avec correction $\Delta S'_{21}$.

Plus les courbes de mesure et de simulation sont proches, meilleure est la convergence du processus d'optimisation et plus le modèle de diélectrique calculé sera précis. Grâce à cette amélioration de la fonction objectif, il est possible d'étendre la bande de fréquence d'optimisation avec la cellule TEM jusqu'à 200 MHz.

3.3.2.3 Critères de convergence et d'arrêt du code d'optimisation

Le fonctionnement de l'algorithme d'optimisation est détaillé sur le schéma de la Figure 56. De toutes les étapes présentes, c'est l'étape intitulée « modification du modèle numérique &

simulation » qui prend le plus de temps. C'est pourquoi nous avons essayé de réduire au maximum sa durée et le nombre d'appels à cette étape.

Cette boucle recherche le minimum de la fonction objectif, ce minimum est considéré comme atteint lorsqu'une des conditions d'arrêt est satisfaite. Elles sont décrites dans le Tableau 8. Le choix de ces conditions d'arrêt est important, car il va conditionner le rapport entre la rapidité de convergence de l'algorithme et la précision du résultat obtenu.

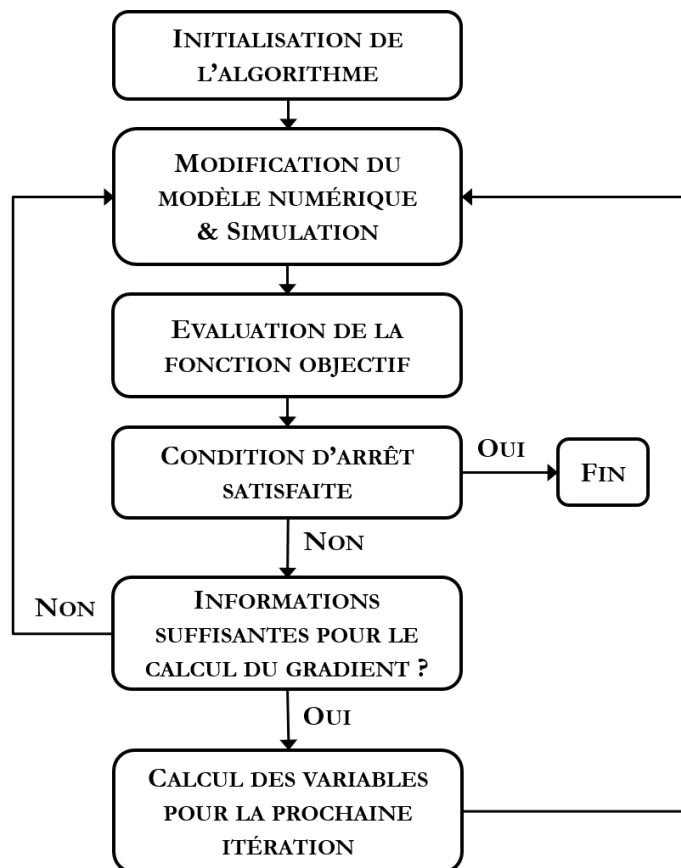


Figure 56: Comparaison des paramètres S lorsqu'on insère un échantillon de verre.

Tableau 8: Critères d'arrêt du code d'optimisation.

CRITERE	VALEUR RETENUE
Nombre d'appels maximum à la fonction objectif	100
Variation minimale des variables d'optimisation normalisées entre deux itérations	10^{-4}
Variation minimale de la fonction objectif entre deux itérations	10^{-5}

3.4 VALIDATION DE LA METHODE

Pour réaliser les mesures de paramètres S, un analyseur de réseau vectoriel Agilent E5071C a été utilisé. L'échantillon à caractériser est inséré dans la section de la cellule TEM ou de la stripline. L'échantillon ne doit pas forcément remplir toute la section, dans ce cas, la forme de l'échantillon doit être correctement représentée dans le modèle numérique. Ceci est illustré avec l'échantillon d'époxy (Figure 59) qui est caractérisé alors qu'il ne remplit pas toute la section de la stripline.



Figure 57: Cellule TEM. (a) Sans échantillon. (b) Avec échantillon.

Pour valider notre méthode, nous avons mesuré cinq matériaux diélectriques différents. Ces échantillons ont été modélisés par le modèle classique de permittivité (ϵ_r , σ). Dans le cas où l'épaisseur de l'échantillon est inférieure au pas de discrétisation spatiale un modèle de plaque mince est utilisé et dans le cas contraire il suffira d'appliquer le modèle de diélectrique directement aux cellules concernées.

Dans le cas d'une plaque mince, il est préférable de réaliser l'optimisation uniquement sur le paramètre de réflexion S_{11} car l'échantillon a très peu d'influence sur les paramètres S dans la bande de fréquence de fonctionnement de la cellule. Lorsqu'il est inséré dans la structure, le paramètre S_{11} passe de $\epsilon \sim 0$ à $\epsilon + \alpha$ (avec α très faible) donc il est facile de mesurer un effet faible du matériau. Le paramètre S_{21} passe, quant à lui, de $1 - \epsilon'$ ($\epsilon' \sim 0$) à $1 - \epsilon' - \beta$ (avec β très faible) donc il est plus délicat de mesurer β qui est du second ordre par rapport à 1. Dans cette seconde situation, une mauvaise sensibilité de l'ARV ou un niveau de bruit important faussera la mesure. Si l'échantillon est suffisamment épais l'optimisation pourra s'appliquer à la fois sur le paramètre S_{11} et sur le paramètre S_{21} corrigé.

L'allure de la fonction objectif calculée avec le paramètre S_{11} et le paramètre S_{21} corrigé est représentée par sa surface de réponse sur la Figure 58 en prenant pour exemple un matériau aux propriétés suivantes : $\epsilon_r = 20$ & $\sigma = 0,15$ S/m. Cette surface de réponse représente la valeur de la fonction objectif calculée sur tout l'espace d'optimisation, sa forme permet d'anticiper les problèmes susceptibles d'être rencontrés par l'algorithme. Il n'y a pas plusieurs minimums locaux ni de discontinuité sur cette surface, nous pouvons déjà pressentir que la méthode quasi-Newton va converger rapidement vers le minimum global.

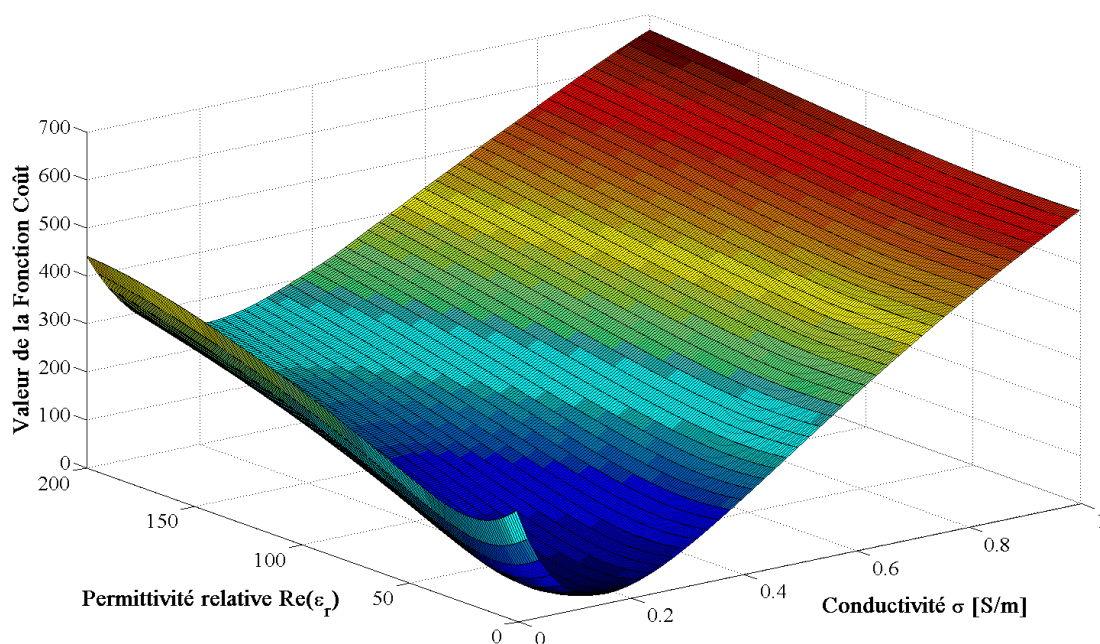


Figure 58: Exemple de tracé de la fonction objectif.

Les résultats de caractérisation sur plusieurs matériaux de type diélectrique sont présentés dans le Tableau 9.

Tableau 9: Résultat de caractérisation de matériaux diélectriques connus.

MATERIAUX	VALEUR DE REFERENCE	CELLULE TEM	STRIPLINE
Téflon PTFE	$\epsilon_r = 2,10$ $\sigma = 4,0 \cdot 10^{-4} \text{ S/m}$	$\epsilon_r = 2,15$ $\sigma = 5,0 \cdot 10^{-4} \text{ S/m}$	$\epsilon_r = 2,07$ $\sigma = 1,0 \cdot 10^{-5} \text{ S/m}$
Époxy FR4	$\epsilon_r = 4,70$ $\sigma = 6,0 \cdot 10^{-6} \text{ S/m}$	Non réalisé	$\epsilon_r = 4,72$ $\sigma = 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ S/m}$
Verre	$\epsilon_r = 5 \text{ à } 7$ $\sigma \approx 1,0 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$	$\epsilon_r = 6,80$ $\sigma = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$	$\epsilon_r = 5,56$ $\sigma = 1,3 \cdot 10^{-4} \text{ S/m}$
PVC	$\epsilon_r = 3,00$	$\epsilon_r = 2,88$ $\sigma = 0 \text{ S/m}$	Non réalisé
Acrylique	$\epsilon_r = 2,60$	Non réalisé	$\epsilon_r = 2,59$ $\sigma = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$

Les valeurs de référence inscrite dans le Tableau 9 proviennent soit des données techniques fournies avec le matériau soit des références suivantes : [58], [71].

Ces résultats sont satisfaisants, il est possible d'estimer avec une bonne précision la partie réelle de la permittivité relative. L'estimation de la partie imaginaire (représentée par σ) est cependant moins fiable, elle semble être difficile à estimer pour les matériaux fins (exemple : FR4) ou à très faible conductivité. Les méthodes de caractérisation de diélectrique sont très souvent validées par une caractérisation de Téflon PTFE. C'est un matériau dont les propriétés diélectriques sont connues et varient peu avec la fréquence. Les résultats obtenus avec le Téflon sont très bons, la méthode est donc validée. Précisons que ces résultats sont obtenus malgré la très faible différence entre les paramètres S avec et sans matériau (Figure 54).

La permittivité du verre dépend de la composition chimique et du processus de fabrication de celui-ci. L'échantillon de verre utilisé est un verre industriel de propriétés inconnues c'est pourquoi il y a des différences conséquentes entre les valeurs obtenues et celles de la littérature.

La plaque d'époxy (Figure 59) a permis de montrer qu'il n'était pas nécessaire de couvrir toute la largeur de la stripline avec l'échantillon. Pour une meilleure caractérisation, il est cependant recommandé de couvrir un maximum de surface et d'avoir un échantillon le plus épais possible. En effet, plus les dimensions de l'échantillon sont grandes, plus l'effet sur les paramètres de répartition est élevé donc plus la méthode est précise.

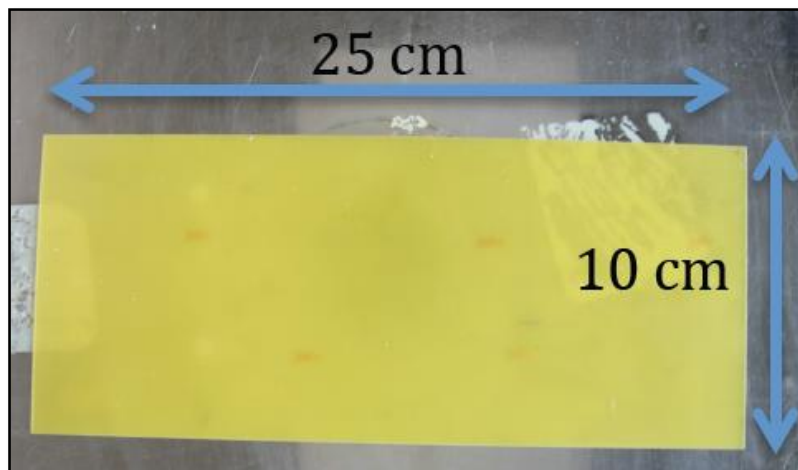


Figure 59: Échantillon d'époxy FR4

Les résultats détaillés dans le Tableau 9 ne sont pas plus précis avec la stripline qu'avec la cellule TEM. Cependant, avec la stripline adaptée il est possible d'effectuer une optimisation jusqu'à 1 GHz contre 200 MHz avec la cellule TEM. De ce fait, même si la précision du résultat ne change pas avec le modèle (ϵ_r , σ), la stripline permet de rendre légitime l'utilisation d'autres modèles plus adaptés en haute fréquence.

Pour caractériser un échantillon, il faut environ 5 à 6 itérations à l'algorithme pour converger donc une vingtaine d'appels à la fonction objectif. En pratique, il résulte un temps de convergence d'environ 30 minutes. Ce temps correspond à notre machine, il a été réduit à 5 minutes par l'utilisation d'une version parallélisée de TEMSI sur une machine 4 cœurs légèrement plus performante.

3.5 CONCLUSION DU CHAPITRE 3

Dans ce chapitre, une méthode pour la caractérisation de matériaux diélectriques entre 1 kHz et 1 GHz est présentée. Pour développer cette méthode, une cellule TEM a été utilisée et une stripline a été conçue spécifiquement. Cette méthode se base sur une mesure de paramètres S de la structure avec et sans matériau. Elle utilise également un modèle FDTD de la structure piloté par un algorithme d'optimisation permettant de trouver la valeur de la permittivité relative complexe de l'échantillon qui minimise l'écart entre mesure et simulation. Les modèles numériques des structures TEM ainsi que des matériaux diélectriques sont présentés. L'algorithme d'optimisation ainsi que la fonction coût choisie sont ensuite mis en place. L'erreur obtenue sur la phase de S_{21} entre mesure et simulation justifie l'introduction d'une correction de la fonction coût de manière à réduire l'influence de cette erreur et de pouvoir ainsi étendre les capacités de caractérisation d'une cellule de type TEM.

Cette méthode a été validée sur plusieurs échantillons et par l'utilisation de deux structures TEM. Les résultats obtenus sont corrects y compris lorsque les échantillons testés ont un très faible impact sur les paramètres S. Dans cette situation, l'optimisation doit se faire plutôt avec le paramètre S_{11} seul qui est plus sensible. La surface de réponse de la fonction objectif montre qu'avec l'utilisation d'un modèle de diélectrique classique il n'existe pas de minimums locaux c'est pourquoi il faut peu d'itération pour que l'algorithme converge.

Lors de cette thèse, nous avons essayé d'appliquer la même méthodologie pour les matériaux conducteurs. Les résultats ne sont pas concluants car le contact entre l'échantillon et la structure TEM n'est pas parfait. Le résultat est donc dépendant de la fente entre l'échantillon et la structure et non du type de matériau inséré. De plus, la réflexion étant quasi-totale ($S_{11} \sim 1$), il est quasiment impossible de faire la différence entre deux plaques conductrices de conductivité différente. Il y a cependant de bons espoirs de faire fonctionner cette méthode pour la caractérisation de matériaux faiblement magnétiques comme des ferrites.

PARTIE II

CHAPITRE 4 :

EVALUATION DU CHAMP ELECTRIQUE RAYONNE EN ESPACE LIBRE

L'objectif de ce chapitre est d'évaluer le champ électrique rayonné par un pack-batterie entre 10 kHz et 300 MHz en chambre semi-anéchoïque. Pour ce faire, une maquette de pack-batterie spécifiquement conçue dans le cadre de cette thèse a été réalisée. La finalité étant de mesurer une structure simplifiée afin de faciliter les interprétations. La maquette est positionnée sur une table métallique et le champ est évalué à un mètre de l'équipement conformément aux recommandations de la norme CISPR25 qui traite des émissions rayonnées pour les équipements automobiles. Pour réaliser ces mesures, deux types d'antennes sont utilisées, une antenne monopole entre 10 kHz et 26 MHz et une antenne biconique entre 26 MHz et 300 MHz. L'étude de ces deux bandes de fréquences permet de couvrir la bande AM (modulation d'amplitude), FM (modulation de fréquence), DAB (radio numérique) et les fréquences où la structure de la caisse est résonante. L'objectif de ces mesures est d'évaluer l'influence du changement de matériau constituant le pack ainsi que de ses caractéristiques géométriques sur les émissions électromagnétiques rayonnées. Ces résultats ont pour objectif de valider le modèle numérique utilisé et de montrer qu'il est possible à l'aide des outils de caractérisation de matériaux et de la simulation numérique d'étudier la problématique d'allègement en phase amont de la conception d'un véhicule.

4.1 CHOIX DES SUPPORTS D'ESSAI

4.1.1 Présentation de la maquette de pack-batterie

La modélisation numérique d'un pack-batterie réel est possible grâce aux outils numériques décrits dans le premier chapitre. En revanche, il est compliqué d'effectuer des mesures CEM sur un pack-batterie réel car ce système est sous haute tension et s'avère très lourd à déplacer. Manipuler un tel système demande du temps, des outils et des autorisations. Nous avons donc opté pour la réalisation d'une maquette de pack-batterie simplifiée qui est dimensionnée de manière à pouvoir étudier les éléments qui nous intéressent, à savoir :

- Le matériau constituant le capot
- La fente entre le boîtier et le capot
- La position des tresses de masses entre le boîtier et le véhicule

Cette maquette qui est présentée sur la Figure 60 est faite d'aluminium de 2 mm d'épaisseur à l'exception du capot qui est en acier. Ce capot est interchangeable de manière à pouvoir étudier

le rayonnement électromagnétique de ce boîtier lorsque le matériau de ce dernier est constitué d'un matériau différent de celui d'origine.

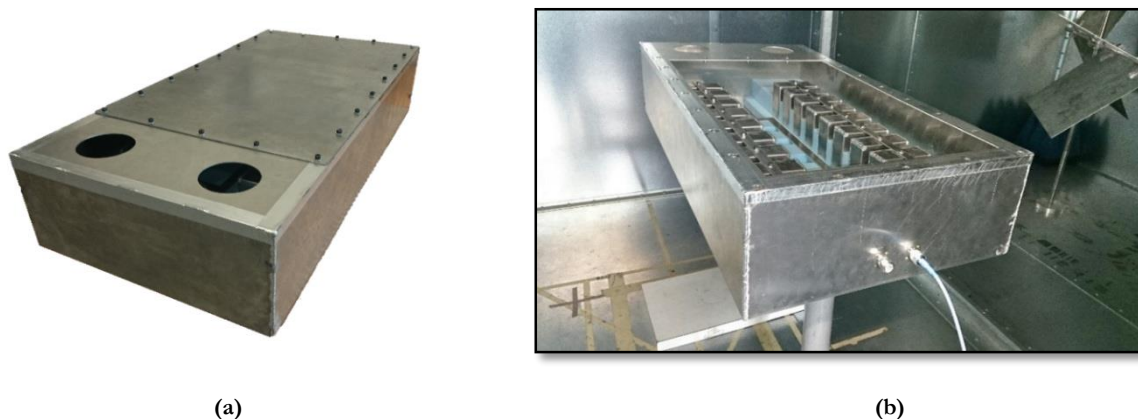


Figure 60 : Maquette de pack-batterie en aluminium. (a) Avec capot en acier. (b) Sans capot.

La maquette réalisée possède les éléments internes typiques d'un pack-batterie, c'est-à-dire, des ouvertures circulaires (pour le système de refroidissement), un busbar (barre métallique destinée à conduire le courant), des modules liés entre eux et électriquement flottants vis-à-vis du boîtier et un capot fixé par des vis au boîtier (avec présence d'une fente de cinq millimètres entre les deux). Cette maquette est à l'échelle $\frac{1}{2}$, ses dimensions externes sont détaillées sur la Figure 61 et ses dimensions internes sont détaillées sur la Figure 62.

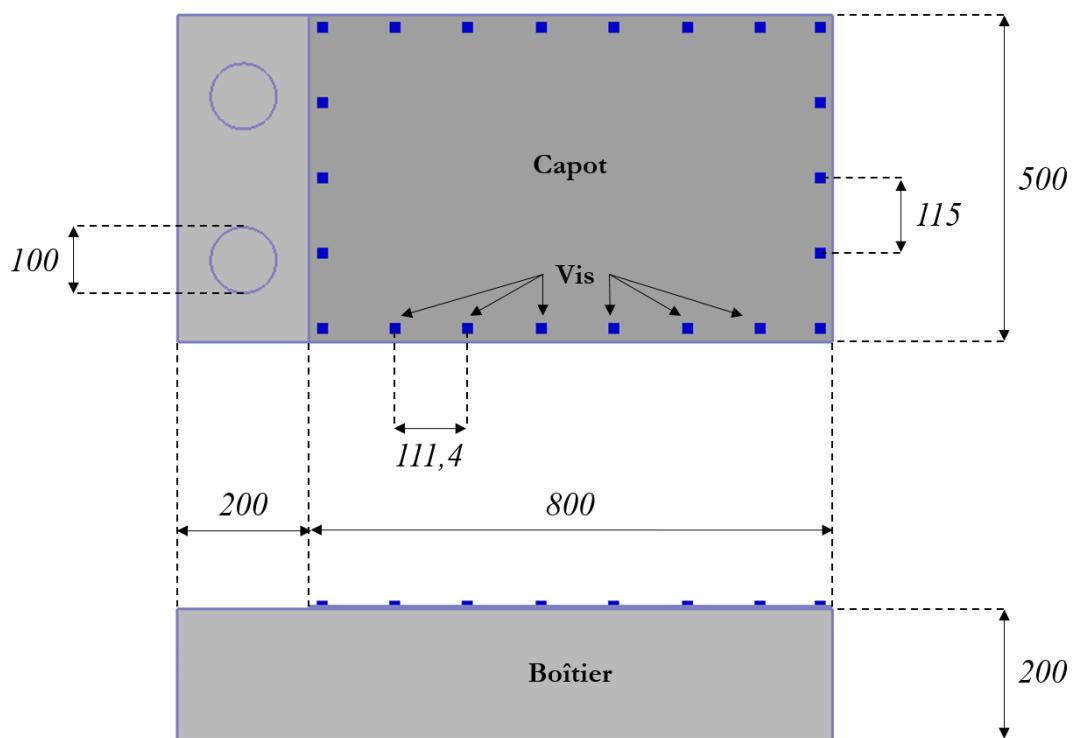


Figure 61 : Dimensions extérieures de la maquette [mm].

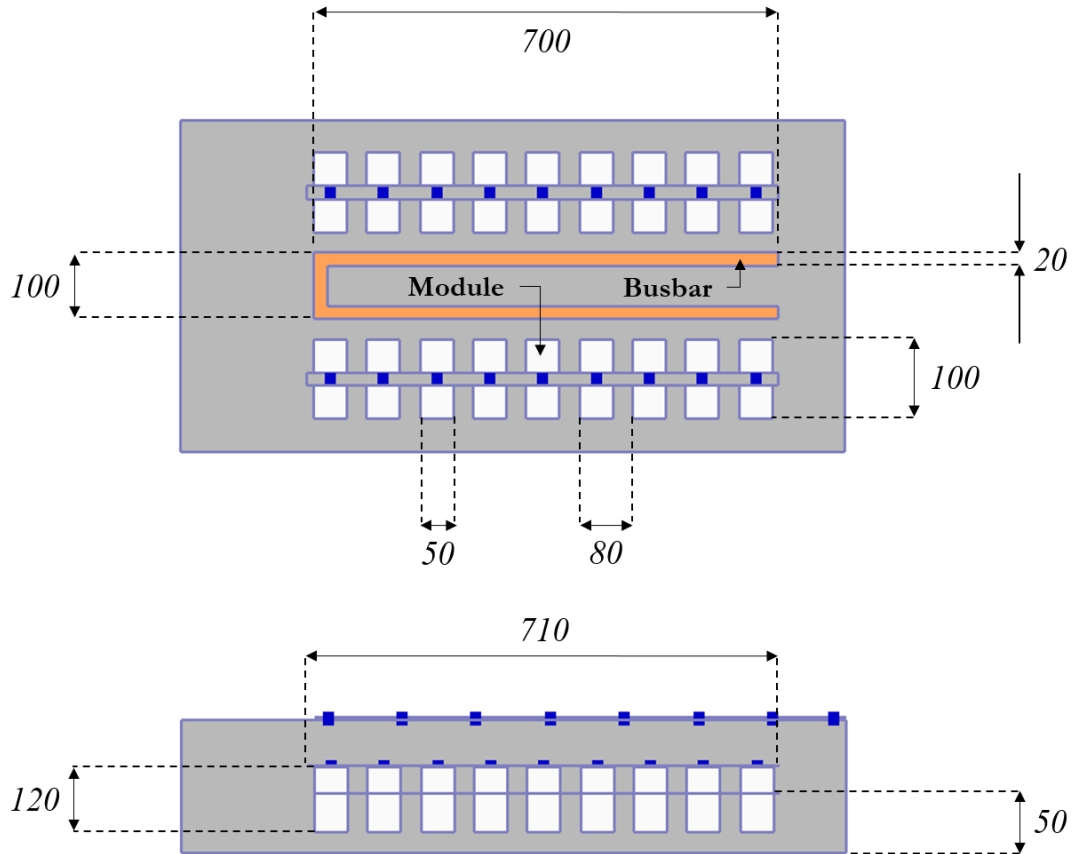


Figure 62 : Dimensions intérieures de la maquette [mm].

Ce pack simplifié apporte un certain nombre d'avantages quant à la simulation numérique. Sa géométrie très simple et entièrement connue permet de réaliser aisément un maillage optimisé pour la MoM ainsi que pour la FDTD. La simplicité du boîtier permet également une analyse plus simple des résultats de mesure et de simulation.

4.1.2 Présentation des capots utilisés

Trois capots différents sont étudiés avec cette maquette de pack-batterie. Un capot de référence en acier car c'est la configuration actuelle d'un boîtier de pack-batterie, un capot en composite à fibre de carbone (Figure 63) CFRP (Carbon Fiber Reinforced Polymer), il s'agit d'un matériau conducteur hétérogène beaucoup plus léger que l'acier et enfin un capot considéré comme ayant très peu d'influence sur le champ électromagnétique dans les conditions de nos mesures (composite fibre de verre, polymère ...). Ces matériaux représentent les solutions typiques qui sont envisagées lors d'un projet d'allègement.



Figure 63 : Capot composite CFRP pour pack simplifié.

Les matériaux utilisés sont caractérisés grâce aux méthodes présentées dans le deuxième chapitre de ce manuscrit. Le capot composite est homogénéisé dans le paragraphe 2.5.2.2 et le capot en acier est caractérisé dans le paragraphe 2.5.2.3. Les capots en polymères peuvent être caractérisés grâce à la méthode décrite dans le troisième chapitre de ce manuscrit.

4.2 CHAMP ELECTRIQUE RAYONNE ENTRE 10 KHZ ET 26 MHZ

4.2.1 Principe de la mesure du champ rayonné avec l'antenne monopole

4.2.1.1 Description du montage expérimental

Pour effectuer cette mesure, le pack-batterie est posé à 5 cm du plan de masse (appelé également table métallique) lui-même situé à 95 cm de hauteur par rapport au sol métallique de la chambre (appelé également référence de la chambre). Cette table métallique représente la proximité de l'équipement avec la carrosserie du véhicule. Il est ainsi possible d'y connecter la masse de l'équipement et ainsi reproduire la connexion entre un équipement et la masse du véhicule. Les mesures sont réalisées en chambre semi-anéchoïque où les absorbants sont doublés d'une couche de ferrites.

La maquette de pack-batterie n'étant pas autoalimentée, l'excitation est conduite à l'intérieur du pack grâce à un câble coaxial de type N provenant de l'extérieur de la chambre. Le pack possède deux connecteurs N, chaque âme est connectée à une extrémité du busbar et le blindage du connecteur est relié au boîtier en aluminium. La photo sur la Figure 64 montre la connexion du busbar à l'intérieur du pack. L'excitation du busbar est réalisée par un générateur de tension et un amplificateur. La consigne est réglée grâce à un coupleur de manière à transmettre une puissance de 10 W au pack. Cet asservissement en puissance permet d'obtenir un niveau de champ mesurable à l'extérieur du pack même dans la configuration où le blindage est optimal.

Le champ électrique est mesuré avec une antenne fouet Schwarzbeck VAMP 9243, cette antenne dispose de son propre plan de masse de 60 cm par 60 cm qui est lui-même lié à la table métallique par une bande métallique. Ce fouet possède également un amplificateur qui lui

permet d'avoir une meilleure dynamique de mesure et un facteur d'antenne constant et égal à 10 dB dans notre cas. Les différents appareils utilisés sont connectés par GPIB à un ordinateur disposant de toutes les fonctions de transfert permettant ainsi d'obtenir un résultat directement en V/m.



Figure 64: Connexion du busbar aux connecteurs N.

Une fente discontinue (présence de vis) entre le capot et le boîtier est présente sur la maquette de pack-batterie, cette fente est également présente sur un boîtier réel de pack-batterie. Elle est due à un joint isolant permettant de réaliser l'étanchéité du boîtier. Dans les mesures réalisées, afin de maîtriser l'épaisseur de cette fente, des parallélépipèdes de mousse Styrofoam ($\epsilon_r = 1,03$) de 5 mm de hauteur sont positionnés entre le boîtier et le capot. La Figure 65 montre une photo du positionnement de ces parallélépipèdes.

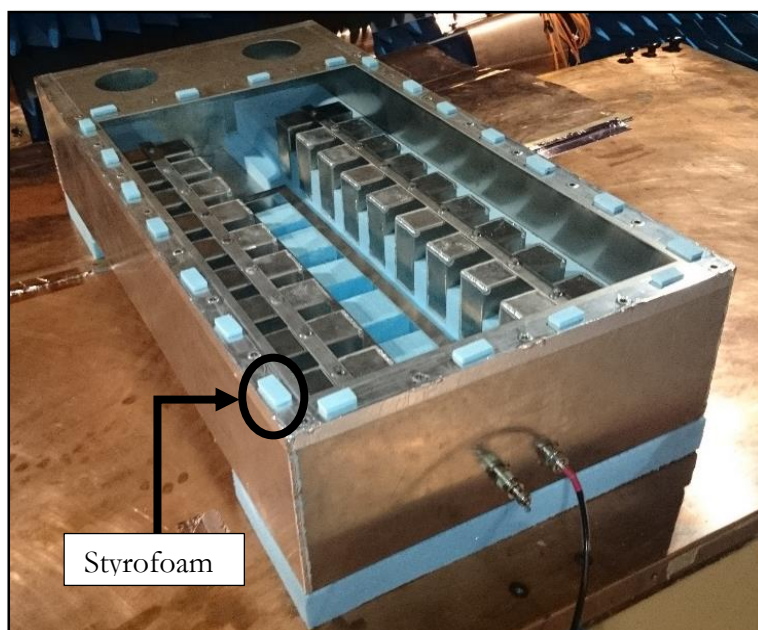


Figure 65: Maitrise d'une fente constante de 5 mm entre le capot et le boîtier.

La Figure 66 représente le schéma de cette mesure. Pour définir l'orientation du pack, la convention (0° & 90°) présente sur ce schéma est utilisée. La mesure est effectuée pour les deux orientations du pack et pour plusieurs configurations présentées au paragraphe 4.2.1.2.

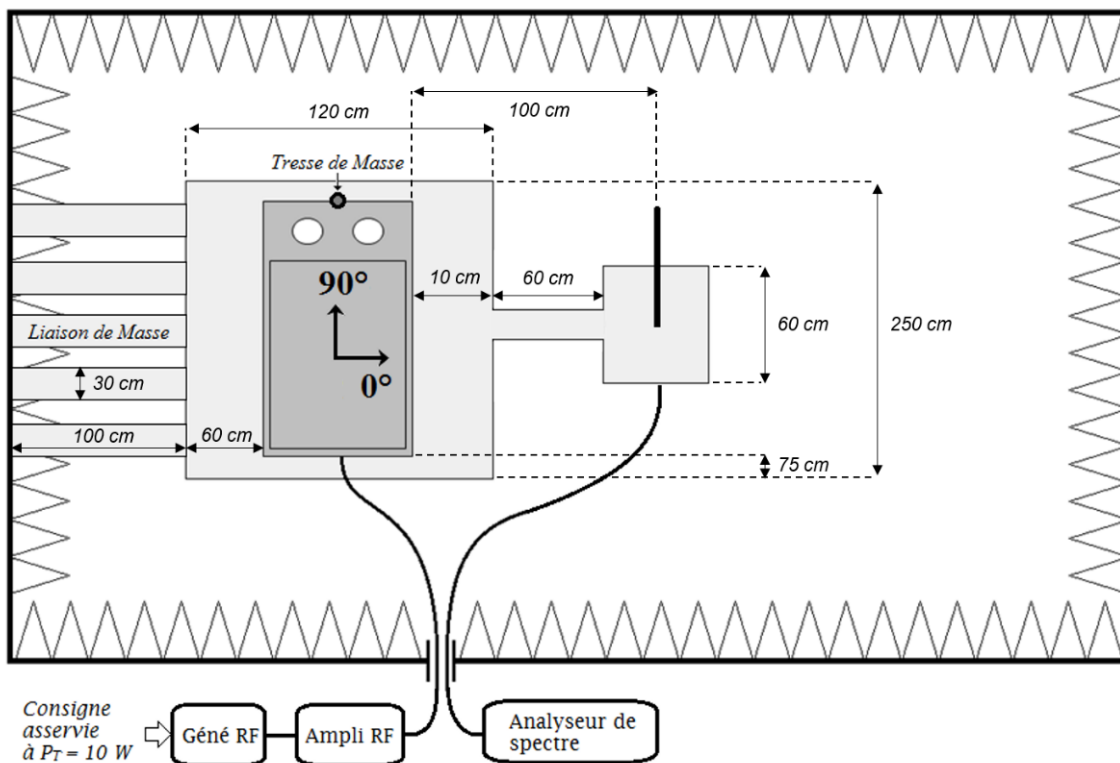


Figure 66: Schéma du système de mesure du champ électrique rayonné entre 10 kHz et 26 MHz.



(a)



(b)

Figure 67: Photo de la mesure. (a) Instrumentation. (b) Boîtier aluminium et antenne fougère.

4.2.1.2 Configurations étudiées

Les émissions électromagnétiques d'un pack-batterie sont dépendantes des sources de rayonnement dans le pack, des matériaux utilisés et de la géométrie du pack. Pour étudier l'influence de ces paramètres, plusieurs configurations de mesure sont choisies.

La première variable est le type de capot, nous sommes partis de l'hypothèse qu'une configuration sans capot est représentative d'une configuration avec un capot polymère de type époxy, polypropylène (PP), polyéthylène (PE) ou polyamide (PA). Une fois le modèle numérique construit (paragraphe 4.2.2) et validé (paragraphe 4.2.4.1), nous avons vérifié cette hypothèse. Sur la Figure 68 est tracé le champ électrique rayonné par le pack en fonction de la fréquence, avec un capot diélectrique ($\epsilon_r = 10$ & $\tan \delta = 0,1$) et sans capot. Ce résultat illustre bien que la permittivité relative d'un polymère n'influence pas le champ électrique rayonné par le boîtier. Par la suite, les mesures sont effectuées avec un capot en acier (configuration de base), un capot en composite fibre de carbone et une configuration sans capot.

La deuxième variable porte sur le nombre de vis de fixation du capot en acier au boîtier. Ceci permet d'assurer ou non la connexion électrique entre le boîtier aluminium et son capot en acier.

La dernière variable est la position de la tresse de masse reliant le boîtier à la table métallique. L'objectif est d'évaluer l'influence des boucles de masse ainsi créées sur le champ électrique rayonné.

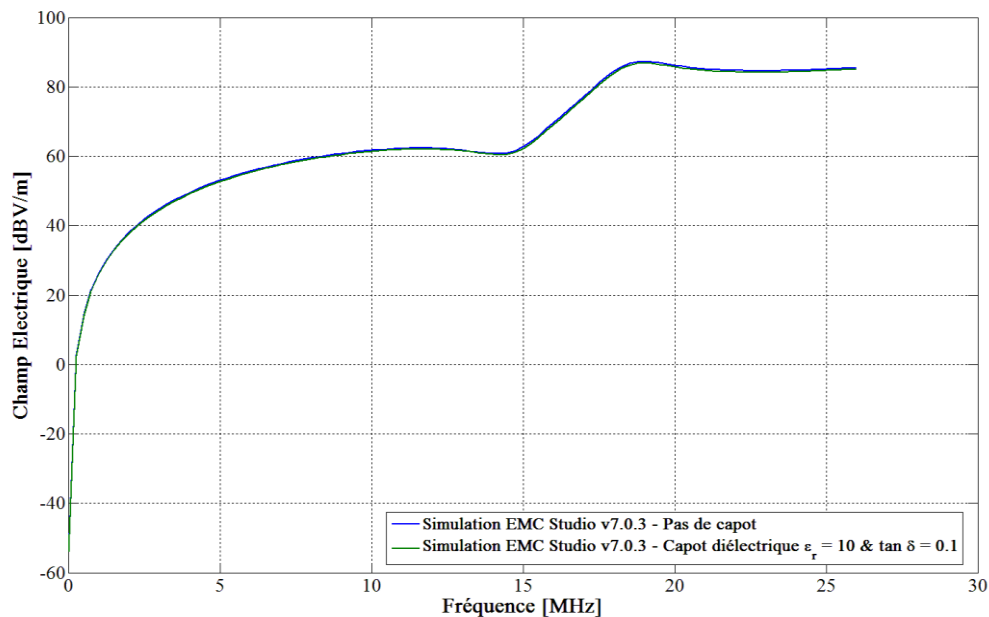


Figure 68: Comparaison des résultats simulés entre un capot polymère et aucun capot.

Le modèle numérique sera présenté avant d'analyser les résultats mesurés avec ces configurations. Pour citer le professeur Christos Christopoulos de l'université de Nottingham lors de son intervention au colloque CEM 2014 à Clermont-Ferrand, il est difficile de faire confiance uniquement à un résultat de simulation ni uniquement à un résultat de mesure. Mais on le peut si ces deux résultats sont en accord.

4.2.2 Mise en place du modèle numérique

4.2.2.1 Description du modèle

L'une des raisons pour laquelle cette maquette de pack-batterie a été créée est que sa géométrie est à la fois réaliste sans être trop complexe, permettant ainsi de réaliser une modélisation numérique fidèle. Étant dans un espace libre (chambre anéchoïque), il n'est pas nécessaire de modéliser les parois de la chambre. Le sol métallique de la chambre est pris en compte ainsi que la table métallique sur laquelle est posé le pack. La Figure 69 montre la géométrie utilisée pour modéliser le montage expérimental. La liaison électrique de masse entre la table et la chambre est normalement réalisée par des bandes métalliques horizontales connectées à la paroi de la chambre semi-anéchoïque elle-même située derrière la table métallique. En simulation, cette liaison est dans un premier temps assurée par des bandes métalliques verticales connectées au sol de la chambre.

Le monopole utilisé dans cette configuration va impacter la répartition du champ dans la zone de mesure. C'est pourquoi il est nécessaire de modéliser l'antenne plutôt que de calculer directement le champ en un point de l'espace. Cependant, on ne peut modéliser l'amplificateur actif lié au fouet, il est donc nécessaire de simuler préalablement le facteur d'antenne du fouet pour pouvoir comparer les résultats de mesure aux résultats de simulation directement en V/m.

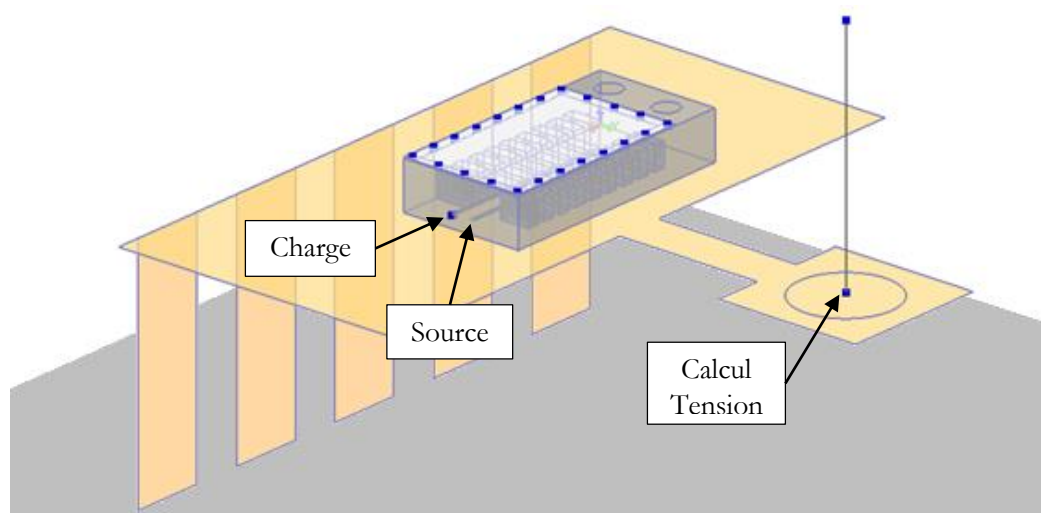


Figure 69: Géométrie du modèle avec fouet 10kHz – 26MHz.

Pour construire ce modèle, nous plaçons la source de tension (1 V, 10 W & 50 Ω), les charges sur le busbar et le fouet puis les matériaux sont assignés au modèle. Le boîtier est défini avec une modélisation par impédance surfacique tenant compte de l'effet de peau (paragraphe 1.2.1) avec $\sigma_{\text{alu}} = 3,77 \cdot 10^7$ S/m, le reste du modèle (sauf capot) est défini en conducteur électriquement parfait et le capot est modélisé par :

- Une modélisation par impédance surfacique tenant compte de l'effet de peau avec $\sigma = 5 \cdot 10^6$ S/m & $\mu_r = 300$ pour le capot en acier
- Une modélisation par impédance surfacique tenant compte de l'effet de peau avec $\sigma = 1 \cdot 10^4$ S/m pour le capot en composite CFRP
- Pas de capot pour l'équivalence avec un capot polymère

La fente de 5 mm entre le capot et le boîtier est présente dans le modèle comme dans la mesure et les vis sont modélisées par de simples liaisons filaires.

Le maillage de cette structure a été effectué selon les règles définies dans le premier chapitre de ce manuscrit. Les éléments qui ont été affinés sont donc les éléments de géométrie à proximité de la fente ainsi que le busbar car il s'agit de la pièce qui conduit le plus de courant et, de ce fait, qui est source de rayonnement. Le maillage final de la structure est présenté sur la Figure 70.

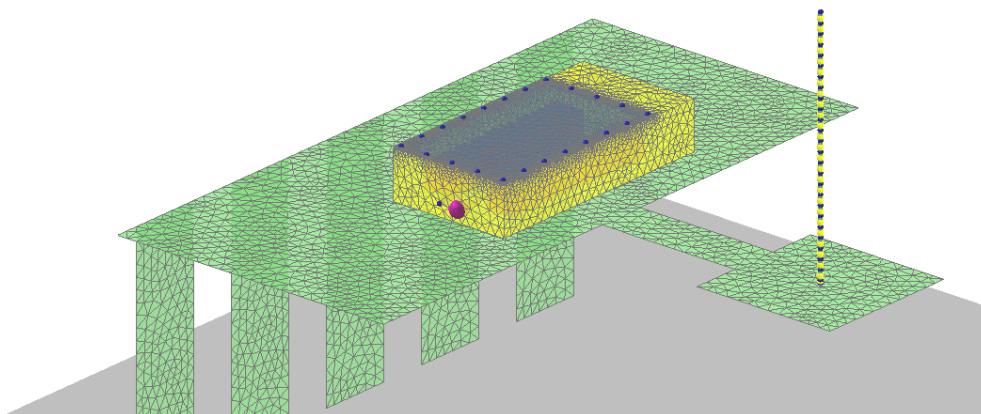


Figure 70: Maillage du modèle avec fouet 10kHz – 26MHz.

Ce maillage est constitué d'environ 20 000 triangles métalliques, ce qui induit un temps de calcul de 10 à 15 minutes par fréquence sur le serveur de calcul HPC.

4.2.2.2 Résultats de simulation

Comme il a été spécifié plus haut, la première étape consiste à caractériser l'antenne utilisée. L'évaluation du facteur d'antenne (Figure 71) est réalisée en simulation numérique par le calcul de la tension induite entre le monopole et son plan de masse (60 cm par 60 cm) lorsqu'il est illuminé par une onde plane polarisée verticalement.

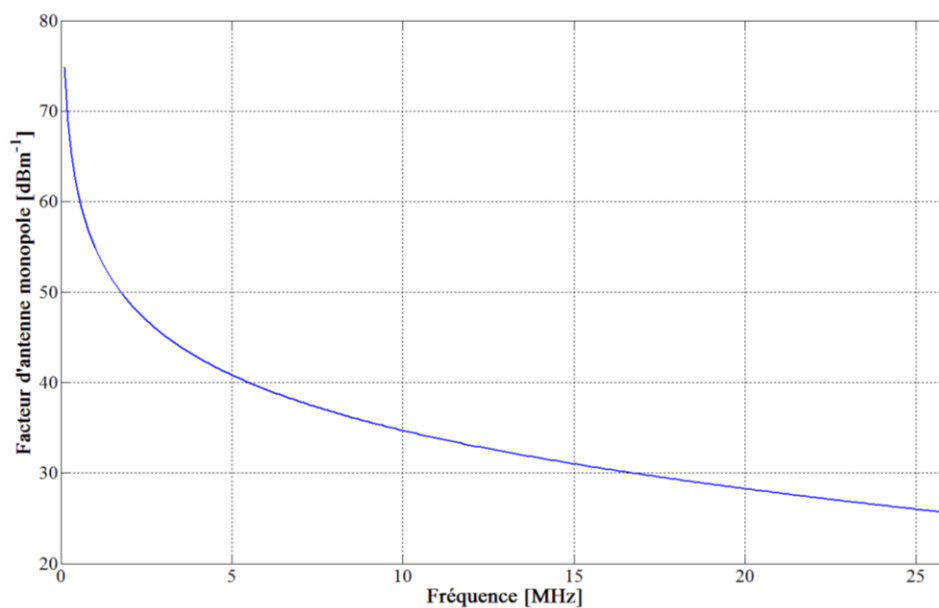


Figure 71: Calcul du facteur d'antenne du fouet par la simulation numérique

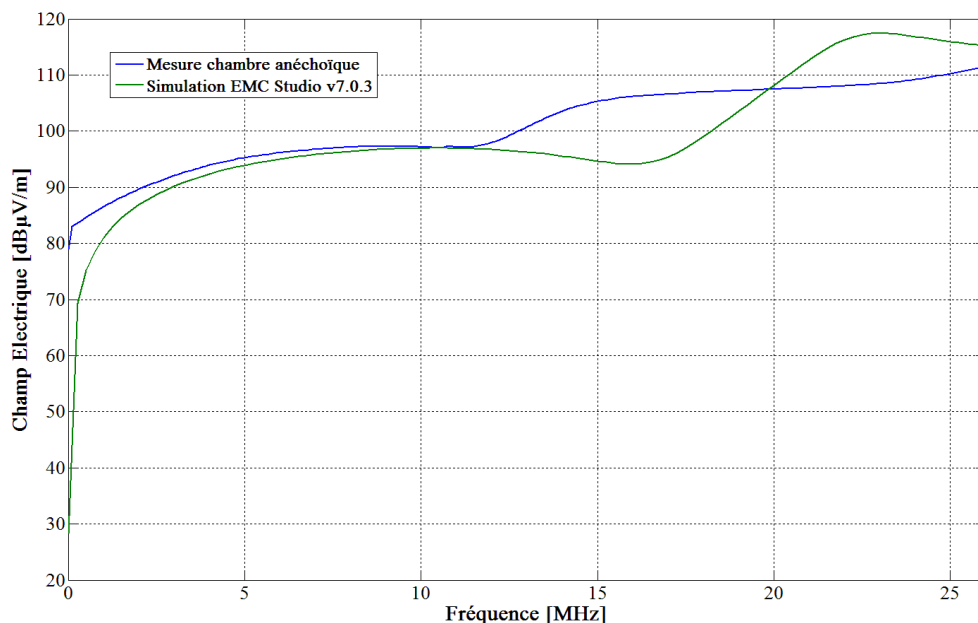


Figure 72: Comparaison mesure / simulation dans la configuration 90° & capot transparent.

La Figure 72 présente une première comparaison entre mesure et simulation dans le cas où le pack est orienté à 90° (voir Figure 66) sans capot. Les niveaux de champs mesurés et calculés sont en accord entre 2 et 12 MHz. À partir de 12 MHz, on observe un effet de rebond sur le champ électrique mesuré, ce phénomène semble être plus prononcé sur le champ calculé. En effet, l'amplitude de l'écart entre le minimum et le maximum local est plus grande sur la courbe simulée que sur la courbe mesurée. Cette différence de niveau peut s'expliquer par l'utilisation d'un plan de masse infini en simulation numérique alors que dans la réalité l'équipement est dans une chambre (cavité) où l'efficacité des absorbants est fortement réduite à ces fréquences.

Afin de déterminer si cet écart provient du modèle du pack ou du montage expérimental, nous allons étudier un cas très simple dans la même configuration que celle présentée précédemment.

4.2.3 Cas du fil sur plan de masse

Afin de mieux comprendre les écarts entre les courbes de la Figure 72, le montage expérimental précédent est reproduit mais sur un système beaucoup plus simple. Ce système est un fil d'un mètre et demi de longueur situé à trois centimètres au-dessus du plan de masse. Il est connecté à deux connecteurs de type N dont la masse est liée à la table métallique par des coudes en cuivre. La Figure 73 est une photo qui montre comment ce fil positionné dans la chambre de mesure.



Figure 73: Photo de la mesure de rayonnement d'un fil sur un plan de masse entre 10 kHz et 26 MHz

Lors de nos investigations, il est apparu que le problème ne venait pas du modèle de pack mais d'une difficulté à modéliser correctement le montage expérimental. Parmi ces difficultés, deux principales ont été identifiées.

La première est un problème de boucle de câblage qui peut être observé sur le schéma de la Figure 66. En effet, les blindages des câbles d'excitation et de mesure sont tous deux liés aux parois de la chambre d'un côté et à la table métallique de l'autre côté. Une grande boucle de masse est ainsi créée, cette boucle n'est pas présente dans la simulation car les câbles ne sont pas modélisés.

La deuxième difficulté réside dans la modélisation de la liaison entre la table métallique et le sol de la chambre. Le système composé de la table métallique parallèle au sol de la chambre peut être modélisé par un circuit LC. L'inductance L dépend de la longueur de la table et de la liaison. La capacité C dépend de la surface de la table, de la liaison et de la hauteur de la table. Si la liaison entre la table et la chambre est modifiée, les valeurs de L et C donc la fréquence de résonance du circuit LC (Eq. 85) ne sont plus les mêmes.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{Eq. 85})$$

Pour vérifier cette hypothèse, deux liaisons (Figure 74) entre la table métallique et le sol de la chambre sont comparées, le modèle initial en liaison verticale B et le nouveau modèle avec une liaison plus réaliste que nous appellerons liaison coudée A. Lorsque la liaison coudée est introduite, la valeur de l'inductance L et de la capacité C augmentent. Théoriquement, la fréquence du phénomène doit diminuer.

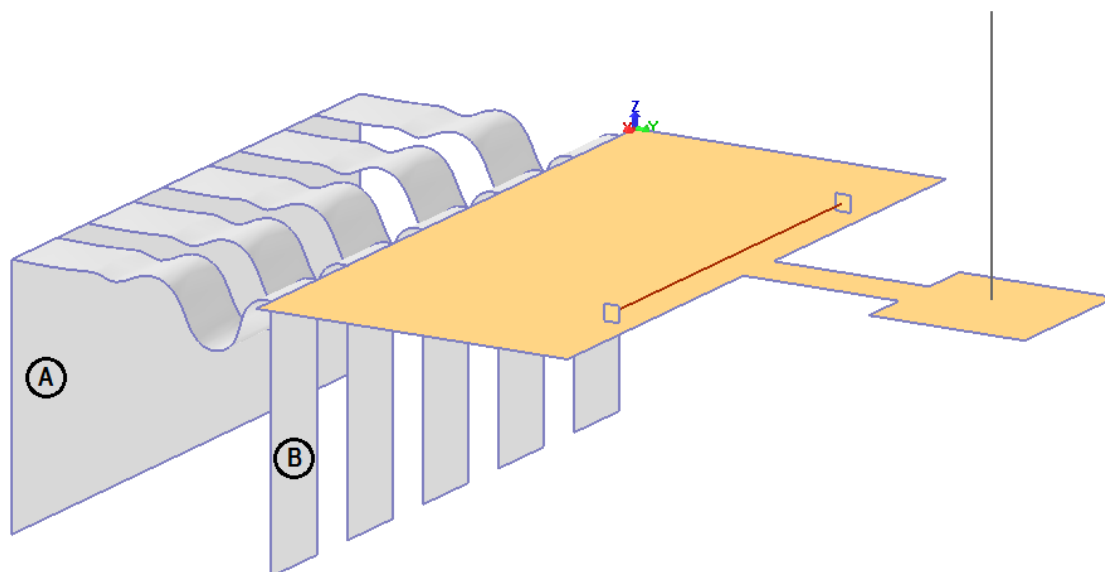


Figure 74: Comparaison entre une liaison verticale B et une liaison coudée A

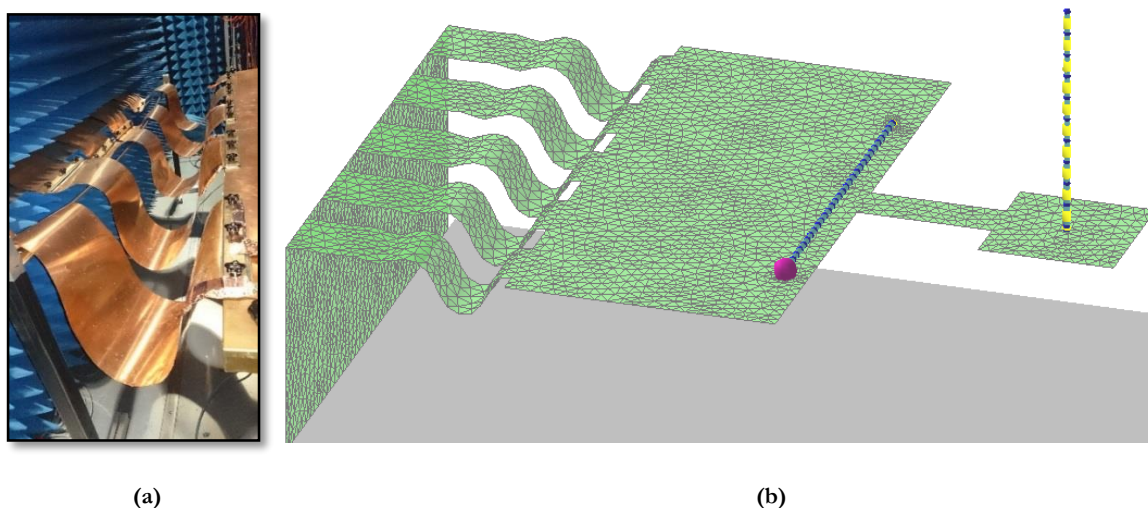


Figure 75: Liaison table métallique et chambre. (a) Photo. (b) Modèle avec liaison coudée.

Les résultats de mesure et simulation peuvent être observés Figure 76. Le même phénomène que le cas du pack-batterie apparaît. Ce n'est donc pas le modèle du pack qui est remis en question mais la manière de modéliser le montage expérimental. Les courbes simulées montrent que ce phénomène est lié à la gestion des masses dans la chambre. Comme attendu, la mise en place de la liaison coudée diminue la fréquence de résonance du système table-sol. Les résultats obtenus avec ce cas très simple ne permettent cependant pas de conclure quant à la différence de niveau sur le minimum et le maximum locaux.

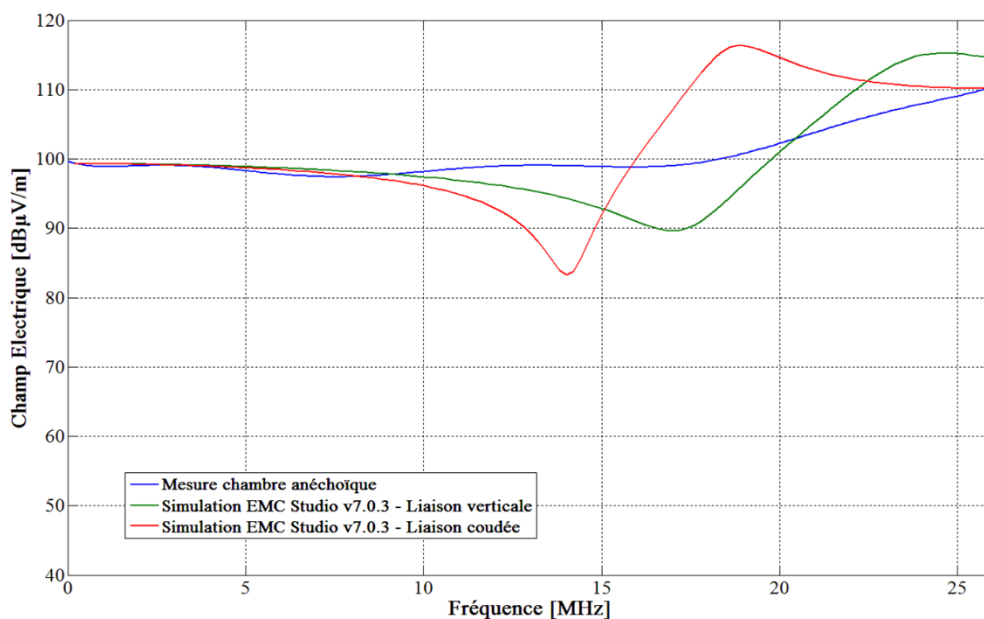


Figure 76: Comparaison mesure / simulation des émissions du fil sur plan de masse pour différentes liaisons entre la table et la chambre.

L'origine du problème étant identifiée, le modèle de la configuration incluant le pack va être corrigé afin de considérer la géométrie réelle de la liaison entre la table métallique et la référence de la chambre.

4.2.4 Analyse des résultats du modèle numérique corrigé

4.2.4.1 Validation du modèle numérique

Après avoir modifié le modèle afin d'introduire la liaison coudée, simulation et mesure sont de nouveau comparées sur le champ électrique rayonné avec le pack sans capot orienté à 90° (Figure 77). Le phénomène de rebond, en simulation, se décale alors vers les basses fréquences. Le résultat calculé avec la liaison coudée est meilleur, les niveaux avant et après le phénomène sont corrects et l'écart résiduel entre 12 et 25 MHz n'est pas dû au modèle du pack mais à un phénomène de mesure non reproductible en simulation.

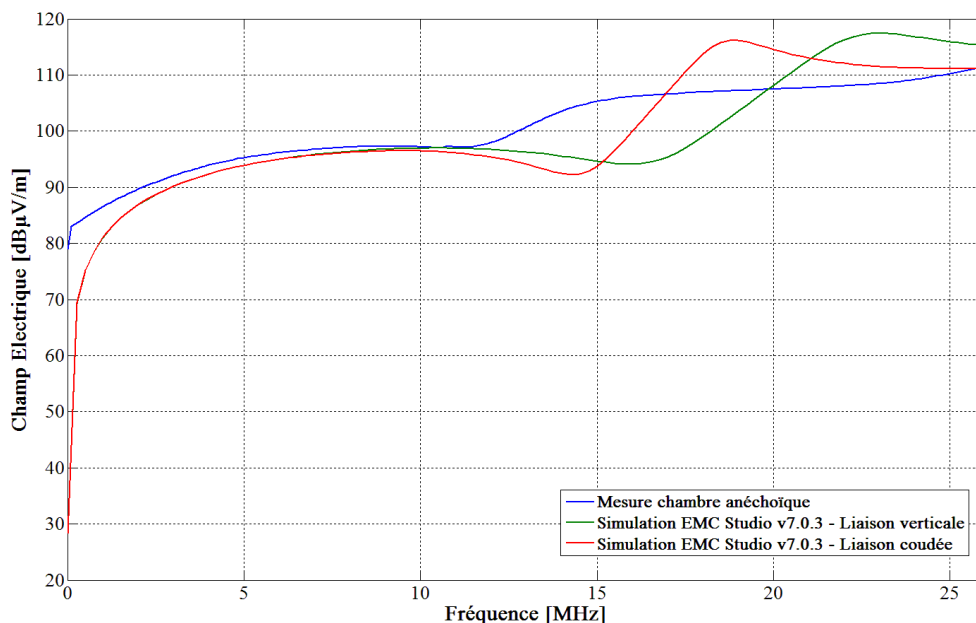


Figure 77: Comparaison mesure / simulation dans la configuration 90° & capot transparent pour différentes liaisons entre la table et la chambre.

Ce montage expérimental avec l'antenne monopole est sujette à discussion comme l'indique quelques récentes publications, et ce pour différentes raisons. Une des questions porte sur la liaison entre le plan de masse du monopole à la table métallique. En fonction de la configuration choisie, l'écart sur le champ électrique mesuré peut aller jusqu'à 18 dB [72]. Un autre problème connu est celui des résonances des plans de masse [73], c'est celui-ci qui est identifié au paragraphe 4.2.3. Une étude récente [74] a montré qu'il était possible d'avoir des écarts jusqu'à 10 dB en fonction de la performance des absorbants (résonance de la chambre) et jusqu'à 20 dB en fonction de la manière de faire la connexion de la table à la chambre.

Compte tenu de tous ces éléments, nous pouvons donc conclure que la modélisation proposée atteint un niveau de représentativité très satisfaisant pour cette bande de fréquence. Ce modèle est utilisé dans le paragraphe suivant pour étudier l'influence, sur le champ électrique rayonné, des différentes configurations qui ont été décrites au paragraphe 4.2.1.2.

4.2.4.2 Analyse du rayonnement du pack en fonction des configurations étudiées

Dans un souci de clarté et pour ne pas perdre le lecteur avec un grand nombre de graphiques nous ne tracerons pas toutes les configurations décrites précédemment mais une sélection représentative des configurations évaluées.

Sur la Figure 78, le champ électrique rayonné calculé et mesuré est tracé en fonction de la fréquence pour les différents capots lorsque le pack est orienté à 90°. Dans cet exemple, les capots ne sont pas en contact électrique avec le boîtier (pas de vis, capot flottant à une hauteur de 5 mm du boîtier).

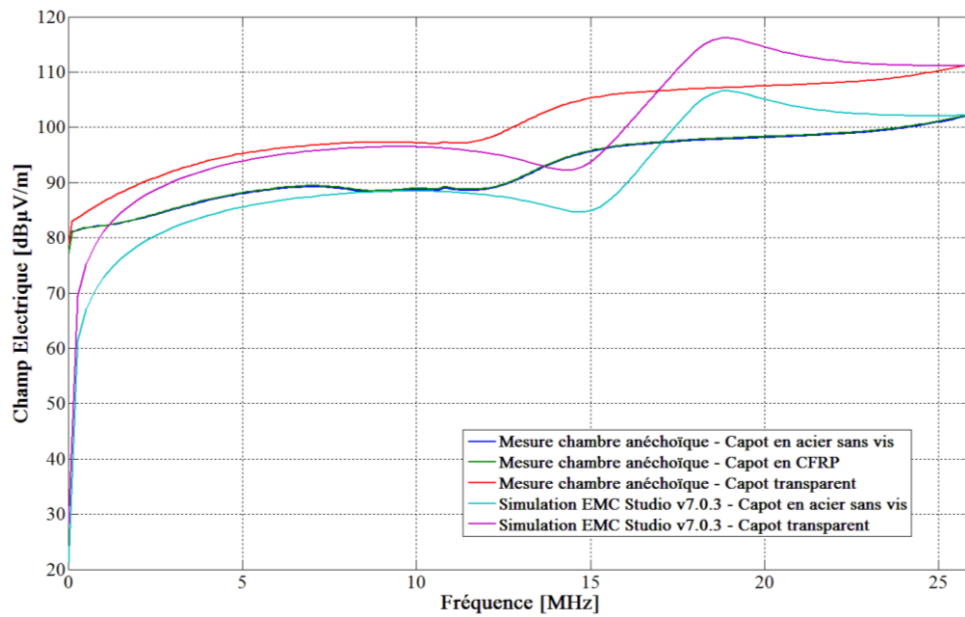


Figure 78: Influence des capots sur le champ électrique rayonné dans la configuration 90°.

Le niveau de champ électrique rayonné dans le cas d'un capot polymère est 10 dB supérieur par rapport à un capot conducteur. Cet écart est constant car on se situe dans la bande de fréquences entre 10 kHz et 26 MHz, à ces fréquences, aucune résonance liée à la géométrie du pack ne peut être observée.

Dans le cas où le capot n'est pas électriquement relié au boîtier en aluminium aucune différence de rayonnement (courbes bleu et verte superposées) entre un capot faiblement conducteur ($\sigma = 10^4$ S/m) et un capot fortement conducteur ($\sigma = 5.10^5$ S/m) n'est observée. Selon les principes des blindages [71] et dans le cas d'une source de champ électrique proche, le terme dominant dans l'efficacité de blindage est le terme de réflexion sur la première interface. Il suffit donc que le matériau soit suffisamment conducteur, peu importe son épaisseur pour faire écran au champ électrique. Nous pouvons donc conclure que le champ électrique rayonné vient principalement de la fente entre le capot et le boîtier et non de la transmission à travers le capot.

Pour appuyer cette conclusion, les champs électriques rayonnés en mesure et en simulation sont comparés (Figure 79) dans le cas où le capot est en acier avec et sans vis lorsque le pack est orienté à 90°. L'objectif est de diviser la longueur de la fente. Lorsqu'il n'y a pas de vis, cette fente mesure 80 cm et elle est divisée en longueur d'environ 11 cm lorsque les vis sont introduites.

Que ce soit en mesure ou en simulation, le niveau de champ mesuré est environ 20 dB plus faible lorsque le capot en acier est vissé au boîtier. Ceci confirme que le champ électrique rayonné provient principalement de la fente et donc qu'il est possible d'agir sur son niveau simplement en divisant la longueur électrique de la fente par l'ajout de vis. Un écart est présent entre le champ électrique calculé et mesuré pour des fréquences inférieures à 13 MHz dans le cas où le capot en acier est vissé au boîtier. La courbe mesurée change d'allure par rapport aux mesures précédentes, cela peut-être dû à un problème de sensibilité de l'antenne monopole lorsque le champ devient trop faible.

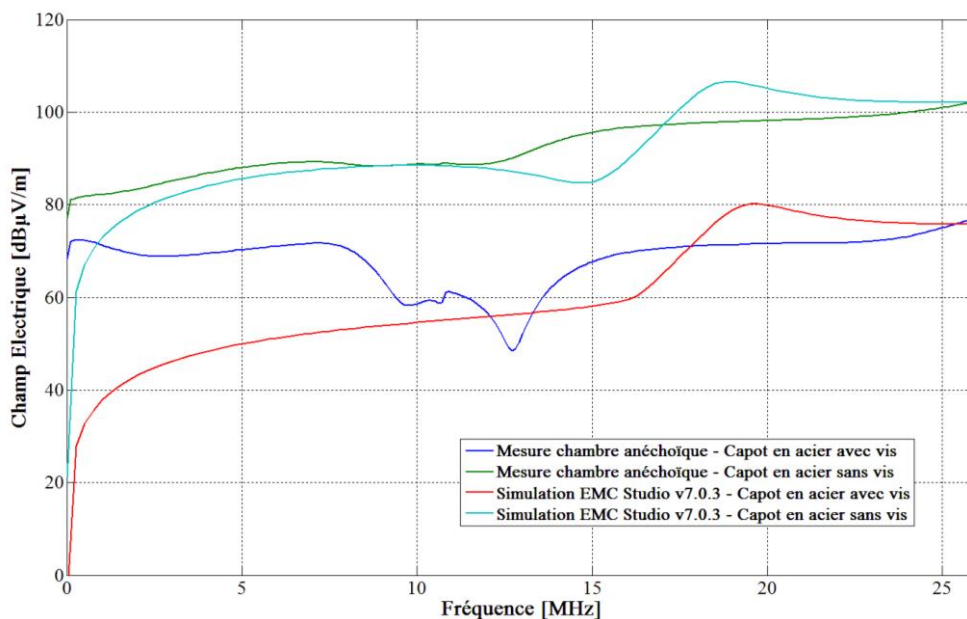


Figure 79: Influence des vis sur le champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot acier.

Pour conclure cette analyse, le champ électrique rayonné est comparé (Figure 80) pour différentes positions de la tresse de masse dans la configuration capot acier et orientation 90°. Il est ici question d'évaluer l'influence du raccord de masse entre le pack et le châssis véhicule sur le champ électrique rayonné. Lorsqu'on se situe entre 10 kHz et 26 MHz, la position de la tresse de masse entre le pack aluminium et la table n'a pas une grande influence sur le résultat.

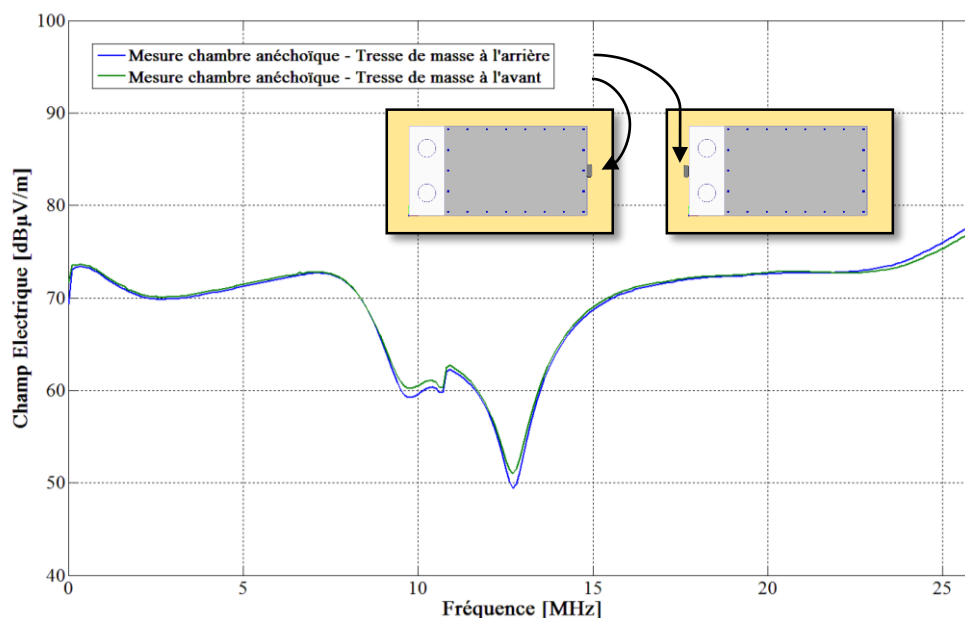


Figure 80: Influence de la liaison à la masse sur le champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot acier avec vis.

Finalement, pour limiter les émissions de champ électrique dans cette bande de fréquence il est nécessaire d'utiliser un capot conducteur mais pas forcément aussi conducteur que du cuivre, de l'aluminium ou de l'acier. Ce capot doit être lié électriquement au boîtier et la position de la tresse de masse entre le boîtier et la masse du véhicule n'a pas d'effet à ces fréquences.

4.3 CHAMP ELECTRIQUE RAYONNE ENTRE 26 MHz ET 300 MHz

4.3.1 Mesure du champ électrique rayonné avec l'antenne biconique

Le montage expérimental (Figure 81) reste le même que pour la bande de fréquences entre 10 kHz et 26 MHz à l'exception de l'antenne fouet qui n'est plus adaptée à la nouvelle bande de fréquence. C'est donc une antenne biconique Schwarzbeck VHBB 9124 qui est utilisée pour les mesures entre 26 MHz et 300 MHz. Contrairement aux mesures effectuées avec le monopole, les deux composantes du champ électrique sont mesurables, la composante horizontale (Figure 82 (a)) et la composante verticale (Figure 82 (b)).

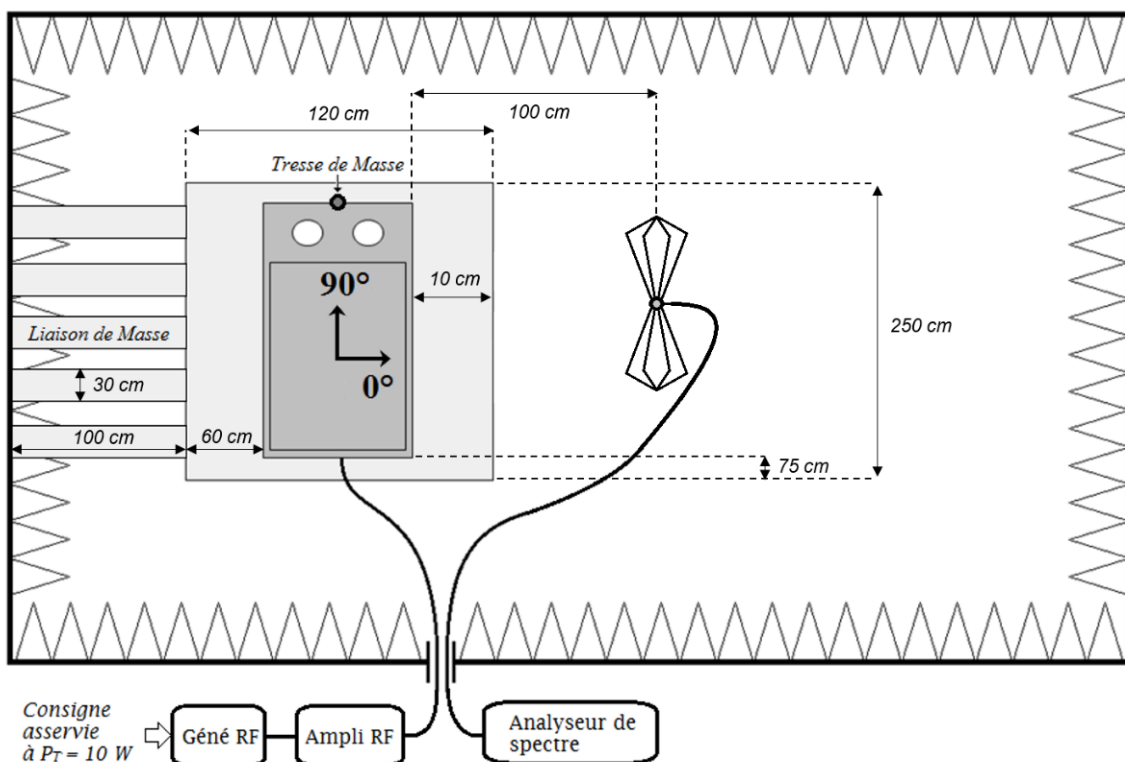
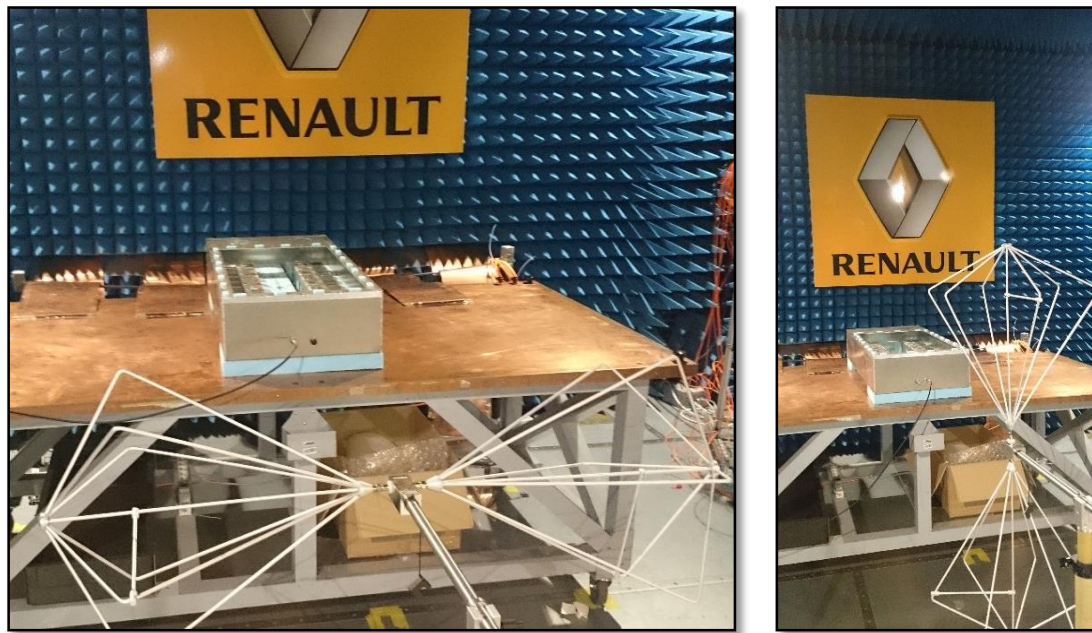


Figure 81: Schéma du setup de mesure du champ électrique rayonné entre 26 MHz et 300 MHz.

Lors de cette mesure, les mêmes configurations que sur la bande de fréquences entre 10 kHz et 26 MHz sont évaluées. Il s'agit donc d'analyser l'influence sur le champ électrique rayonné du type de capot, de la position de la tresse de masse et du nombre de vis. Comme précédemment la configuration avec un capot polymère peut être assimilée à une configuration sans capot, la permittivité relative d'un polymère ($1 < \epsilon_r < 5$) n'ayant pas d'impact sur ce type de mesures.

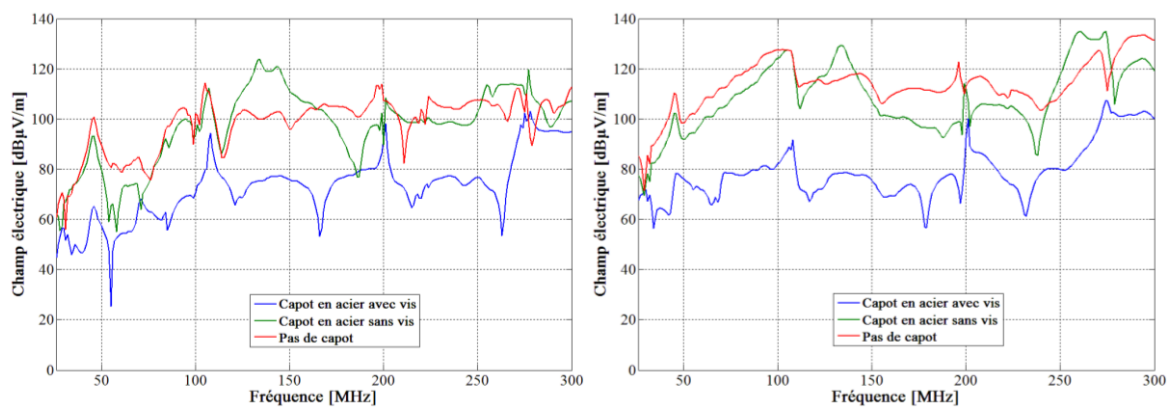


(a)

(b)

Figure 82: Photos de la mesure, pack orienté à 0° . (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

Sur la Figure 83 est tracé le champ électrique rayonné par la maquette de pack-batterie orientée à 0° , la polarisation horizontale est donnée sur la Figure 83 (a) et la polarisation verticale est donnée sur la Figure 83 (b).



(a)

(b)

Figure 83: Mesure du champ électrique rayonné, pack orienté à 0° .
(a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

Sur la Figure 84 est tracé le champ électrique rayonné par la maquette de pack-batterie orientée à 90° , la polarisation horizontale est donnée sur la Figure 84 (a) et la polarisation verticale est donnée sur la Figure 84 (b).

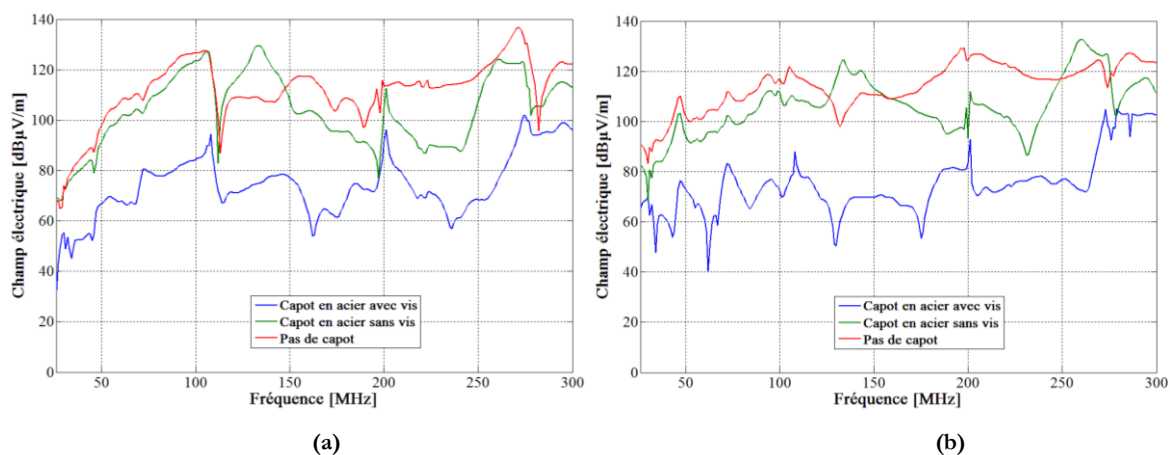


Figure 84: Mesure du champ électrique rayonné, pack orienté à 90° .
 (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

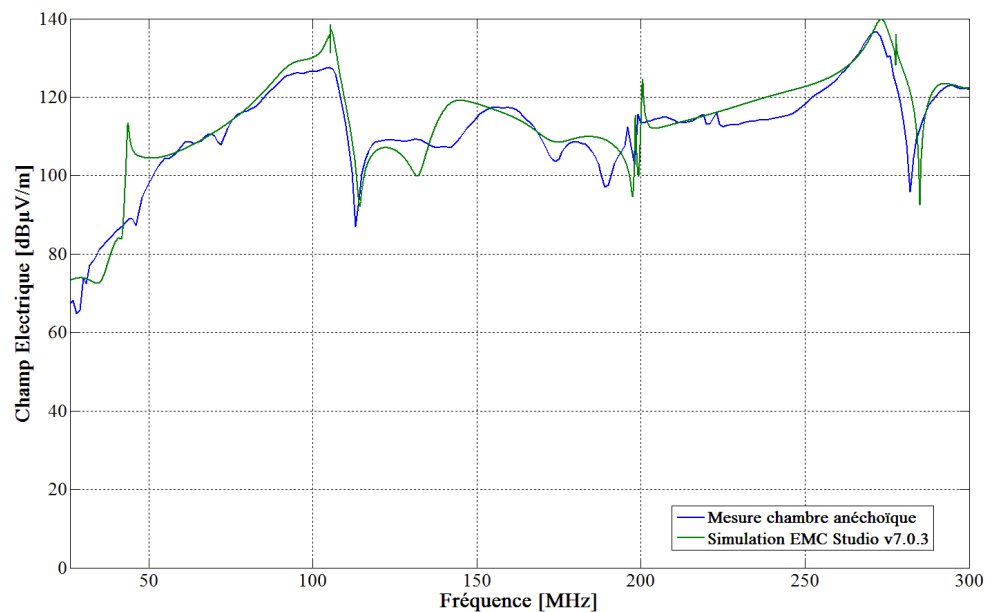
Le niveau de champ électrique rayonné lorsque le capot est en acier et vissé au boîtier est nettement inférieur au niveau rayonné dans les autres configurations, l'écart entre la courbe bleue et les autres courbes varie entre 0 et 45 dB.

Il est intéressant de constater que l'écart entre la courbe rouge (capot polymère) et la courbe verte (capot acier sans vis) n'est pas très élevé, le champ rayonné lorsque le capot en acier n'est pas vissé au boîtier est donc quasiment entièrement transmis par la fente ou par les ouvertures circulaires. Sur la Figure 84 (b), qui correspond à l'orientation 90° et à la polarisation verticale, on retrouve environ 10 dB d'écart observés sur la bande [10 kHz – 30 MHz] dans le paragraphe 4.2.4.2 entre la courbe rouge et la courbe verte

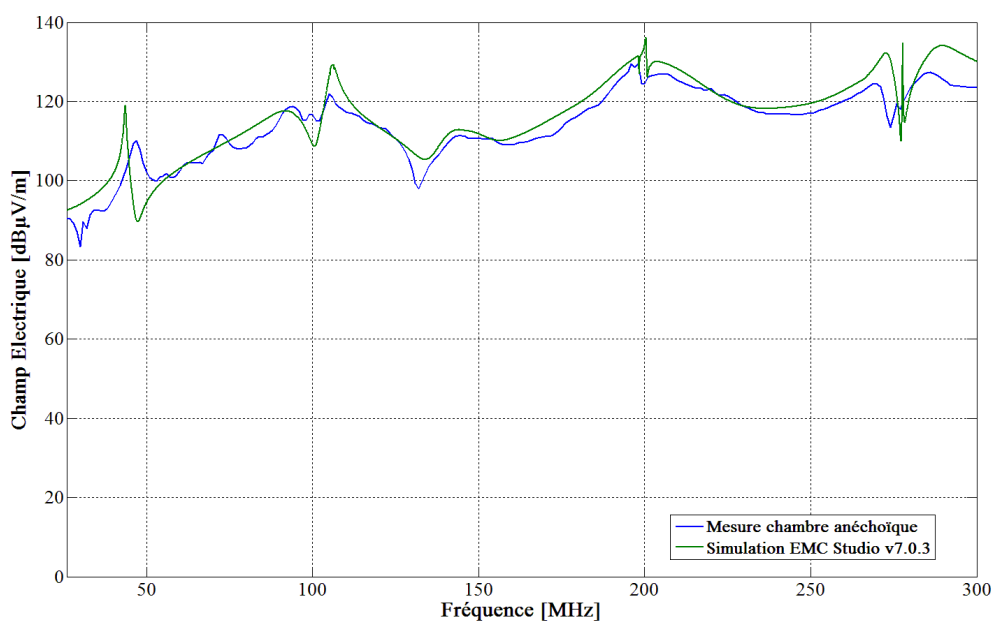
4.3.2 Validation du modèle numérique

Le maillage de la maquette de pack-batterie ne change pas par rapport au modèle précédent car la taille des triangles est suffisamment petite pour pouvoir effectuer un calcul correct jusqu'à 300 MHz. Dans la nouvelle bande de fréquence nécessitant l'antenne biconique, nous avons fait l'hypothèse qu'il n'est plus nécessaire d'utiliser le modèle numérique de l'antenne. Le champ électrique rayonné par le pack peut être directement calculé en un point représentant le point central de l'antenne. Cette hypothèse est validée par la suite grâce aux bons résultats obtenus par la simulation numérique.

Le modèle numérique est dans un premier temps validé afin de pouvoir ensuite effectuer deux études paramétriques du pack à l'aide de ce même modèle. La Figure 85 est une comparaison entre mesure et simulation du champ électrique rayonné par le pack orienté à 90° lorsqu'il n'y a pas de capot, pour la composante horizontale sur la Figure 85 (a) et pour la composante verticale sur la Figure 85 (b).



(a)



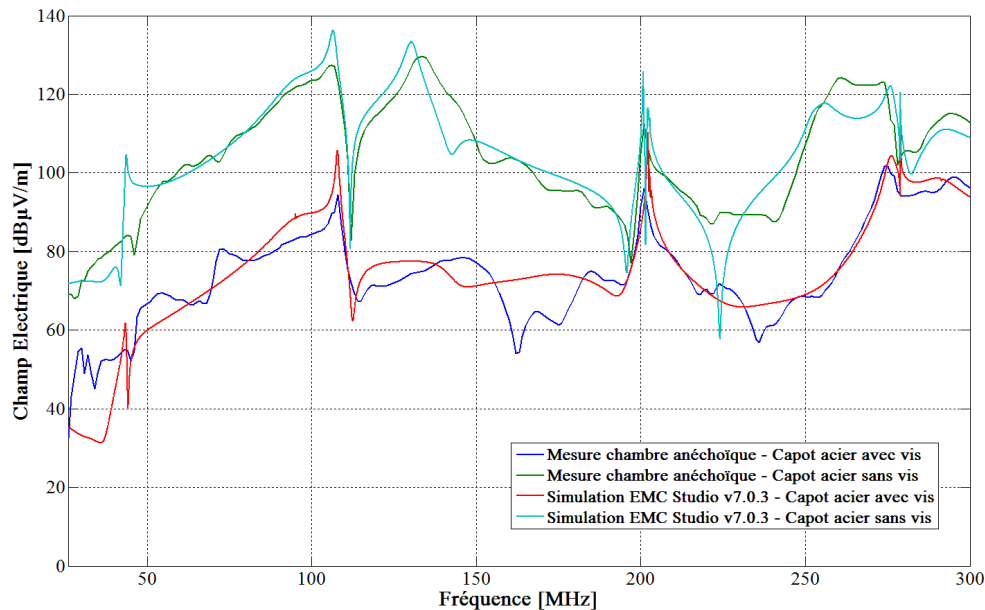
(b)

Figure 85: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot polymère.
(a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

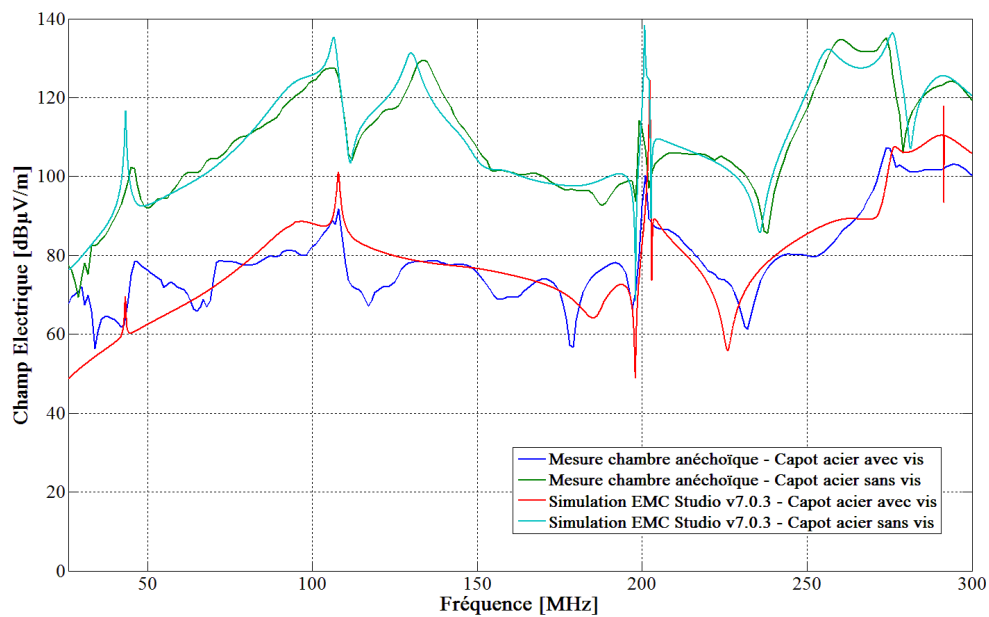
Le niveau de champ calculé est en accord avec le niveau de champ mesuré, l'écart entre les courbes n'excède que rarement quelques décibels. Les positions des antirésonances et des résonances sont évaluées avec une bonne précision, il en est de même pour le niveau de champ calculé à ces résonances.

Toujours dans un souci de clarté, toutes les courbes ne sont pas tracées dans cette partie mais elles confortent les conclusions données ici. Afin de valider au mieux le modèle numérique, des configurations différentes et représentatives de la plupart des cas que nous sommes susceptibles de rencontrer sont choisies. La Figure 86 est une comparaison entre mesure et simulation du

champ électrique rayonné dans le cas d'un capot en acier avec et sans vis. La Figure 86 (a) correspond à une orientation à 90° et à une polarisation horizontale et la Figure 86 (b) correspond à une orientation de 0° et à une polarisation verticale.



(a)



(b)

Figure 86: Champ électrique rayonné avec le capot en acier avec et sans vis.
(a) Orientation 90° & Polarisation horizontale. (b) Orientation 00° & Polarisation verticale.

La corrélation entre mesure et simulation est très bonne dans la configuration où le capot est en acier mais non vissé au boîtier. Le niveau de champ calculé est le même qu'en mesure et les positions d'antirésonance et résonance sont correctes.

Les résultats obtenus dans le cas où le capot en acier est vissé au boîtier ne sont pas aussi bons que dans les configurations précédentes. Le niveau de champ électrique moyen reste toutefois

très bon mais certaines antirésonances et résonances présentes en mesure (incertitudes de mesure dues à un faible niveau de champ) ne sont pas présentes avec le calcul numérique. En effet, entre 26 et 180 MHz, l'allure générale de la courbe calculée est correcte mais un certain nombre de petites perturbations sont présentes uniquement sur la courbe mesurée.

Les comparaisons effectuées entre les résultats calculés et mesurés permettent de valider le modèle numérique de la maquette de pack-batterie. Les résultats qui ne sont présentés ici permettant d'aboutir aux mêmes conclusions que précédemment. Nous sommes donc en mesure de reproduire les phénomènes présents en chambre anéchoïque dans le cas d'un boîtier conducteur rayonnant. Ce modèle va nous permettre d'effectuer deux études paramétriques sur le boîtier en aluminium afin de comprendre l'impact des matériaux et/ou de la géométrie du boîtier sur son rayonnement en espace libre.

4.3.3 Étude paramétrique du rayonnement du pack par la simulation

D'après les résultats obtenus jusqu'à présent, il est possible de conclure qu'une grande partie du rayonnement du pack vient du rayonnement de la fente. Nous allons donc effectuer une première étude paramétrique en modifiant l'épaisseur de la fente. La deuxième étude paramétrique consiste à visualiser l'influence d'un changement de conductivité du matériau composant le capot du pack.

4.3.3.1 Étude de l'épaisseur de la fente

Une attention particulière doit être portée aux fentes lorsqu'un boîtier conducteur est dessiné dans le but d'assurer un rôle de blindage électromagnétique. En effet, si les deux parties d'un boîtier ne sont pas suffisamment bien électriquement liées alors la longueur de la fente peut-être trop grande et ne pas faire écran champ électromagnétique.

La Figure 87 présente le champ électrique rayonné par le pack orienté à 90° avec un capot acier non vissé au boîtier pour plusieurs épaisseurs de fente. La Figure 88 présente le champ électrique rayonné par le pack orienté à 90° avec un capot acier vissé au boîtier pour plusieurs épaisseurs de fente. Ces résultats sont donnés en polarisation horizontale et verticale.

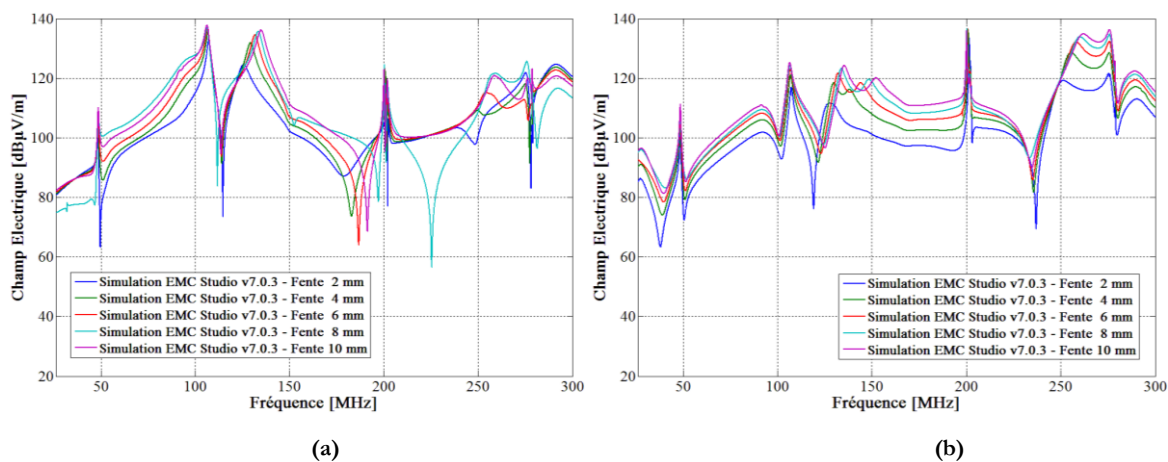


Figure 87: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot en acier sans vis.
(a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

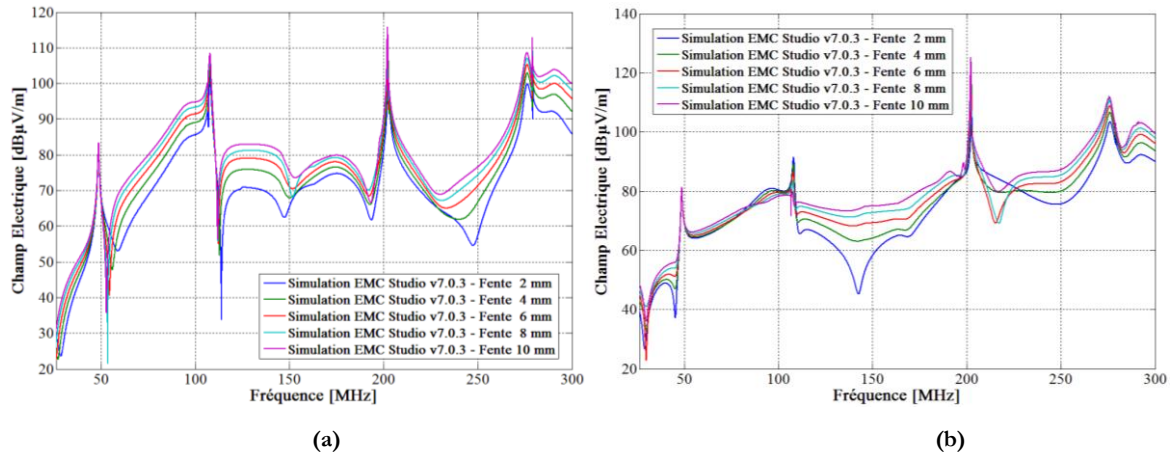


Figure 88: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot en acier avec vis.
 (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

Le champ électrique rayonné devient de plus en plus faible à mesure que l'épaisseur de la fente diminue. En jouant sur ce paramètre, il est possible d'atténuer jusqu'à dix décibels le rayonnement de la fente. La loi de variation est la suivante avec des paramètres a et b qui dépendent de la fréquence :

$$E_{dBV/m} = a(f) \times \ln(e_{mm}) + b(f) \quad (\text{Eq. 86})$$

Cette loi de variation a été déterminée de manière empirique à partir de la Figure 88. Trois exemples aux fréquences 75 MHz, 130 MHz et 300 MHz sont tracés sur la Figure 89.

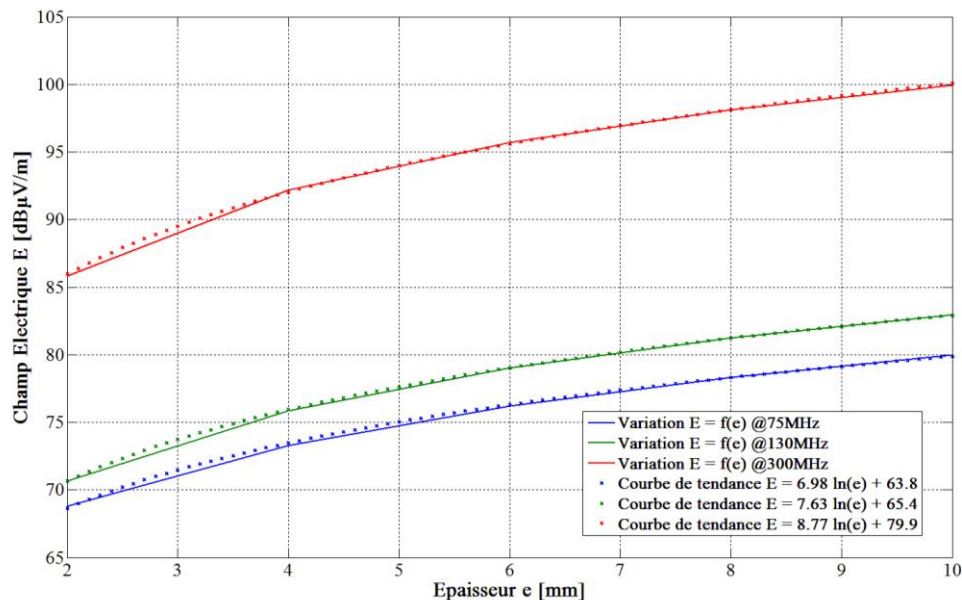


Figure 89: Exemple de variation du champ électrique rayonné en fonction de l'épaisseur de la fente.

Sur ces simulations, l'épaisseur de la fente a moins d'influence entre 26 et 90 MHz dans le cas où le capot en acier est vissé au boîtier. En dehors de cette plage de fréquences, que ce soit avec ou sans vis, l'épaisseur de fente semble avoir le même effet sur le rayonnement.

Avec ces mesures et simulations, il est possible de définir quelques règles de bonne pratique afin de maximiser l'efficacité de blindage d'un tel boîtier.

- Minimiser l'épaisseur de la fente entre le boîtier et le capot
- Maximiser la largeur de recouvrement du capot sur le boîtier (Figure 90)
- Utilisation d'un joint électriquement conducteur plutôt que d'un joint diélectrique
- Minimiser la distance entre les vis

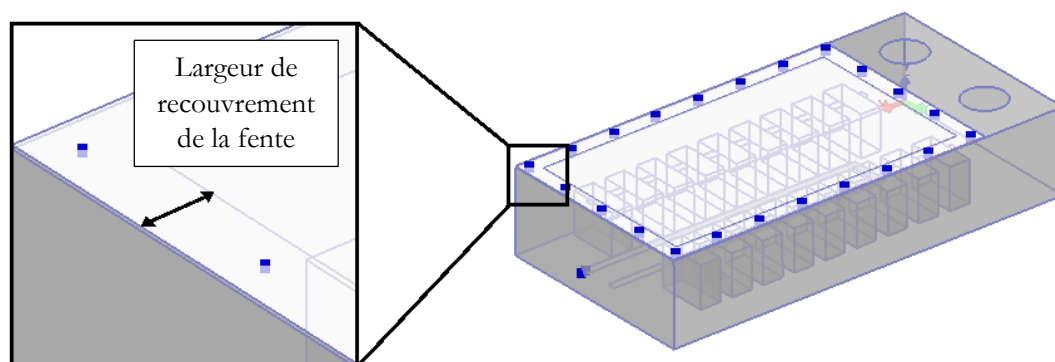


Figure 90: Largeur de recouvrement de la fente entre capot et boîtier.

4.3.3.2 Étude de la conductivité du capot

L'étude de l'allègement du blindage électromagnétique d'un pack-batterie ou d'un module d'électronique de puissance est principalement réalisée par le remplacement du capot en acier par un matériau plus léger. Le reste du boîtier est maintenu en acier pour des raisons mécaniques et pour assurer la sécurité du véhicule lors d'un crash. L'acier est un matériau intéressant pour le blindage électromagnétique car c'est un bon conducteur ($\sigma \approx 5.10^5$ S/m) et c'est un matériau magnétique ($\mu_r \approx 300$). Il va donc pouvoir faire écran autant au champ magnétique pour des fréquences inférieures à 1 MHz qu'au champ électrique pour des fréquences supérieures à 1 MHz. L'utilisation d'un matériau plus léger que l'acier implique souvent des matériaux qui sont peu ou pas conducteurs. Des solutions techniques d'allègements alliant gain de masse et bonne efficacité de blindage existent mais elles ne sont pas viables économiquement pour l'industrie l'automobile (que ce soit sur le prix de la matière première ou sur le prix du processus de fabrication de la pièce avec ce matériau). Quelques exemples de matériaux sont proposés en Annexe afin de présenter quelques-unes de ces solutions.

Le champ électrique rayonné par le pack orienté à 90° avec un capot conducteur vissé au boîtier est tracé sur la Figure 91. Sur ces simulations, la conductivité du capot varie entre 10^4 S/m et 10^7 S/m.

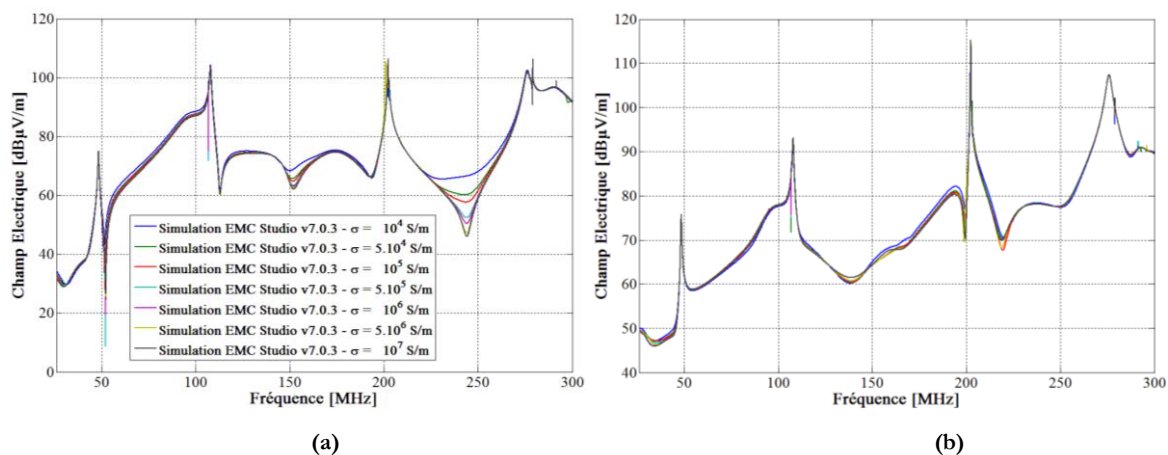


Figure 91: Champ électrique rayonné dans la configuration 90° et capot conducteur avec vis.
(a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

Le champ électrique rayonné ne change quasiment pas lorsque la conductivité du capot varie entre 10^4 S/m et 10^7 S/m, ce qui semble logique si on se réfère à la théorie des blindages [71]. En effet, dans le cas d'un champ électrique proche, il suffit d'un matériau peu mais suffisamment conducteur pour faire écran au champ électrique. Les résultats commencent à changer pour $\sigma = 10^4$ S/m, en dessous de cette valeur la résistance électrique du matériau commence à limiter l'induction des courants sur la pièce donc sa capacité à bloquer le champ électrique.

4.4 CONCLUSION DU CHAPITRE 4

Dans ce chapitre nous avons présenté le montage expérimental ainsi que le modèle numérique nous permettant d'évaluer le rayonnement de la maquette de pack-batterie en espace libre. Le domaine fréquentiel d'étude est divisé en deux sous-bandes, une première entre 10 kHz et 26 MHz et une deuxième entre 26 MHz et 300 MHz.

Sur la première sous-bande, nous avons effectué les mesures avec une antenne monopole active. Le niveau moyen calculé par la simulation est en accord avec la mesure excepté un phénomène de rebond autour de 15 MHz. Après avoir étudié le cas simple du fil sur plan de masse, nous en avons conclu que le problème ne venait pas du modèle de pack mais de difficultés qui sont présentes en mesure et compliquées à reproduire en simulation numérique. La première difficulté est la formation d'une grande boucle de masse entre les câbles, la chambre et la table métallique. La deuxième réside dans la liaison de masse entre la table métallique et le sol de la chambre. Le modèle numérique a donc été amélioré par une meilleure modélisation de la liaison table et sol. Ainsi les niveaux calculés sont corrects, la position du minimum et du maximum local est améliorée mais le niveau de champ calculé à la résonance n'est pas encore parfaitement maîtrisé. L'utilisation de l'antenne fouet lorsque son plan de masse est connecté à la table métallique a été plusieurs fois critiquée dans la littérature pour les mêmes difficultés que nous avons rencontrées.

Sur la deuxième sous-bande, les mesures sont effectuées avec l'antenne biconique. Les corrélations entre mesure et simulation étant très bonnes, le modèle numérique a rapidement été validé afin d'être utilisé pour faire deux études paramétriques. L'étude de l'épaisseur de la

fente montre que plus celle-ci est fine, plus l'atténuation du pack est forte. L'étude de la conductivité du capot confirme que, dans nos conditions de mesure, la valeur de la conductivité n'a pas d'impact tant que le matériau est suffisamment conducteur ($\sigma > 10^4$ S/m). Cependant, lorsqu'on compare les émissions du pack avec un capot conducteur et celle avec un capot transparent l'écart obtenu de 40 dB est quasiment constant.

Il est intéressant de noter que c'est finalement l'étude du rayonnement aux fréquences les plus basses qui a posé le plus de difficultés au cours de cette étude, alors que l'on s'attend généralement à davantage de sensibilité en mesure quand la fréquence augmente et donc à des corrélations mesure-simulation plus délicates.

De ces conclusions, des règles de bonne pratique ont été écrites pour la conception des boîtiers de blindage électromagnétique. Le rayonnement électromagnétique de la maquette de pack-batterie dans un milieu réverbérant est étudié au chapitre suivant.

CHAPITRE 5 :

ÉTUDE DE LA MAQUETTE DE PACK-BATTERIE EN MILIEU REVERBERANT

Ce chapitre a pour objectif de montrer quels sont les essais à réaliser en milieu réverbérant pour évaluer la performance d'un boîtier pour pack-batterie. Comme dans le chapitre précédent, notre étude portera sur la maquette de pack-batterie qui est mieux adaptée à la compréhension des phénomènes. Le milieu réverbérant est une cage de Faraday muni d'un brasseur de modes (Chambre Réverbérante à Brassage de Modes → CRBM), le fonctionnement de cette chambre est rappelé au début du chapitre. Cette étude est effectuée entre 200 MHz et 1 GHz en raison de la limite basse de la fréquence de fonctionnement liée à la taille de la CRBM utilisée. L'efficacité de blindage du pack-batterie est évaluée en différents points à l'intérieur de la maquette puis la puissance totale rayonnée (PTR) par le pack-batterie est caractérisée. Comme précédemment, les résultats mesurés sont comparés aux résultats obtenus par simulation numérique. L'objectif est de montrer comment reproduire les caractéristiques du champ électromagnétique dans une chambre réverbérante grâce à la simulation numérique.

5.1 ÉTUDE DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE DU BOITIER

5.1.1 Présentation du setup de mesure

5.1.1.1 Rappel sur les chambres réverbérantes à brassage de modes

Une CRBM (Chambre Réverbérante à Brassage de Modes) est un moyen d'essai qui permet d'évaluer le comportement d'un équipement ou d'un véhicule lorsque celui-ci est soumis à un champ électromagnétique de forte amplitude statistiquement homogène et isotrope. Dans le monde de l'automobile, ce moyen d'essai est aujourd'hui utilisé pour des essais de validation mais pas pour des essais d'homologations CEM. Cependant, l'intérêt porté aux CRBM est de plus en plus grand et il ne serait pas surprenant de voir apparaître ce moyen dans la réglementation CEM automobile dans les années à venir. En effet, la validité d'un essai en chambre anéchoïque est remise en question car le véhicule est rarement soumis uniquement à une onde plane. Il existe une norme CEM générale décrivant les techniques d'essai en CRBM, c'est la norme IEC 61000-4-21. Ce texte présente les procédures à suivre pour contrôler l'immunité et les émissions électromagnétiques d'équipements électriques et électroniques. Il présente également les caractéristiques minimales que doit vérifier une CRBM pour procéder à des tests de CEM.

Une CRBM est une cavité conductrice, isolée de l'environnement électromagnétique extérieur, dans laquelle vont s'établir des modes de cavités à des fréquences (Eq. 87) qui dépendent des dimensions (a , b et d) de la chambre et de la vitesse de la lumière c .

$$f_{m,n,p} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (\text{Eq. 87})$$

L'isotropie et l'homogénéité du champ s'obtiennent grâce au brasseur de modes. Ce brasseur est un élément conducteur mobile composé en général de plusieurs réflecteurs plans, chacun avec une orientation spécifique. Il permet de modifier la répartition du champ électromagnétique dans la chambre. Lorsque le brasseur tourne d'un pas de rotation, cela a le même effet d'un point de vue électromagnétique que si les dimensions de la chambre changeaient. Ainsi, lorsque le brasseur tourne, la position fréquentielle des modes de cavité de la chambre se trouve légèrement décalée. Un balayage fréquentiel est réalisé pour chaque position du brasseur et permet d'obtenir plusieurs relevés sur lesquels une moyenne est réalisée. Cette moyenne équivaut à une seule mesure effectuée sous un fort champ homogène et isotrope. On dit alors que le champ est statistiquement homogène et isotrope. Bien évidemment, les caractéristiques de ce champ homogène et isotrope ne sont pas vraies en tous points de la chambre, il s'agit de définir un volume utile à l'intérieur de la chambre dans lequel l'homogénéité et l'isotropie du champ sont assurées. L'équipement ou le véhicule devra alors être placé dans ce volume lors de l'essai.

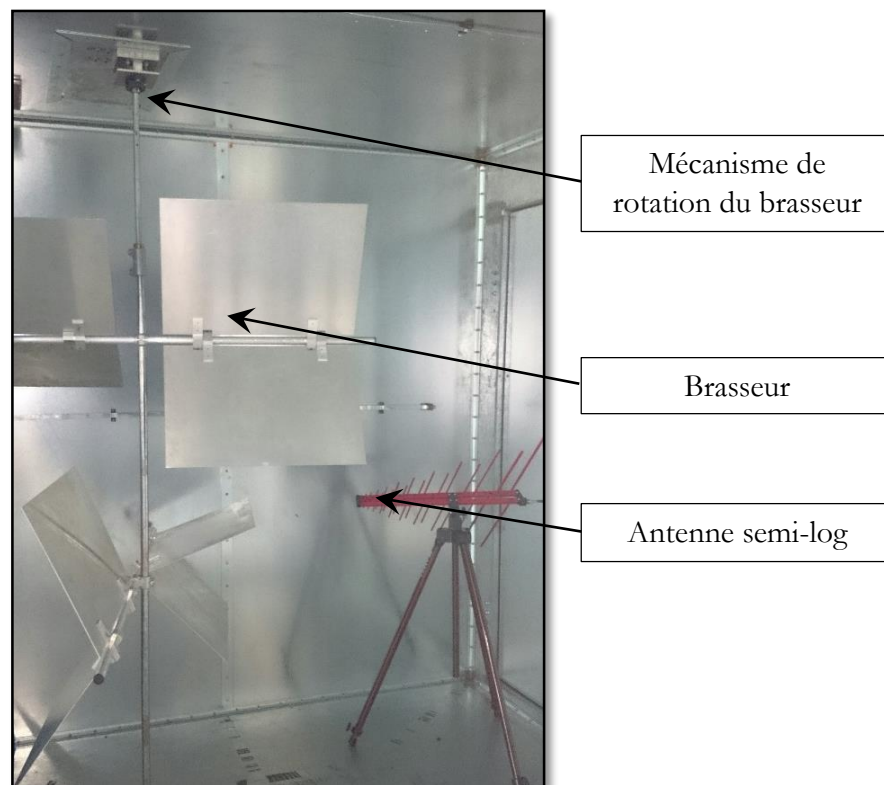


Figure 92: Photo d'un brasseur de modes.

Lorsque la fréquence augmente, la densité de modes augmente elle aussi. En dessous d'une certaine fréquence, la densité de modes n'est pas suffisamment importante pour obtenir un champ statistiquement homogène et isotrope sur un tour de brasseur. Cette fréquence minimale d'utilisation sera appelée LUF (Lowest Usable Frequency) et elle est généralement définie comme cinq fois la fréquence du mode fondamental.

L'avantage d'une telle structure est de permettre la génération de champs forts pour un coût faible (amplificateur de faible puissance et pas d'absorbants comme en chambre anéchoïque). De plus, l'isotropie du champ permet en une seule configuration d'essai, de caractériser l'équipement ou le véhicule. En effet, l'équipement étant soumis à un champ homogène et isotrope, les résultats mesurés ne dépendent pas de l'orientation de celui-ci. Un autre avantage est l'utilisation de la CRBM pour les essais en émission.

Toutefois, les mesures CRBM sont souvent longues à réaliser car un balayage fréquentiel est réalisé pour chaque position du brasseur. De plus, lorsque le brasseur tourne d'un pas de rotation, il faut attendre qu'il se stabilise mécaniquement. Ces mesures sont également limitées en basses fréquences à cause des raisons expliquées précédemment.

5.1.1.2 Mesure d'efficacité de blindage

La chambre réverbérante est un outil intéressant pour évaluer la performance des boîtiers conducteurs munis d'ouvertures. De précédentes études [75], [76] montrent comment évaluer l'efficacité de blindage d'un tel boîtier dans une chambre réverbérante. Dans ces publications, l'efficacité de blindage est évaluée en mesurant la puissance totale rayonnée par un dipôle placé à l'extérieur puis à l'intérieur du boîtier à caractériser.

La CRBM que nous avons utilisée est celle du laboratoire XLIM. Les dimensions de cette chambre sont : 3,57 mètres de long, 2,45 mètres de large et 2,46 mètres de haut. De ce fait, le premier mode résonant est le mode TE_{101} à 74 MHz ce qui positionne la LUF à environ 370 MHz. Les mesures dans ce chapitre sont effectuées sur une bande de fréquences comprises entre 200 MHz et 1 GHz.

Pour réaliser la mesure d'efficacité de blindage, nous avons utilisé le montage décrit sur la Figure 93. L'excitation est réalisée par un générateur de signal Rohde & Schwarz SMR20 et amplifiée par un amplificateur Prana AP32 D'T120. La puissance du générateur est réglée sur 5 dBm, le signal est amplifié de 40 dB puis injecté sur l'antenne semi-log. Cette puissance a été choisie de manière à ce que le niveau de champ mesuré avec la sonde triaxiale soit compatible avec la sensibilité et la précision de la sonde même lorsque l'on place celle-ci à l'intérieur d'un boîtier métallique.

Les mesures sont réalisées sur 50 positions de brasseur. Pour des raisons de temps de mesure, les acquisitions sont limitées à seulement 41 points de fréquence. En effet, lorsque le brasseur change tourne d'un pas de rotation, il sera nécessaire d'attendre 2 secondes le temps qu'il se stabilise mécaniquement. L'acquisition pour une fréquence prend 0,3 seconde le temps que le signal soit généré, amplifié, que le champ s'installe dans la chambre et qu'il soit mesuré. Finalement, un essai complet dure au minimum :

$$t_{mes} > N_{pos}(t_{brasseur} + N_{frq} \times t_{frequence}) = 50(2 + 41 \times 0,3) \approx 12 \text{ min} \quad (\text{Eq. 88})$$

Ce calcul ne prend pas en compte l'initialisation de la mesure et l'écriture des résultats. En pratique, on constate que le temps nécessaire pour essai complet est d'environ 15 à 20 minutes.

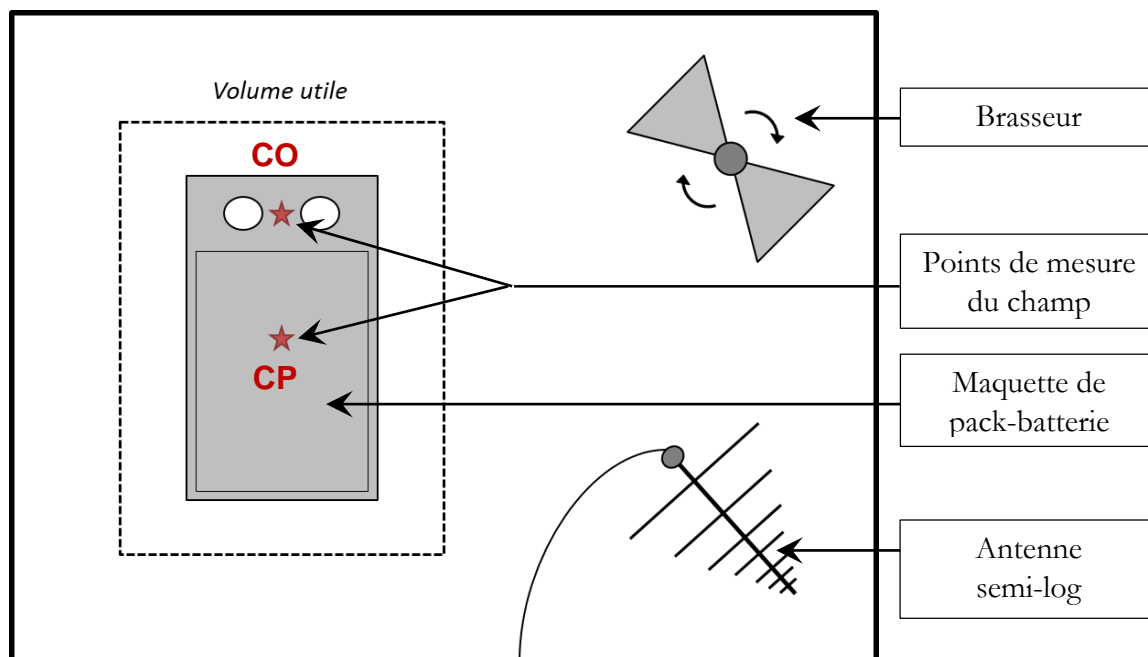


Figure 93: Schéma du setup de mesure d'efficacité de blindage en CRBM.

Le calcul de l'efficacité de blindage (Eq. 89) est réalisé à partir de la moyenne des mesures de champ $\langle E_i^0 \rangle$ dans la zone utile sans le pack (Figure 67 (a)) et de la moyenne des mesures de champ $\langle E_i^1 \rangle$ à l'intérieur du pack, lui-même situé dans la zone utile (Figure 67 (b)). Évidemment, cette mesure impose de pouvoir placer la sonde de champ triaxiale à l'intérieur du pack-batterie ce qui est faisable avec notre pack simplifié, mais difficilement réalisable sur un pack réel lorsque celui-ci contient les modules de puissance. L'inverse de l'efficacité de blindage est l'atténuation de blindage, elle est définie par la relation (Eq. 90).

$$SE_{dB}(f) = 20 \times \log_{10} \left(\frac{\langle E_i^0 \rangle}{\langle E_i^1 \rangle} \right) \quad (\text{Eq. 89})$$

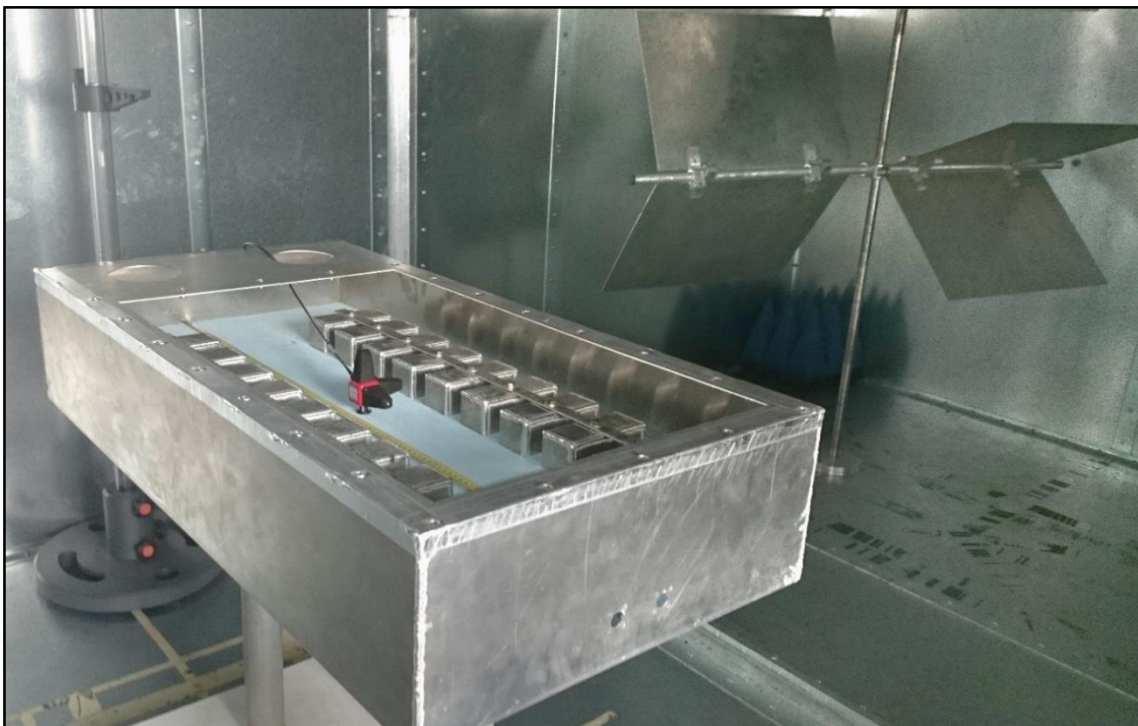
$$A_{dB}(f) = 20 \times \log_{10} \left(\frac{\langle E_i^1 \rangle}{\langle E_i^0 \rangle} \right) \quad (\text{Eq. 90})$$

L'atténuation de blindage a été mesurée pour deux positions à l'intérieur du pack, une au centre du pack (CP) et une centrée sous les ouvertures (CO) comme représentées sur la Figure 93. Deux configurations sont définies pour ces points, une configuration avec modules et une configuration sans modules. À ce moment de l'étude, nous n'avons pas encore le capot composite c'est pourquoi nous ne proposons pas de mesure d'atténuation de blindage avec ce dernier. Ces mesures ont toutes été faites avec le capot en acier en contact électrique continu avec le boîtier, c'est-à-dire, sans fente ou joint entre le capot et le boîtier. Bien que très limitées, ces configurations de mesure vont permettre de valider le modèle numérique. Ce modèle sera modifié par la suite pour prendre en compte la fente de 5 mm entre le capot et le boîtier et

utilisé au paragraphe 5.1.3 pour une étude plus approfondie de l'efficacité de blindage de la maquette de pack-batterie.



(a)



(b)

Figure 94: Photos. (a) Mesure du champ sans boîtier E⁰. (b) Mesure de champ avec boîtier E¹.

5.1.2 Modélisation numérique du champ électromagnétique dans une CRBM

5.1.2.1 Mise en place des spectres d'ondes planes

Dans une chambre réverbérante à brassage de modes, le champ est statistiquement homogène et isotrope. Le problème est de savoir comment reproduire un tel environnement électromagnétique par la simulation numérique. David A. Hill [77] a démontré qu'il était possible de modéliser le champ électromagnétique dans une CRBM par le champ électromagnétique obtenu à partir de la superposition de plusieurs ondes planes émises en espace libre. Le champ résultant satisfait alors les équations de Maxwell et il possède les mêmes propriétés statistiques que le champ dans une CRBM lorsqu'elle fonctionne de manière idéale. Le caractère aléatoire du champ électromagnétique est obtenu en choisissant de manière aléatoire les paramètres d'orientation et de polarisation des ondes planes. Sur la Figure 95, le vecteur \vec{k} représente la direction de l'onde définie par les paramètres θ et φ et la polarisation de l'onde est représentée par l'angle ψ .

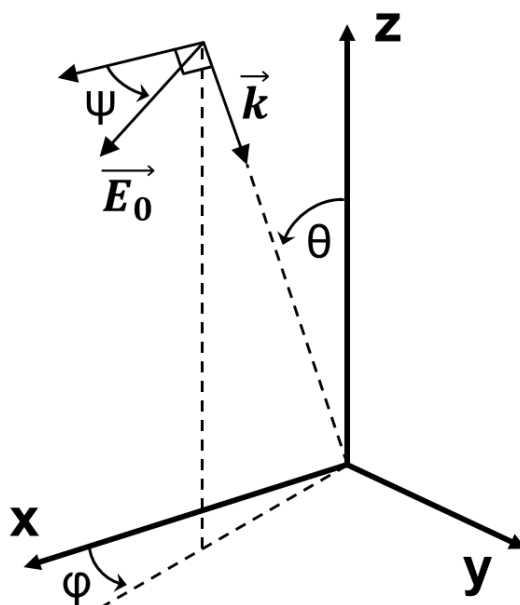


Figure 95: Définition de l'orientation et de la polarisation d'une onde plane.

Il est donc possible de générer un spectre d'ondes planes comme celui de la Figure 96 qui produit un champ électromagnétique aléatoire, mais toujours dépendant de l'orientation et de la polarisation des ondes planes de la même manière que le champ dans une CRBM est fonction de la position du brasseur. Pour pouvoir obtenir un champ statistiquement homogène et isotrope il faut générer un ensemble de plusieurs spectres d'ondes planes et effectuer une analyse statistique sur les résultats obtenus avec chacun de ces spectres. Cette technique a été précédemment utilisée par les auteurs de [78]-[80] qui ont fait des investigations sur l'influence du nombre de spectres et du nombre d'ondes planes dans ces spectres sur le résultat de calcul.

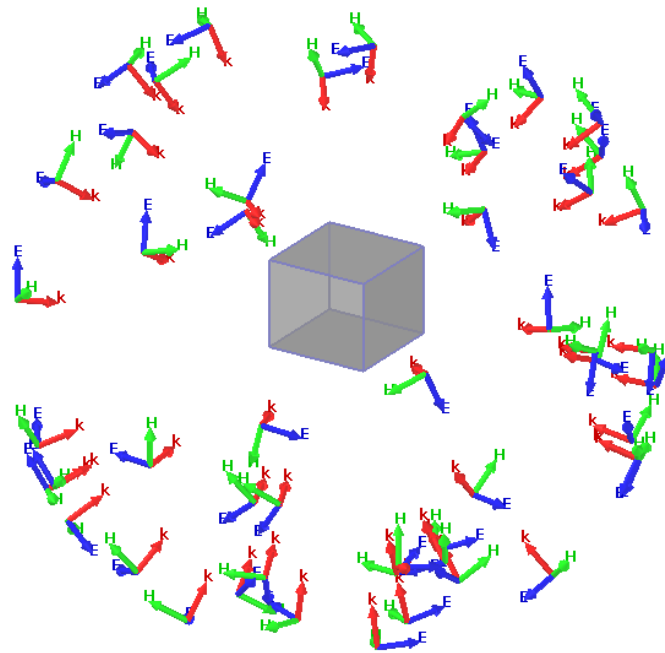


Figure 96: Spectre de 50 ondes planes illuminant un objet cubique.

Il n'est pas nécessaire de prendre un trop grand nombre de spectres d'ondes planes, cela ralentirait le calcul sans pour autant améliorer la précision du résultat. Notre modèle est constitué de 50 spectres de 50 ondes planes aléatoires, ces valeurs ont été choisies d'après les travaux cités précédemment. Les valeurs des paramètres d'orientation et de polarisation des ondes planes sont générées à partir d'un tirage aléatoire suivant une loi uniforme et les amplitudes sont toutes de 1 V/m.

5.1.2.2 Construction et validation du modèle numérique

Comme il a été souligné dans le paragraphe précédent, il faut effectuer 50 simulations du modèle pour chaque configuration étudiée. Il faut également ajouter à ces calculs une simulation dite « à vide » pour calculer le niveau de champ électrique de référence E^0 dans (Eq. 89). Finalement, plusieurs centaines de simulations numériques sont nécessaires sur la bande [200 MHz – 1000 MHz]. Afin d'accélérer le temps de calcul, la méthode des différences finies dans le domaine temporel est utilisée avec le logiciel de calcul TEMSI-FD (1.1.2). Une méthode temporelle est dans ce cas très adaptée, car les positions des points de calcul de champ sont situées à l'intérieur du pack donc il n'est pas utile de prendre un volume de calcul très supérieur aux dimensions de la maquette de pack-batterie. De plus, le résultat doit être calculé sur une large bande de fréquences.

Le modèle numérique représenté Figure 97 est composé de 120 cellules selon l'axe X, 70 cellules selon l'axe Y et 40 cellules selon l'axe Z. Une cellule élémentaire est un cube d'un centimètre de côté, soit $\lambda/30$ à 1 GHz. Le cadre bleu représente une boîte de Huygens située à deux cellules des limites du pack et permettant l'injection d'ondes planes par la mise en place de sources de courants électriques et magnétiques sur la surface de Huygens. La fonction source appliquée aux ondes planes est une gaussienne couvrant tout le spectre de fréquence du continu jusqu'à 1 GHz. La durée simulée dans ce modèle est d'une microseconde, cette durée est choisie pour

que le champ calculé dans le pack soit suffisamment atténué et qu'on ne perde pas d'informations lors du passage dans le domaine fréquentiel, notamment en basses fréquences. Cette valeur est déterminée en simulant une durée de $10 \mu\text{s}$ puis en trouvant la valeur de la durée simulée à laquelle le champ aux points de mesure est suffisamment atténué. Dans ce modèle, les plaques conductrices sont définies comme impédance surfacique calculée à partir des propriétés de l'acier pour le capot et de l'aluminium pour le reste.

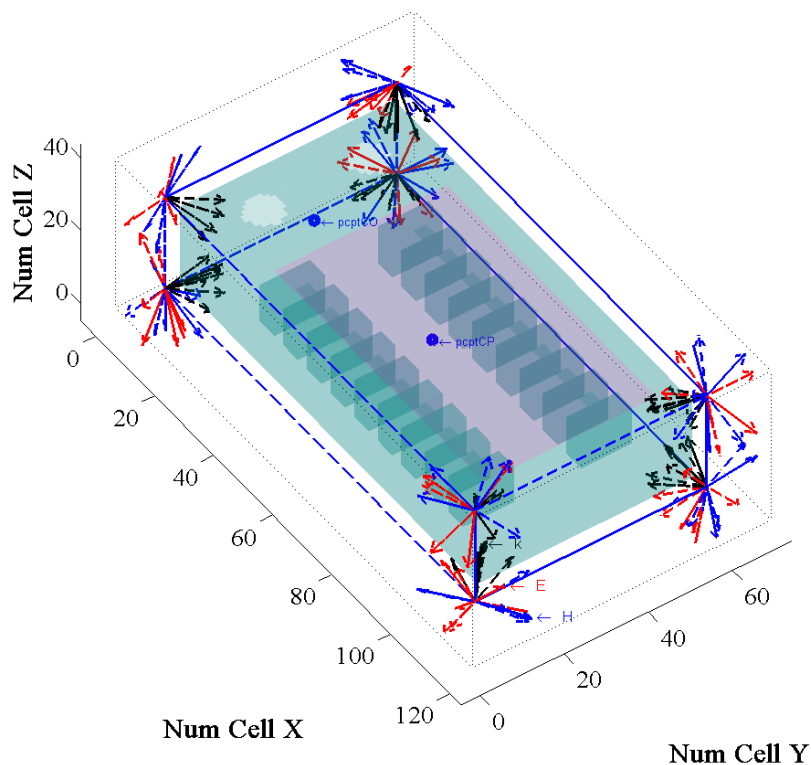
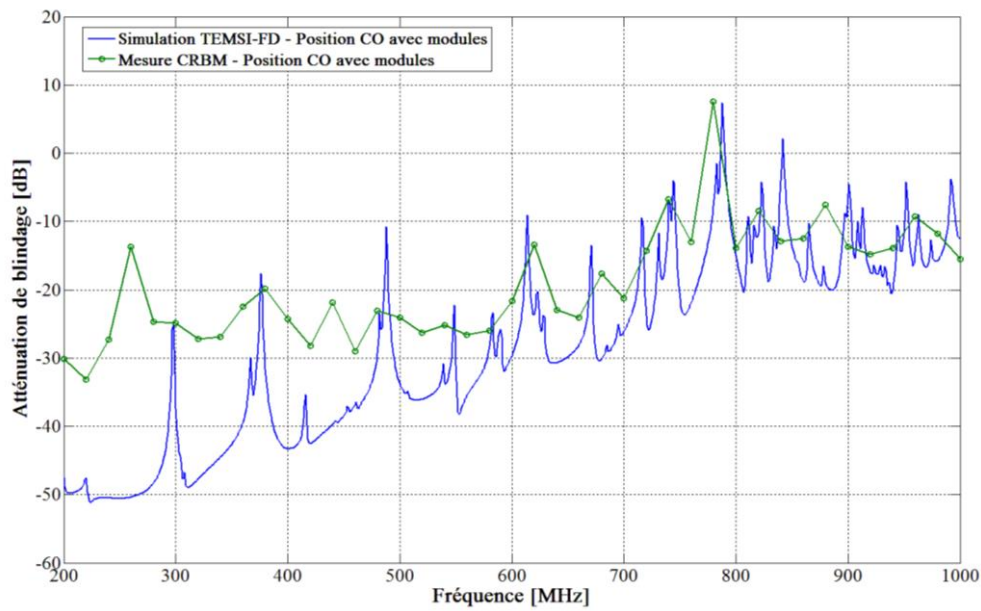
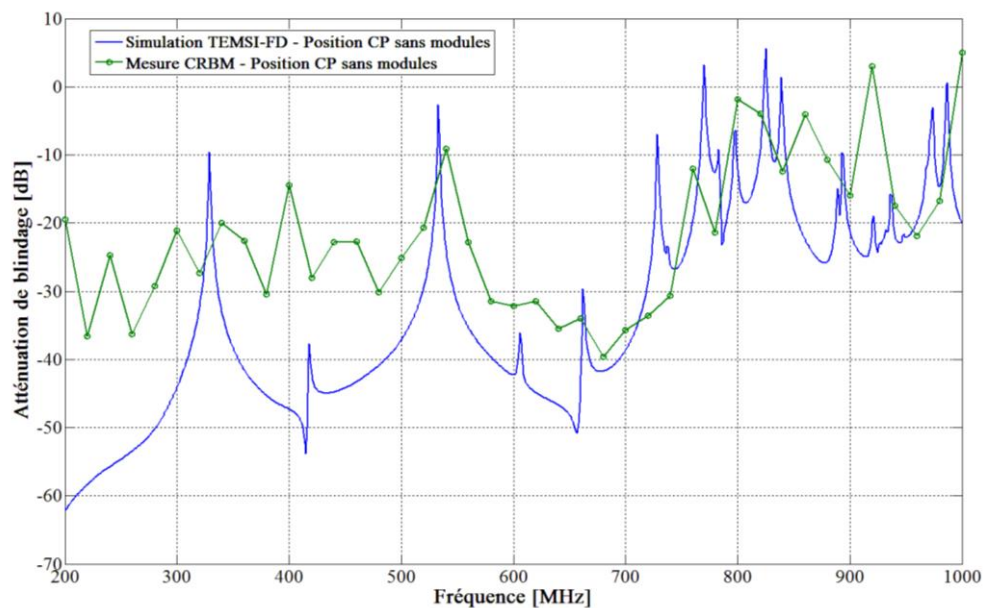


Figure 97: Modèle FDTD du pack aluminium illuminé par un spectre de 50 ondes planes.

Afin de ne pas surcharger ce manuscrit, nous ne montrerons pas toutes les comparaisons entre mesure et simulation. Les données qui ne sont pas montrées permettent d'arriver aux mêmes conclusions que les résultats présentés. La Figure 98 (a) présente l'efficacité de blindage obtenue en mesure et en simulation pour la position CO avec le modèle de pack complet. La Figure 98 (b) présente l'efficacité de blindage obtenue en mesure et en simulation pour la position CP avec le modèle de pack sans modules.



(a)



(b)

Figure 98: Comparaison de l'atténuation de blindage en mesure et en simulation.
 (a) Position CO, modèle avec modules. (b) Position au CP, modèle sans modules.

Dans toutes les configurations étudiées, l'atténuation de blindage obtenue en mesure diverge de celle obtenue avec la simulation numérique pour des fréquences inférieures à 500 MHz. Comme il a été souligné au paragraphe 5.1.1.2, la fréquence minimum d'utilisation de notre CRBM se situe à 370 MHz. On peut donc conclure que pour des fréquences inférieures à 500 MHz c'est le résultat de mesure qui n'est pas correct, et ce, à cause d'une mauvaise homogénéité et isotropie du champ établi dans le volume utile. Cet écart peut également être expliqué par la sensibilité de la sonde de champ qui se détériore en basses fréquences et par la proximité de cette sonde avec la paroi du boîtier. Pour des fréquences supérieures à 500 MHz, une bonne corrélation entre mesure et simulation est observée bien qu'il soit difficile de

comparer deux courbes entre 200 MHz et 1 GHz lorsque l'une d'elles possède seulement quelques dizaines de points et que l'autre possède plusieurs milliers de points.

Finalement nous pouvons valider le modèle numérique et l'approche par spectres d'ondes planes. Ce modèle va maintenant nous servir à comparer l'efficacité de blindage d'un point situé au centre de la maquette de pack-batterie (position CP sur la Figure 93) pour plusieurs configurations de celle-ci.

5.1.3 Étude de l'efficacité de blindage par la simulation numérique

Pour pouvoir effectuer l'étude de l'efficacité de blindage de la maquette de pack-batterie, le modèle numérique précédent est modifié afin d'insérer une fente de cinq millimètres d'épaisseur entre le capot et le boîtier. Pour cela, le nombre de cellules selon l'axe Z est doublé et la hauteur de ces cellules est divisée par deux. Comme précédemment, les vis seront modélisées par un ensemble de fils. Ce nouveau modèle est représenté sur la Figure 99.

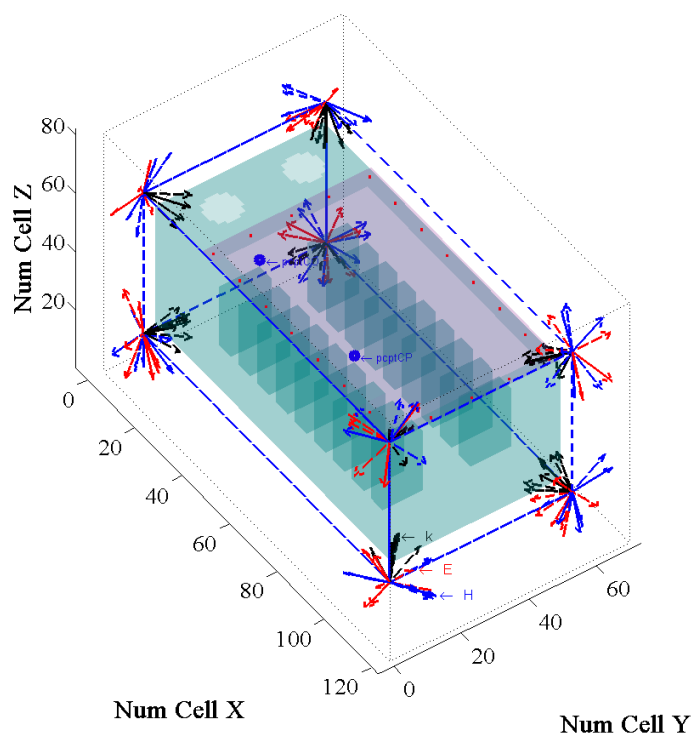


Figure 99: Nouveau modèle FDTD du pack aluminium illuminé par un spectre de 50 ondes planes.

Ce nouveau modèle va permettre d'étudier l'influence sur l'atténuation de blindage du type de capot et du type de connexion électrique entre ce capot et le boîtier. Ainsi, les configurations suivantes sont calculées :

- Pack aluminium avec un capot en acier vissé au boîtier
- Pack aluminium avec un capot en acier vissé au boîtier par une vis à chaque coin
- Pack aluminium avec un capot en acier flottant par rapport au boîtier
- Pack aluminium avec un capot en CFRP vissé au boîtier
- Pack aluminium avec un capot en CFRP flottant par rapport au boîtier

Pour obtenir ces résultats, il faudra simuler 300 modèles (6 fois 50) avec TEMSI-FD. Dans cette situation, l'utilisation d'un serveur de calcul est incontournable pour avoir un temps de calcul raisonnable. Nous avons sollicité celui de l'Université de Limoges CALI2 présenté au paragraphe 1.1.2.

Le premier résultat, présenté Figure 100, est une comparaison de l'atténuation de blindage calculée entre trois types de connections électriques (vis) reliant le capot en acier et le boîtier en aluminium.

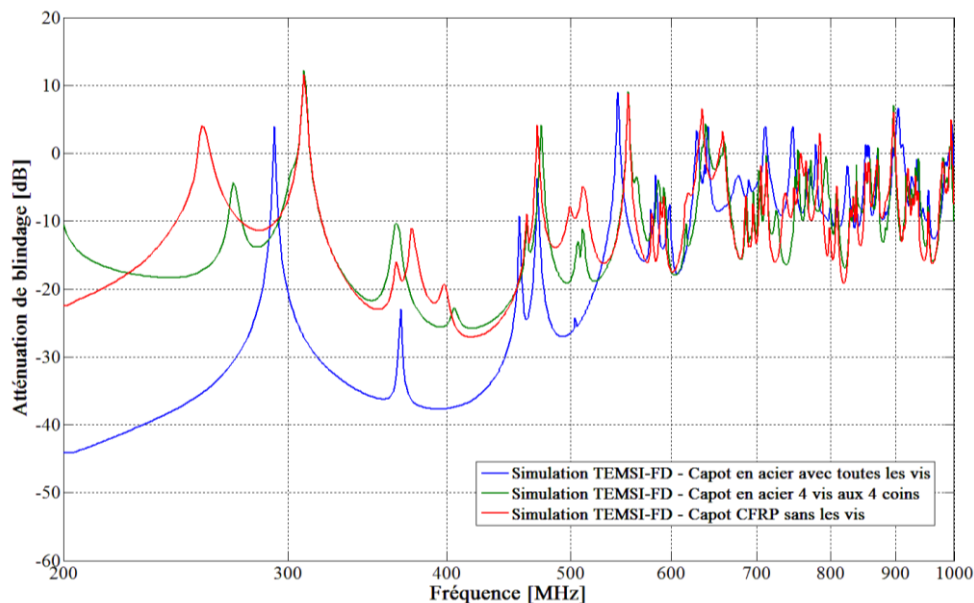


Figure 100: Comparaison de l'atténuation de blindage calculée pour 3 configurations de liaison électrique entre capot et boîtier.

Ces résultats montrent que l'atténuation de blindage calculée lorsque le capot est vissé à ses quatre coins est du même ordre de grandeur que celle calculée lorsque le capot est flottant. Cette constatation semble logique, car dans la configuration de la courbe verte, la plus longue fente est de 80 cm donc lorsque l'on dépasse la fréquence de 187 MHz, cette fente commence à devenir transparente. De même, les résultats de la courbe verte entre 200 et 250 MHz peuvent sembler non physiques, mais le phénomène observé ici est la fin de la résonance de fente à 187 MHz.

L'atténuation du champ électrique calculée lorsque le capot est complètement vissé au boîtier est plus importante que dans les deux autres configurations pour des fréquences inférieures à 500 MHz. En effet, l'ajout de vis divise la longueur de la fente permettant ainsi d'augmenter la fréquence à partir de laquelle celle-ci devient transparente. À partir de 500 MHz, les atténuations de blindage obtenues dans les trois configurations deviennent du même ordre de grandeur. Si l'on désire augmenter cette fréquence, il faudra diminuer la distance entre les vis. C'est un phénomène que nous n'avons pas pu observer en chambre anéchoïque, car les mesures étaient limitées à 300 MHz.

Sur toutes ces courbes calculées, les résonances observées sont dues soit à des résonances de fente soit à des modes de cavité, car le pack n'est pas entièrement rempli d'éléments conducteurs. Dans un pack-batterie réel contenant beaucoup plus d'éléments métalliques, la plupart de ces résonances apparaissent nettement plus haut en fréquences.

Le deuxième résultat, présenté Figure 101, est une comparaison de l'atténuation de blindage calculée entre un capot en acier et un capot en CFRP avec et sans vis.

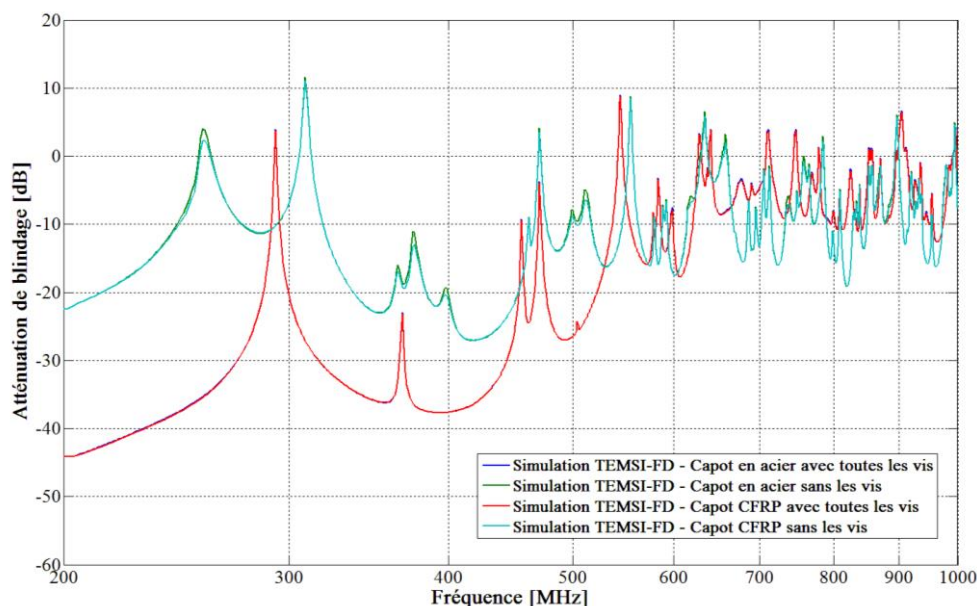


Figure 101: Comparaison de l'atténuation de blindage calculée pour un capot en acier et un capot en CFRP.

Il n'y a pas d'écart entre les résultats obtenus avec un capot acier ($\sigma = 6.10^6 \text{ S/m}$ & $\mu_r = 280$) et ceux obtenus avec un capot CFRP ($\sigma = 10^4 \text{ S/m}$). Cette conclusion est en accord avec les essais réalisés en chambre anéchoïque, c'est-à-dire, que dans ces conditions de champ et de fréquences, les valeurs de conductivité des deux capots sont suffisamment élevées pour assurer une bonne réflexion du champ électrique.

L'atténuation de blindage d'un boîtier conducteur mesurée en CRBM présente l'avantage de ne pas dépendre de l'orientation ni de la polarisation du champ incident. En une seule mesure, il est possible d'exciter toutes les résonances de fentes, d'ouvertures et de cavités. Nous avons montré qu'il était également possible d'obtenir ce résultat à l'aide de la simulation numérique. Cette simulation numérique a l'avantage de pouvoir fournir l'atténuation de blindage en tous points du pack alors qu'en mesure il faut avoir la place de mettre la sonde triaxiale ce qui est impossible sur un boîtier réel. De plus, la résolution fréquentielle du résultat obtenue avec une simulation numérique est meilleure que celle obtenue en mesure. Malgré l'intérêt de ce type de mesure, elle ne peut pas remplacer une mesure en chambre anéchoïque. En effet, en chambre anéchoïque, le résultat est mesuré pour une configuration donnée et cela permet de savoir quelle orientation et quelle polarisation est la plus pénalisante. Ces deux moyens d'essais sont donc complémentaires.

5.2 ÉVALUATION DE LA PUISSANCE TOTALE RAYONNEE PAR LE PACK

5.2.1 Acquisition de la PTR en CRBM

5.2.1.1 Principe de la mesure

Une chambre réverbérante à brassage de modes n'est pas seulement destinée à réaliser des essais d'immunité, il est aussi possible d'étudier l'émission d'un équipement grâce à la mesure de la puissance totale rayonnée. La puissance totale rayonnée est une grandeur qui permet d'évaluer le rayonnement d'un équipement sans tenir compte de son orientation ni de la polarisation de l'antenne de mesure. Pour obtenir cette grandeur, un bilan de puissance est effectué sur une mesure de transmission entre deux antennes (Figure 102 (a)) et sur une mesure de transmission entre l'équipement (pack aluminium) et une antenne (Figure 102 (b)). La procédure de mesure de la puissance totale rayonnée est disponible en annexe E de la norme IEC 61 000-4-21. Cette référence utilise et explique le fonctionnement de cette mesure [81].

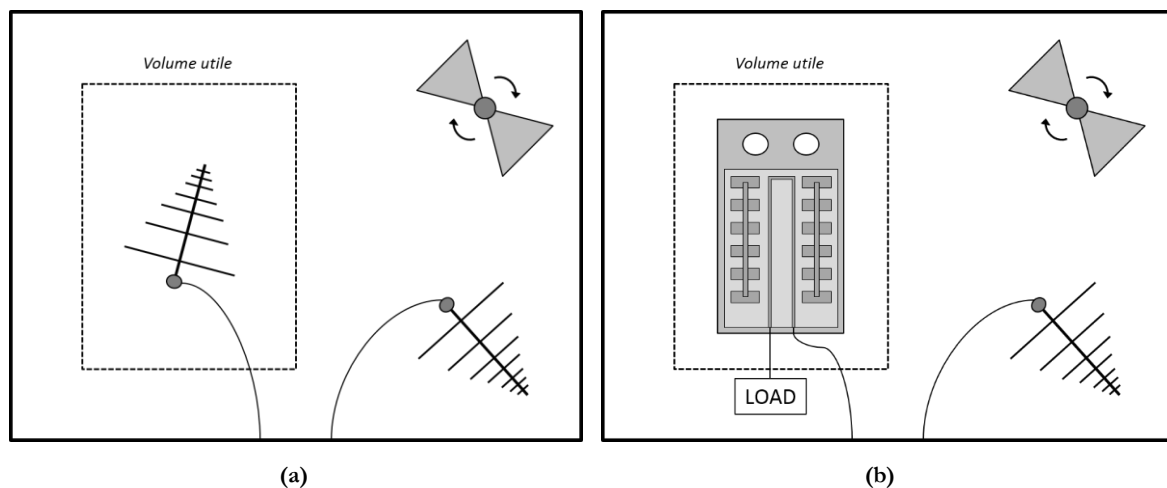
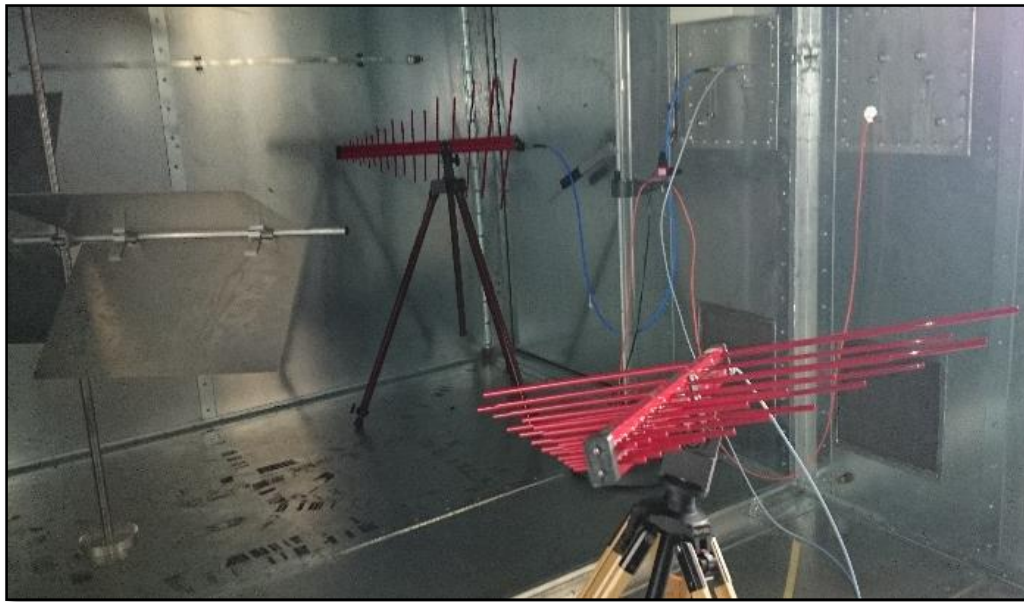


Figure 102: Schéma du setup de mesure de la PTR.
(a) Mesure S_{21_vide} (antenne-antenne). (b) Mesure S_{21_pack} (pack-antenne).

Comme précédemment la mesure est réalisée entre 200 MHz et 1 GHz. Deux antennes semi-log ETS Lindgren 3148B ainsi qu'un analyseur de réseau vectoriel Rohde & Schwarz ZVB4 sont utilisés. La puissance injectée par l'ARV est de 20 dBm et le coefficient de transmission est mesuré pour 50 positions du brasseur. La mesure de la PTR est beaucoup plus rapide à réaliser que la mesure d'efficacité de blindage car l'ARV balaye presque instantanément la bande de fréquence ce qui n'est pas le cas de la sonde triaxiale.

Lors de la mesure du coefficient de transmission, il est important de ne pas créer de couplage direct entre le champ émis (par l'antenne ou par le pack) et le champ reçu (par l'antenne). Les antennes et équipements doivent être placés comme montré dans l'exemple de la Figure 103 (a), c'est-à-dire, pas en pointage direct.



(a)



(b)

Figure 103: Photo du setup de mesure de la PTR.
(a) Mesure $S21_{vide}$ (antenne-antenne). (b) Mesure $S21_{pack}$ (pack-antenne).

5.2.1.2 Bilan de puissance et calcul de la PTR

La mesure du coefficient de transmission entre les deux antennes (Figure 103 (a)) permet de déterminer (Eq. 91) les pertes par insertion P_{loss} dans la chambre réverbérante. Ces pertes sont principalement dues à la conductivité finie des parois de la chambre et aux pertes introduites par les antennes. La puissance P_{out} est la puissance mesurée par l'antenne de réception et la puissance P_{in} est la puissance appliquée à l'antenne émettrice.

$$P_{loss(dB)} = P_{out(dBm)} - P_{in(dBm)} \quad \text{avec} \quad |S21_{vide}|^2 = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (\text{Eq. 91})$$

La mesure du coefficient de transmission entre le pack et l'antenne (Figure 103 (b)) permet de calculer la puissance totale rayonnée P_{tot} par la maquette de pack-batterie grâce à l'équation (Eq. 93). La puissance P_{meas} est la puissance mesurée par l'antenne de réception et la puissance P_{in} est la puissance appliquée sur le busbar du pack. Dans ces formules, les valeurs des coefficients de transmission sont calculées en effectuant une moyenne de toutes les valeurs mesurées sur un tour de brasseur.

$$P_{tot(dB)} = P_{meas(dBm)} - P_{loss(dBm)} \quad \text{avec} \quad |S21_{pack}|^2 = \frac{P_{meas}}{P_{in}} \quad (\text{Eq. 92})$$

$$P_{tot(dBm)} = P_{in(dBm)} + |S21_{pack(dB)}|_{dB}^2 - |S21_{vide(dB)}|_{dB}^2 \quad (\text{Eq. 93})$$

Les résultats de mesures sont présentés avec les résultats de simulation dans le paragraphe suivant.

5.2.2 Calcul de la puissance totale rayonnée par la simulation numérique

Pour le calcul numérique de la puissance totale rayonnée il n'est pas utile d'utiliser l'approche par spectre d'onde plane. En effet, il est possible d'évaluer directement cette puissance totale rayonnée avec la méthode des différences finies dans le domaine temporel. Le vecteur de Poynting (Eq. 94) est intégré une surface de Huygens entourant le pack comme celle visible en bleu sur la Figure 104. Pour modéliser l'excitation, une source de tension est placée entre le busbar et le blindage reproduisant ainsi le modèle d'excitation en mesure (câble coaxial).

$$\vec{\Pi} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (\text{Eq. 94})$$

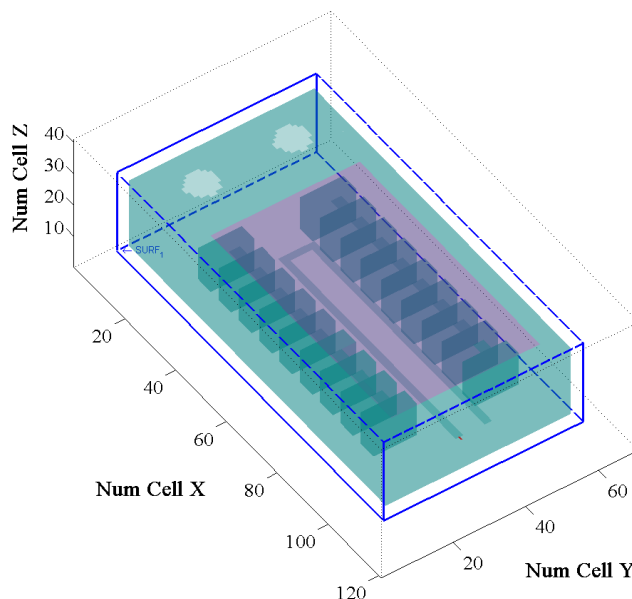


Figure 104: Modèle numérique en FDTD pour le calcul de la PTR.

Le modèle utilisé avec la méthode temporelle est composé d'environ 350000 cellules élémentaires d'un centimètre de côté, ce qui correspond à $\lambda/30$ à 1 GHz. La fonction source est une gaussienne temporelle qui permet de couvrir la bande de fréquences comprises entre 200 MHz et 1 GHz. La résolution de ce modèle prend 50 minutes sur Intel i7 2670QM @ 2,2 GHz & 6 Go de mémoire vive.

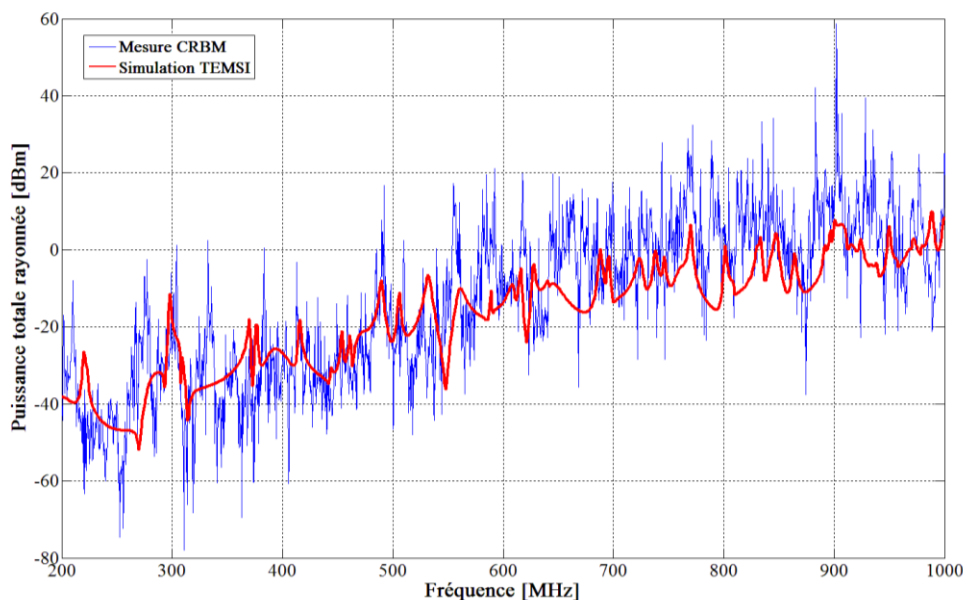


Figure 105: Comparaison entre la PTR mesurée en CRBM et calculée avec TEMSI-FD.

La Figure 105 présente la puissance totale rayonnée par le pack en aluminium mesurée et simulée avec TEMSI-FD. Sur ce graphique, on remarque que la courbe de mesure est bruitée et que les écarts entre minimum et maximum locaux ont une amplitude plus élevée par rapport à la simulation.

Le niveau moyen de la courbe de simulation est en accord avec celui de la courbe mesurée. La corrélation entre mesure et simulation est meilleure pour des fréquences inférieures à 500 MHz. Une fois les 500 MHz dépassés, le niveau moyen est sous-estimé sur la courbe simulée. Finalement, on peut conclure qu'il est possible d'estimer rapidement le niveau moyen de la puissance totale rayonnée par la simulation numérique, mais qu'il est plus compliqué d'avoir la même dynamique (valeur des pics) entre mesure et simulation numérique.

5.3 CONCLUSION DU CHAPITRE 5

Dans ce chapitre, il a été montré comment évaluer la performance d'un boîtier dans un milieu réverbérant. Avant d'entreprendre cette étude, le fonctionnement et l'utilisation d'une chambre réverbérante à brassage de modes ont été rappelés. L'avantage évident d'un tel environnement est l'indépendance des résultats par rapport à l'orientation de l'équipement ou à la polarisation de l'antenne de mesure.

Ensuite, la mesure de l'efficacité de blindage dans une CRBM a été présentée. L'inconvénient de cette mesure est le temps nécessaire pour faire un relevé. En effet, le balayage fréquentiel n'est pas instantané et il doit être fait pour chaque position du brasseur. Ceci impose donc de limiter le nombre de points ce qui n'est vraiment pas idéal lors de l'étude d'un système résonant comme un boîtier de pack-batterie. Nous avons ensuite expliqué comment reproduire, en simulation numérique, l'environnement électromagnétique d'une CRBM grâce à une approche par spectres d'ondes planes qui s'appuie sur le modèle de Hill. Le modèle numérique réalisé avec une méthode temporelle (FDTD) permet de reproduire correctement les phénomènes mesurés. De plus, il permet de calculer, avec une bonne résolution fréquentielle, l'efficacité de blindage à des points dans le pack où il est physiquement impossible d'insérer une sonde triaxiale. Toutefois, une telle approche demande d'exécuter un grand nombre de modèles numériques pour chaque configuration étudiée. Une fois le modèle numérique validé nous avons étudié l'influence du nombre de vis et du type de capot sur l'efficacité de blindage calculée. Il a été montré que la fente agissait comme un filtre passe-haut sur l'efficacité de blindage du pack. La fréquence de coupure étant directement reliée à la distance entre les vis. Sur la bande de fréquence étudiée, le matériau constituant le capot n'influence pas le résultat tant que ce matériau est conducteur, ce constat est en accord avec l'étude réalisée en espace libre.

La deuxième grandeur présentée dans ce chapitre est la puissance totale rayonnée. Elle se calcule à partir de la mesure de la transmission entre deux antennes et de la transmission entre l'équipement et une antenne. Après avoir détaillé le principe de mesure, nous avons construit un modèle numérique avec la méthode FDTD. Ce modèle fournit une bonne reproduction des phénomènes mesurés particulièrement pour les fréquences inférieures à 500 MHz. Les niveaux obtenus aux pics minimums et maximums ne sont cependant pas les mêmes en mesure et en simulation.

CHAPITRE 6 :

ANALYSE DE L'INTEGRATION DU PACK-BATTERIE AU VEHICULE

Lors des deux chapitres précédents, nous avons étudié le rayonnement électromagnétique de la maquette de pack-batterie en espace libre et en milieu réverbérant. Nous allons maintenant analyser le rayonnement du pack-batterie lorsque celui-ci est intégré dans un véhicule. Pour cela, ce chapitre est divisé en deux parties.

La première partie concerne l'étude, en mesure comme en simulation numérique, d'une maquette de véhicule en cuivre à l'échelle $\frac{1}{2}$ et de la maquette de pack-batterie qui est elle aussi à l'échelle $\frac{1}{2}$. Dans cette partie, les couplages entre le pack-batterie et deux éléments susceptibles d'être victimes de perturbations électromagnétiques sont mesurés entre 1 MHz et 1 GHz en espace libre. Ces éléments sont l'antenne fouet pour la réception radio et une ligne monofilaire située à l'intérieur de l'habitacle représentant la connexion entre un équipement et une carte de contrôle ou de commande. Les résultats des mesures réalisées sont comparés aux résultats obtenus avec le modèle numérique.

La deuxième partie est un cas d'application de la simulation numérique sur véhicule réel. Ce véhicule est la voiture électrique Renault Zoé. Son pack-batterie ainsi que son châssis sont modélisés de manière à étudier l'influence des différents matériaux composant le capot du pack-batterie sur le rayonnement en champ magnétique de cette batterie. Ces simulations sont faites à une fréquence de 10 kHz qui est l'ordre de grandeur de la fréquence de découpage du convertisseur de puissance. Pour conclure ce chapitre, nous expliquerons comment estimer grâce à la simulation numérique le niveau réel de champ magnétique rayonné autour et dans le véhicule.

6.1 LE CAS SIMPLIFIE DES MAQUETTES DE PACK-BATTERIE ET VEHICULE A L'ECHELLE $\frac{1}{2}$

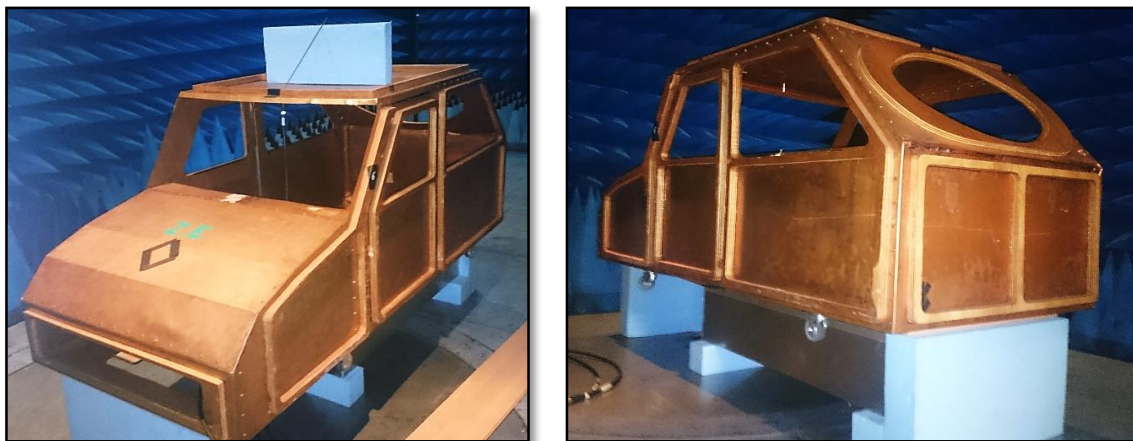
6.1.1 Présentation des outils de mesure

6.1.1.1 La maquette véhicule

Pour pouvoir intégrer le pack-batterie simplifié sur un véhicule nous utiliserons une maquette de véhicule à l'échelle $\frac{1}{2}$, réalisée par Renault lors d'une précédente thèse [82]. Des photos de cette maquette sont disponibles sur la Figure 106. Elle est constituée d'un squelette en bois permettant de soutenir des plaques de cuivres. Ces plaques représentent de manière simplifiée la géométrie d'un véhicule.

Les dimensions de cette maquette sont les suivantes :

- Longueur → 180 cm
- Largeur → 80 cm
- Hauteur → 70 cm



(a) (b)
Figure 106: Photo de la maquette véhicule. (a) Vue avant. (b) Vue arrière.

Cette maquette présente l'avantage d'être à la même échelle que notre maquette de pack-batterie donc l'ensemble pack et véhicule est correctement proportionné. De plus, sa géométrie très simple et complètement maîtrisée permet de réaliser un maillage relativement aisé de la structure en limitant le nombre d'inconnues et donc le temps de calcul. Elle est également utilisée car cela évite toutes les contraintes liées à l'installation d'une campagne expérimentale sur un véhicule réel.

6.1.1.2 Mode différentiel de l'analyseur de réseau vectoriel

Comme souligné dans l'introduction de ce chapitre, il est question de mesurer le couplage entre le réseau 400 V du pack-batterie et deux victimes. La première victime est une antenne fouet pour la réception radio et la deuxième est une ligne monofilaire dans l'habitacle qui représente un câble du réseau 14 V. Dans un cas comme dans l'autre, l'équipement est référencé au châssis véhicule qui sert de masse électrique au réseau 14 V. Ces victimes sont donc connectées à l'analyseur de réseaux vectoriel directement par un câble coaxial connectant ainsi la masse de l'ARV au châssis du véhicule.

Dans un véhicule électrique, le réseau haute tension est isolé du reste du véhicule comme le montre le schéma de la Figure 107. Il n'y a pas de connexion électrique entre les câbles 400 V représentés en rouge et le châssis véhicule. De plus, le blindage des câbles 400 V représenté en vert est connecté aux boîtiers de batterie et d'électronique de puissance, eux-mêmes connectés au châssis véhicule par une tresse de masse. Il serait donc incorrect de venir connecter un port de l'ARV avec un câble coaxial au pack-batterie car le 0 V du réseau 14 V et le 0 V du réseau 400 V se retrouveraient connectés ce qui n'est pas le cas dans la réalité. La solution consiste à considérer le busbar du pack-batterie comme un équipement flottant par rapport à la masse du système qui est le châssis du véhicule et effectuer une mesure en mode différentiel. Ce mode

de l'analyseur de réseaux vectoriel permet de découpler la référence du port différentiel de la référence du port classique.

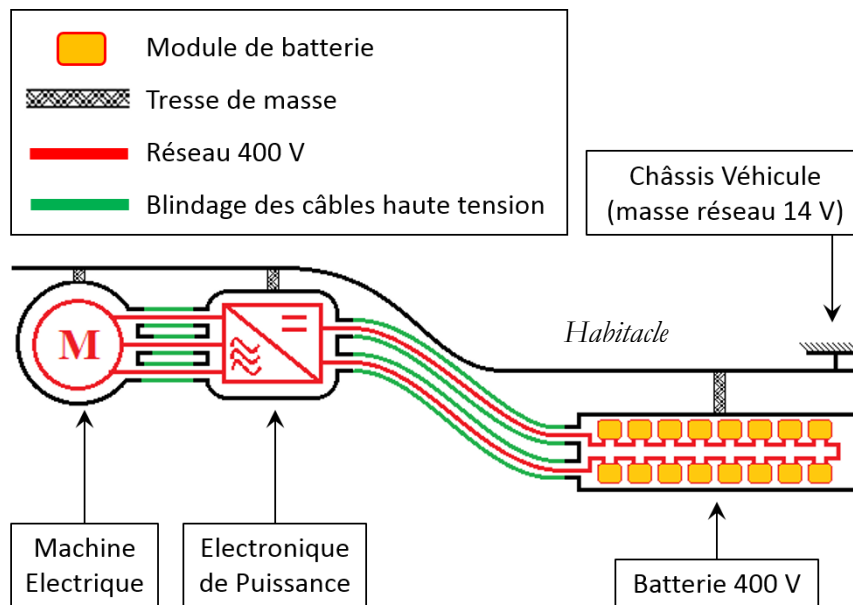


Figure 107: Schéma de l'isolation du réseau haute tension (400 V).

Le mode différentiel de l'analyseur de réseau permet de mesurer les paramètres de répartition d'un équipement lorsqu'au moins un des ports est un port différentiel. Une autre solution envisageable si l'analyseur de réseaux ne dispose pas du mode différentiel est d'utiliser un « balun » [83]. C'est un adaptateur physique qui permet de transformer un port de mode commun en un port de mode différentiel. Cette solution n'est pas aisée à mettre en œuvre car le « balun » est intrusif à la mesure, il faut donc le caractériser pour pouvoir retirer sa contribution dans la mesure. La Figure 108 présente les différentes configurations possibles pour un équipement à deux ports. La configuration n°1 est la configuration dite classique, les deux ports de l'équipement sont en mode commun. La mesure que l'on souhaite réaliser est représentée par la configuration n°3. Le pack-batterie est donc relié à un port différentiel et l'antenne fouet ainsi que la ligne monofilaire dans l'habitacle sont connectés par un port classique de l'ARV (mode commun).

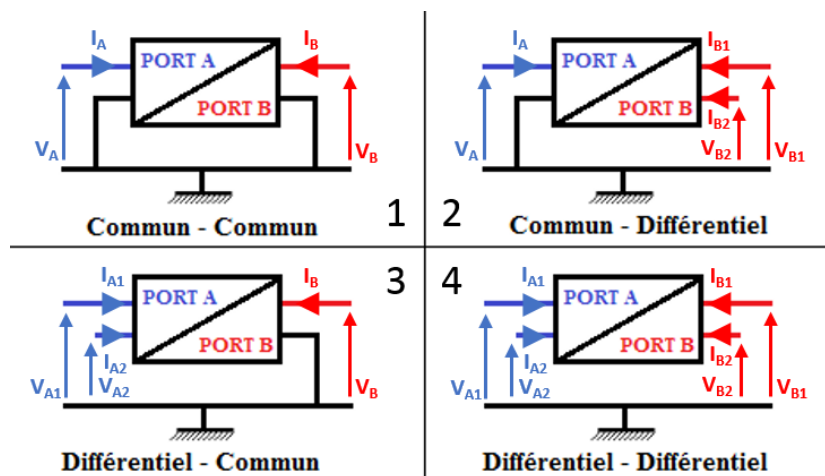


Figure 108: Configurations possibles pour un équipement à deux ports.

On se place dans la configuration n°3, le courant et la tension de mode différentiel pour le port A sont définis de la manière suivante :

$$V_{DA} = V_{A1} - V_{A2} \quad (\text{Eq. 95})$$

$$I_{DA} = \frac{I_{A1} - I_{A2}}{2} \quad (\text{Eq. 96})$$

Les ondes modifiées permettant le calcul du coefficient de transmission entre un port en mode différentiel et un port en mode commun sont définies de la manière suivante :

$$a_{DA} = \frac{V_{DA} - Z_{DA} \cdot I_{DA}}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{DA})}} \quad \text{avec} \quad Z_{DA} = \frac{V_{DA}}{I_{DA}} \quad (\text{Eq. 97})$$

$$b_{CB} = \frac{V_B - Z_B \cdot I_B}{2\sqrt{\text{Re}(Z_B)}} \quad \text{avec} \quad Z_B = \frac{V_B}{I_B} \quad (\text{Eq. 98})$$

Il est alors possible de définir le paramètre de transmission à utiliser lors de cette mesure avec la relation suivante :

$$S_{DCAB} = \frac{b_{CB}}{a_{DA}} \quad (\text{Eq. 99})$$

Ce coefficient décrit la conversion de mode lorsque l'antenne fouet ou la ligne monofilaire dans l'habitacle est excité en mode commun et la mesure effectuée en mode différentiel sur le pack-batterie.

De manière plus générale et lorsque les deux ports sont différentiels (configuration n°4 de la Figure 108) on définit les paramètres de répartition en mode différentiel sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} b_{DA} \\ b_{DB} \\ b_{CA} \\ b_{CB} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{DDAA} & S_{DDAB}] & [S_{DCAA} & S_{DCAB}] \\ [S_{DDBA} & S_{DDBB}] & [S_{DCBA} & S_{DCBB}] \\ [S_{CDAA} & S_{CDAB}] & [S_{CCAA} & S_{CCAB}] \\ [S_{CDBA} & S_{CDBB}] & [S_{CCBA} & S_{CCBB}] \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_{DA} \\ a_{DB} \\ a_{CA} \\ a_{CB} \end{pmatrix} = [S_{diff}] \cdot \begin{pmatrix} a_{DA} \\ a_{DB} \\ a_{CA} \\ a_{CB} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 100})$$

En faisant l'hypothèse qu'il n'y a pas de couplage entre les signaux de mode différentiel on définit la transformation entre paramètres S classique et paramètres S différentiels avec la matrice de passage suivante :

$$[S_{diff}] = [M] \cdot [S] \cdot [M]^{-1} \quad \text{avec} \quad [M] = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 101})$$

6.1.2 Mesure des couplages entre le pack-batterie et des équipements victimes

6.1.2.1 Présentation de la mesure et des configurations étudiées

Cette mesure est réalisée en plaçant la maquette de véhicule au centre d'une chambre semi-anéchoïque de dimension $7,6\text{ m} \times 5\text{ m} \times 5\text{ m}$ équipée d'absorbants sans ferrite. Cette maquette est surélevée de 32 cm de manière à pouvoir insérer la maquette de pack-batterie sous le véhicule. Le pack-batterie est surélevé de 10 cm ce qui implique un espace de 2 cm entre le plancher véhicule et le capot du pack-batterie. Comme expliqué dans le paragraphe 6.1.1.2, le boîtier du pack-batterie est connecté au véhicule par deux tresses de masse situées à l'avant et à l'arrière d'un des côtés du boîtier. Cette mesure est réalisée entre 1 MHz et 1 GHz avec l'analyseur de réseaux vectoriel Rohde et Schwartz ZVB4 en mode différentiel.

L'analyseur de réseau vectoriel est connecté comme le schéma de la Figure 109, les deux premiers ports physiques (rouge) sont connectés aux deux connecteurs N présents sur la maquette de pack-batterie. Ces deux ports forment ensemble un unique port logique permettant d'exciter le busbar en mode différentiel. Les deux autres ports de l'ARV sont connectés aux deux victimes, l'antenne fouet en bleu et le câble dans l'habitacle en vert. Ces ports permettent la mesure de la perturbation en mode commun.

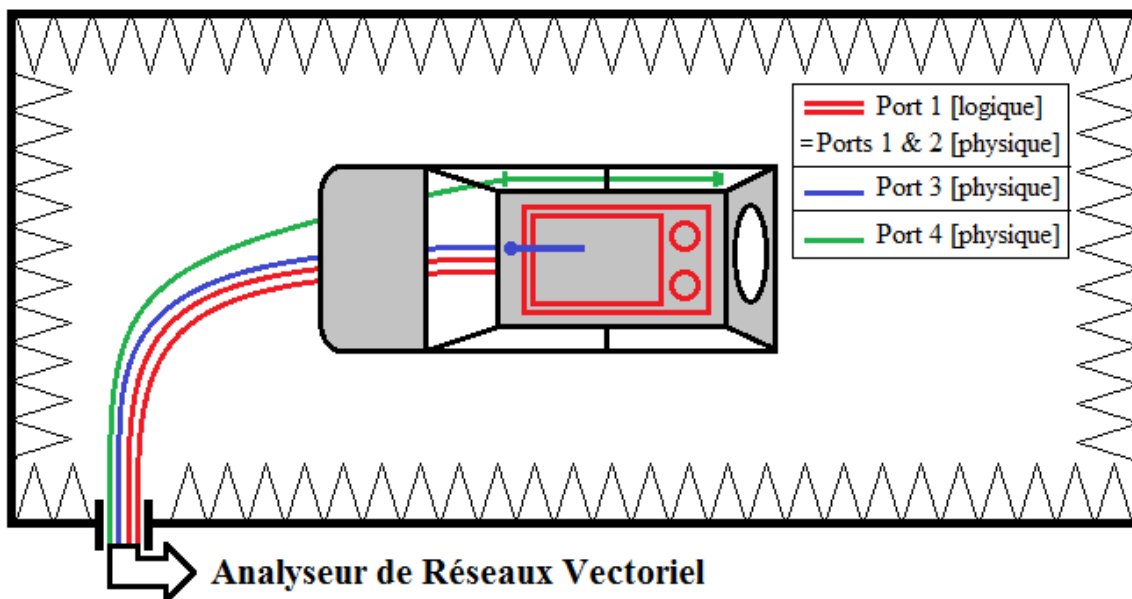
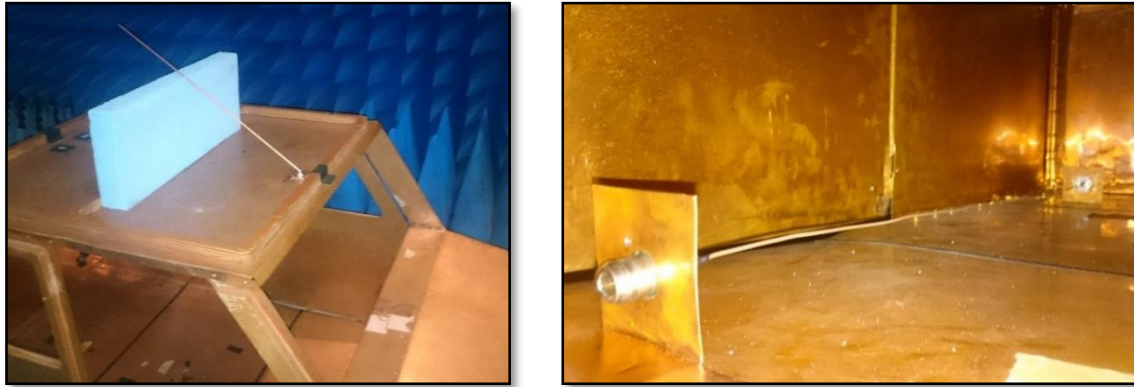


Figure 109: Schéma de connexion de l'ARV au système pack-batterie et véhicule.

L'antenne fouet (Figure 110 (a)) est modélisée par un câble rigide connecté à l'âme d'un connecteur type N placé sur le toit de la maquette véhicule. Cette antenne mesure 37,5 cm de long de manière à être adapté autour de 200MHz ce qui est le double de la fréquence correspondant à la bande FM et ainsi de respecter le facteur d'échelle. Ceci permet de travailler à des fréquences où les absorbants de notre chambre sont plus efficaces et d'avoir une antenne à la même échelle que la maquette véhicule et la maquette de pack batterie. Le facteur d'échelle doit également être appliqué aux matériaux, ceci n'est pas pris en compte lors de cette mesure car l'influence du matériau est minimisée dans cette bande de fréquence.

La ligne monofilaire dans l'habitacle (Figure 110 (b)) est un fil de 81 cm de longueur installé dans le véhicule à l'aide de deux équerres en cuivre supportant des connecteurs de type N. Ce fil est connecté à un port d'impédance 50Ω de l'ARV d'un côté et à une charge 50Ω de l'autre côté.



(a)

(b)

Figure 110: Photo des équipements victimes. (a) Antenne fouet. (b) Ligne monofilaire dans l'habitacle.



Figure 111: Photo de la maquette de pack-batterie connectée à l'ARV par un port différentiel logique.

Les couplages entre le pack batterie et les éléments sont mesurés pour plusieurs configurations du pack-batterie. Le premier ensemble de configurations permet d'analyser l'influence du matériau constituant le capot. Comme précédemment nous disposons d'un capot en acier, d'un capot en fibre de carbone et d'un capot polymère. Le deuxième ensemble de configurations permet d'étudier l'influence de la présence ou non de vis entre le capot en acier et le boîtier en aluminium. Le dernier ensemble de configurations permet d'estimer l'influence de la position et du nombre de tresses de masse entre le boîtier et le véhicule. Pour cela, quatre configurations sont mesurées, elles sont décrites sur la Figure 112.

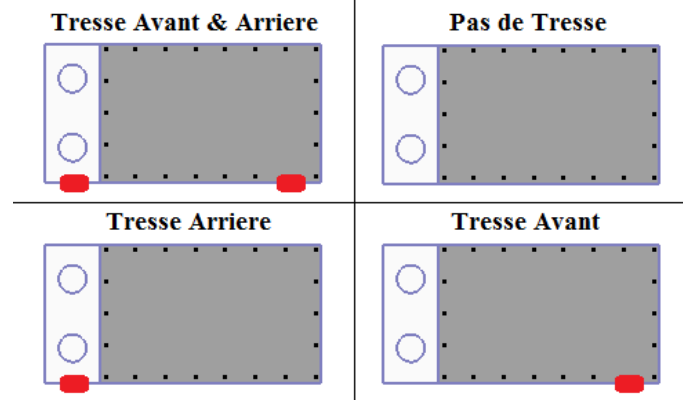


Figure 112: Placement des tresses de masses.

Dans un premier temps, les résultats de mesure sont présentés puis analysés, puis, nous détaillerons la construction du modèle.

6.1.2.2 Analyse des résultats

Les paramètres de transmission Scd31 (sur antenne fouet) et Scd41 (sur ligne monofilaire) sont tracés sur la Figure 113 pour différents capots de la maquette de pack-batterie. Le coefficient de transmission est également tracé lorsque tous les câbles de mesure sont déconnectés. Il permet de savoir lorsque le niveau mesuré est plus bas que la dynamique offerte par l'analyseur de réseaux vectoriel. Dans ce paragraphe, un certain nombre de portions de courbes ne sont pas analysables car les valeurs mesurées sont trop faibles par rapport à la sensibilité de l'ARV.

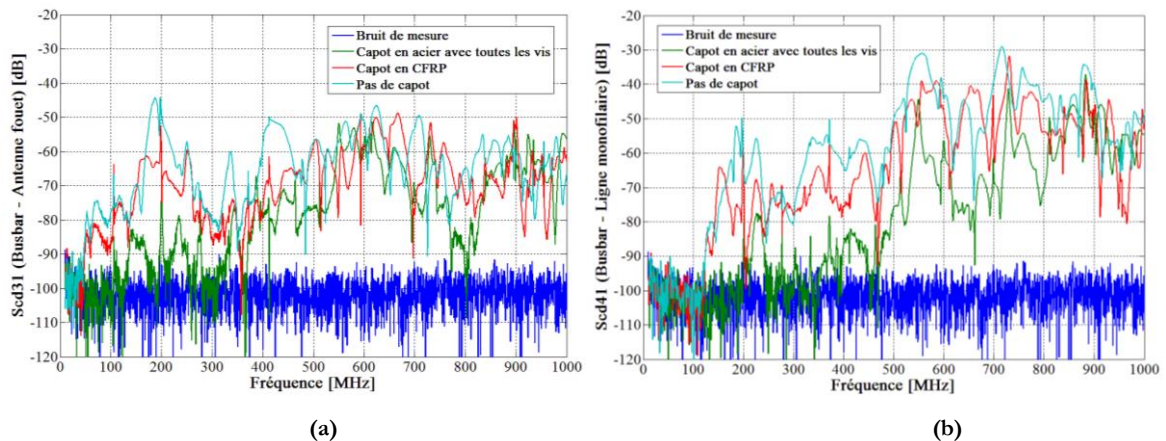


Figure 113: Influence du matériau du capot.
(a) Scd31 - Antenne fouet. (b) Scd41 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.

Les résonances obtenues ne sont pas les mêmes entre ces deux victimes, en effet, si les perturbations générées par le pack sont identiques, elles ne sont pas captées de la même manière par les deux victimes. Pour mieux comprendre ces courbes, il faut donc s'appuyer sur les coefficients de réflexion des victimes et de la source. Ces grandeurs sont tracées sur la Figure 114.

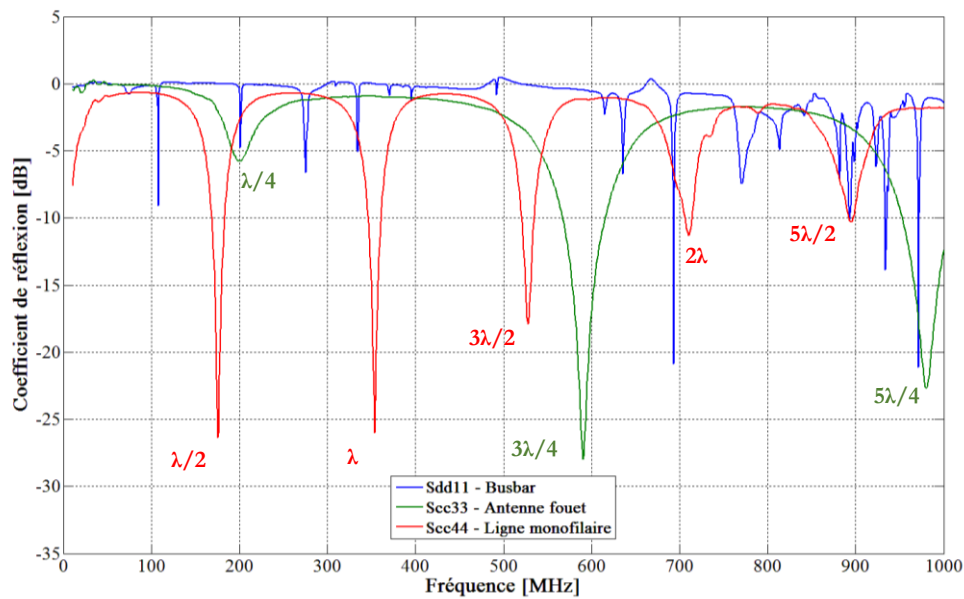


Figure 114: Coefficients de réflexion de la source et des victimes.

Les courbes des victimes sont celles attendues, le fouet est adapté aux fréquences $(2n+1) \lambda/4$ et la ligne monofilaire est adaptée aux fréquences $(n+1) \lambda/2$ avec n entier positif. Les valeurs des coefficients de transmission sont donc naturellement plus élevées autour de ces fréquences. Ces courbes ne changent pas en fonction de la configuration étudiée.

Le coefficient de réflexion de la maquette de pack batterie est plus complexe à interpréter, les deux premières résonances apparaissent à 100 MHz et 200 MHz, elles sont dues au busbar. En effet, le busbar mesure 1,46 m de long ce qui implique une résonance en $\lambda/2$ à 102 MHz et une autre en λ à 204 MHz. Au-delà de ces fréquences, les résultats sont plus difficilement interprétables. Cette courbe change en fonction de la configuration étudiée, elle est fonction de la géométrie interne du pack et des matériaux utilisés. En agissant sur ces paramètres il est donc possible d'atténuer le couplage entre le pack-batterie et les équipements présents sur le véhicule.

Sur la Figure 113, les écarts entre les courbes atteignent les 20 dB lorsque source et victimes sont adaptées (c'est-à-dire lorsque les coefficients de réflexion sont proches de zéro), par exemple, autour de 200 MHz ou autour de 550 MHz. Au-delà de 850 MHz environ, le matériau constituant le capot n'a plus de réelle influence sur le rayonnement du pack et sur le couplage entre le pack et les équipements victimes. C'est une conclusion que l'on retrouve dans les deux chapitres précédents.

Les paramètres de transmissions Scd31 et Scd41 sont tracés Figure 115 pour différentes positions des tresses de masse. La présence et la position des tresses de masse n'influencent pas les couplages mesurés. Le seul écart observé se situe entre 600 et 700 MHz, la position d'une résonance est changée lorsque la tresse de masse avant est présente.

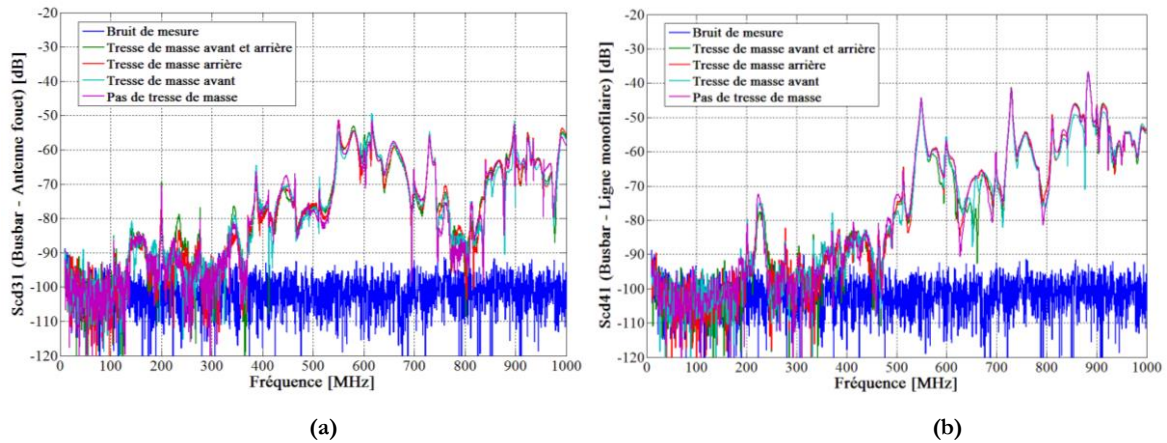


Figure 115: Influence de la position des tresses de masse.
 (a) Scd31 - Antenne fouet. (b) Scd41 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.

Les paramètres de transmissions Scd31 et Scd41 sont tracés sur la Figure 116 pour une configuration avec vis et une configuration sans vis lorsque le capot est en acier. Une nouvelle fois, la courbe obtenue avec le capot en acier sans vis est similaire à la courbe obtenue avec le capot en fibre de carbone.

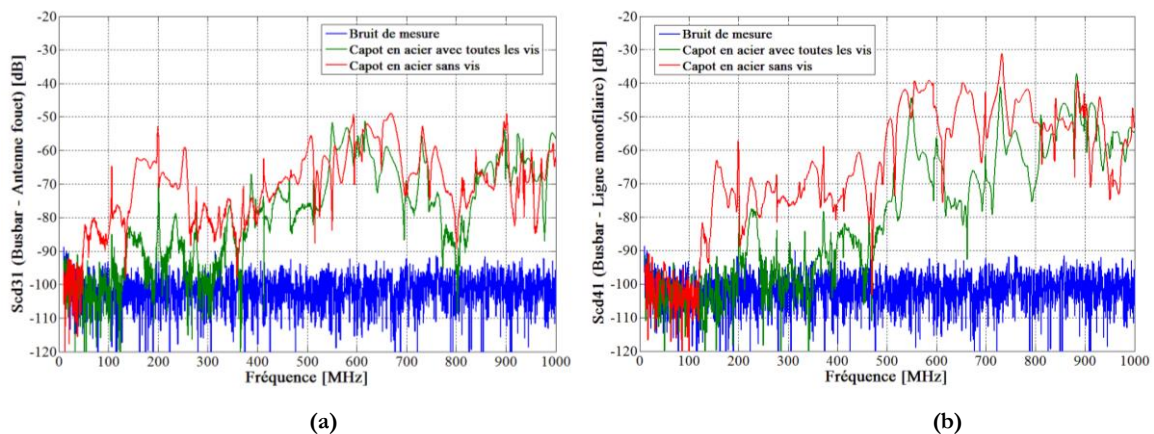


Figure 116: Influence de la présence des vis entre capot et boîtier.
 (a) Scd31 - Antenne fouet. (b) Scd41 – Ligne monofilaire dans l'habitacle.

L'analyse de ces résultats permet de montrer l'influence du matériau constituant le capot, de sa fixation au boîtier et de la liaison de ce boîtier à la masse du réseau 14 V sur les couplages entre le boîtier et deux types de victimes présentes sur le véhicule. Les conclusions restent similaires à celles du chapitre précédent mais l'analyse des coefficients de réflexion permet de mieux comprendre les phénomènes observés.

6.1.3 Simulation numérique des couplages sur la maquette véhicule

6.1.3.1 Construction du modèle numérique

Ce modèle numérique (réalisé avec EMC Studio) est exécuté entre 30 et 300 MHz. Le pas maillage de la maquette véhicule est de 5 cm ce qui est amplement suffisant pour la bande de fréquences qui nous intéresse. Le maillage du boîtier est importé et positionné au même

emplacement que de la maquette véhicule afin de reproduire fidèlement la configuration de mesure. Le modèle entier est composé de 25 000 triangles. Les triangles qui composent la carrosserie du véhicule sont définis comme des conducteurs électriquement parfaits. Ceux qui composent le boîtier sont définis grâce à une modélisation par impédance surfacique tenant compte de l'effet de peau avec les propriétés suivantes :

- Boîtier à l'exception du capot : $e = 2 \text{ mm} \ \& \ \sigma = 3,77 \cdot 10^7 \text{ S/m}$
- Capot en acier : $e = 2 \text{ mm} \ \& \ \sigma = 5 \cdot 10^6 \text{ S/m} \ \& \ \mu_r = 280$
- Capot en CFRP : $e = 2 \text{ mm} \ \& \ \sigma = 1 \cdot 10^4 \text{ S/m}$

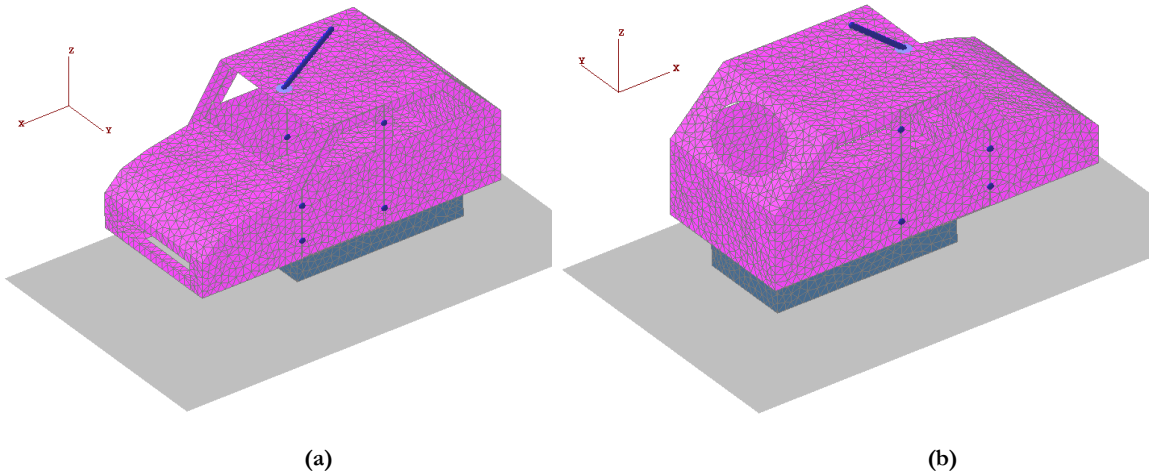


Figure 117: Maillage de l'ensemble maquette véhicule et maquette pack-batterie. (a) Face avant. (b) Face arrière.

Les ports permettant le calcul des paramètres de répartition sont placés de la même manière que sur le montage expérimental. Le passage des paramètres S classiques aux paramètres S différentiels est effectué après la simulation grâce à la méthodologie décrite au paragraphe 6.1.1.2. Ainsi, les ports 1 & 2 sont les extrémités du busbar (Figure 118) et les ports 3 & 4 sont respectivement associés à l'antenne fouet (Figure 119 (a)) et à la ligne monofilaire dans l'habitacle (Figure 119 (b)).

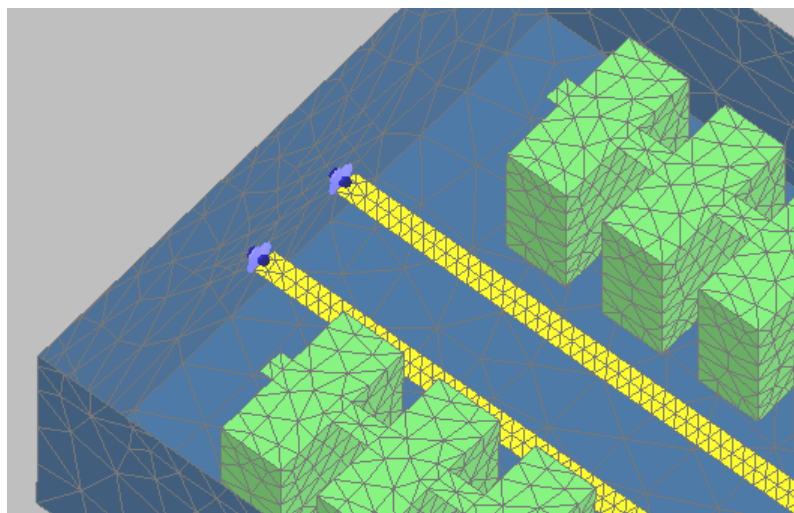


Figure 118: Modélisation de la source. Port 1 & 2 – Busbar.

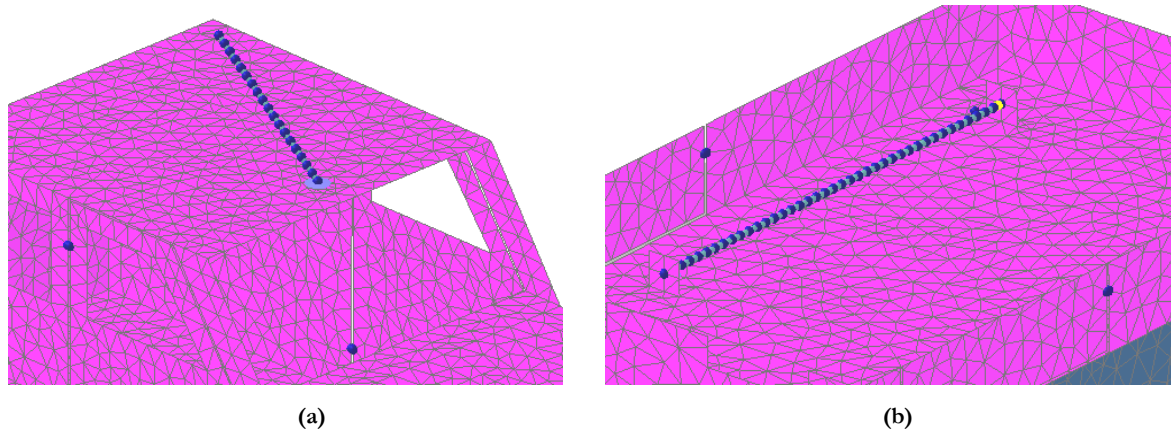
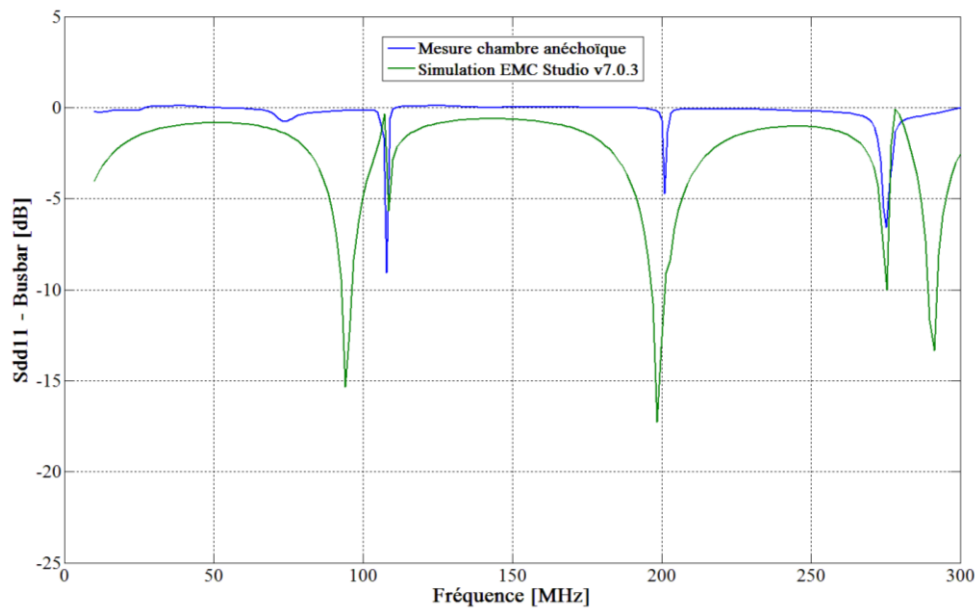


Figure 119: Modélisation des équipements victimes.
 (a) Port 3 - Antenne fouet. (b) Port 4 - Ligne monofilaire dans l'habitacle.

6.1.3.2 Analyse des résultats du calcul numérique

Dans ce paragraphe, les résultats obtenus avec la simulation numérique sont comparés aux résultats de mesure. Les coefficients de réflexion sont analysés avant les coefficients de transmission afin de mieux comprendre l'origine des écarts pouvant apparaître entre la mesure et la simulation des coefficients de transmission. Les coefficients de réflexion du busbar, de l'antenne fouet et de la ligne monofilaire dans l'habitacle sont respectivement tracés sur la Figure 120 (a), la Figure 120 (b) et la Figure 120 (c).



(a)

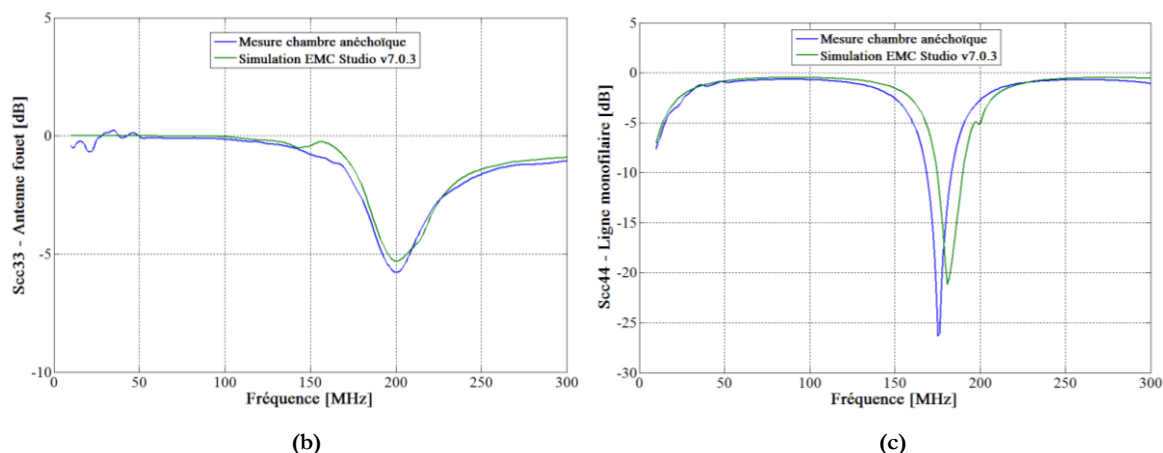


Figure 120: Comparaison entre mesure et simulation des coefficients de réflexion.
 (a) Sdd11 - Busbar. (b) Scc33 - Antenne fouet. (c) Scc44 - Ligne monofilaire dans l'habitacle.

Les valeurs des coefficients de réflexion simulés sont très proches des résultats de mesure dans le cas de l'antenne fouet et de la ligne monofilaire dans l'habitacle. Cela est cohérent car ce sont des équipements très simples. Les écarts entre mesure et simulation ne sont pas de la même qualité dans le cas de la maquette de pack-batterie. En effet, si les résonances du busbar sont bien présentes, le niveau calculé à ces résonances dépasse parfois les 10 dB d'écart avec la mesure. De plus, deux résonances non présentes sur la courbe de mesure peuvent être observées sur la courbe simulée. Les résonances mesurées sont très étroites et la valeur du coefficient de réflexion revient à 0 dB entre ces résonances, ce phénomène n'est pas présent sur la courbe simulée. Cet écart entre mesure et simulation est probablement dû à la transition entre le connecteur N et le busbar qui est modélisée par un simple fil.

Les résultats de la Figure 120 permettent de conclure que c'est la modélisation de la maquette de pack-batterie qui pose le plus de problèmes. L'analyse des coefficients de réflexion ne permet pas de conclure quant à la précision de la modélisation des couplages entre la source et les victimes. Pour cela, il faut étudier les coefficients de transmission.

Le coefficient de transmission entre le busbar et la ligne monofilaire dans l'habitacle dans la configuration où le capot du pack-batterie a une faible influence sur le champ électromagnétique est tracé sur la Figure 121.

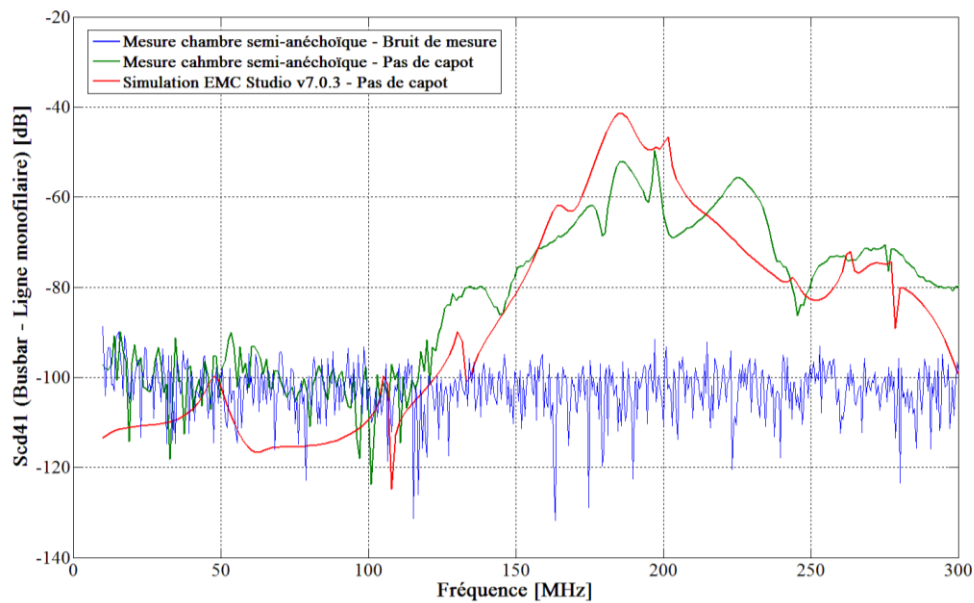


Figure 121: Comparaison entre mesure et simulation du coefficient de transmission entre le busbar et la ligne monofilaire dans l'habitacle pour une configuration du pack sans capot.

Les résultats de la Figure 121 sont corrects, les tendances de la courbe de mesure sont bien reproduites et le niveau moyen est bon. Les niveaux entre 150 MHz et 250 MHz sont plus élevés car c'est la bande de fréquences où le busbar rayonne (Figure 120 (a)) et où la ligne monofilaire dans l'habitacle est susceptible de capter le plus de champ (Figure 120 (c)).

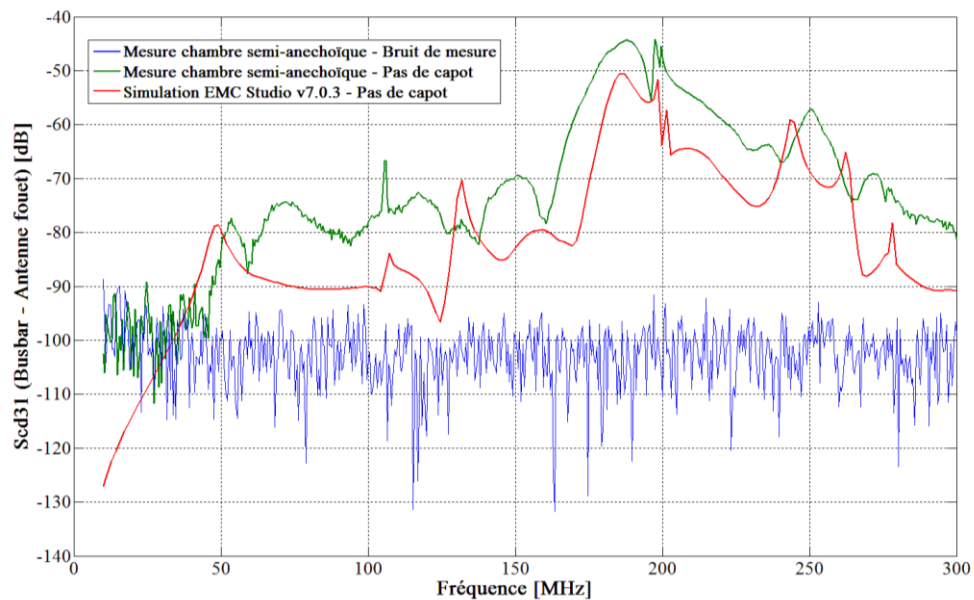


Figure 122: Comparaison entre mesure et simulation du coefficient de transmission entre le busbar et l'antenne fouet pour une configuration du pack sans capot.

Le coefficient de transmission entre le busbar et l'antenne fouet dans la configuration où le capot du pack-batterie à peu d'influence sur le champ électromagnétique est tracé sur la Figure 122. Les résultats obtenus avec l'antenne fouet ne sont pas de la même qualité que ceux obtenus avec la ligne monofilaire dans l'habitacle. Les tendances de la courbe de mesure sont bien

reproduites en simulation mais il y a environ 10 dB constants d'écart entre les deux courbes. Cela signifie que les couplages entre le busbar et l'antenne fouet sont moins bien reproduit que les couplages entre le busbar et la ligne monofilaire dans l'habitacle. Cela peut s'expliquer par l'éloignement géométrique entre la source et la victime.

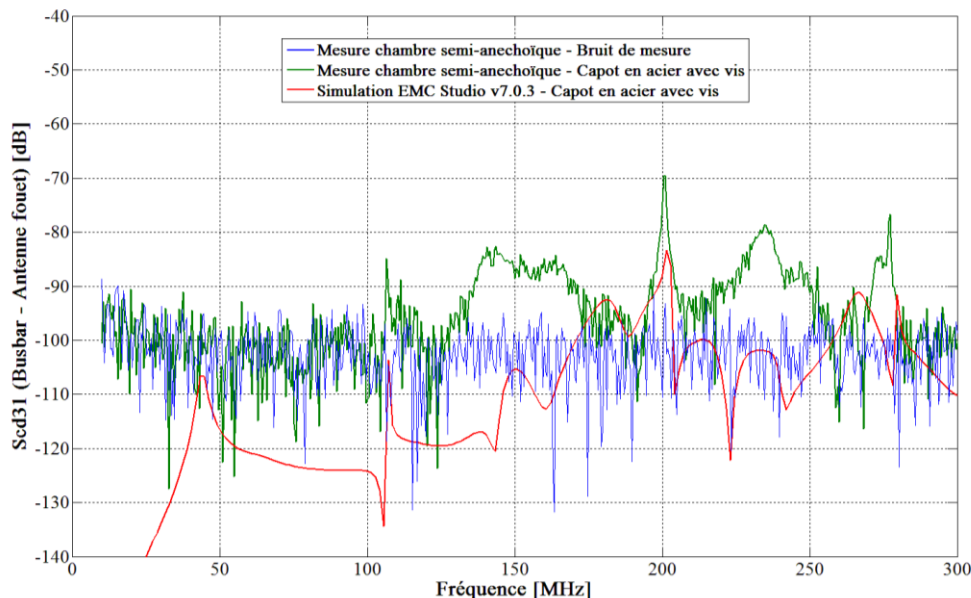


Figure 123: Comparaison entre mesure et simulation du coefficient de transmission entre le busbar et l'antenne fouet pour une configuration du pack avec un capot en acier avec vis.

Le coefficient de transmission entre le busbar et l'antenne fouet dans la configuration où le capot du pack-batterie est en acier et lié électriquement au boîtier par toutes les vis est tracé sur la Figure 123. Sur ce graphique, la courbe mesurée et la courbe calculée sont de même ordre de grandeur que le niveau de bruit de l'analyseur de réseau vectoriel. Il est donc difficile de conclure quant à la qualité des résultats obtenus.

6.2 SIMULATION DU CHAMP MAGNETIQUE RAYONNE PAR UN VEHICULE REEL

Lors de ces travaux de thèse, il n'était pas possible d'étudier le rayonnement magnétique du pack-batterie car le niveau de champ magnétique généré par la maquette de pack-batterie est trop faible pour être capté par nos outils de mesure. Cependant, ce rayonnement magnétique peut être étudié par la simulation numérique car elle présente naturellement une plus grande dynamique que la mesure. Dans cette partie, le rayonnement magnétique d'un pack-batterie réel situé dans son véhicule est étudié. Le véhicule en question est la Renault Zoé.

L'un des deux objectifs de cette partie est de comparer les cartographies de champ magnétique dans le véhicule lorsque le matériau constituant le capot du pack-batterie change. Le deuxième objectif est de coupler la simulation numérique 3D à une mesure de courant batterie afin d'estimer le niveau réel de champ magnétique généré dans l'habitacle.

6.2.1 Construction du modèle numérique

La batterie étudiée (Figure 124) est une batterie Lithium-Ion de 22 kW/h, sa masse est de 280 kg dont 80 kg uniquement pour le boîtier qui est constitué d'acier. Tous les éléments de cette batterie ne sont pas modélisés, seuls les éléments affectant la solution à l'ordre 1 sont conservés dans le modèle numérique. Cela permet de réduire le temps de calcul et le besoin en mémoire.

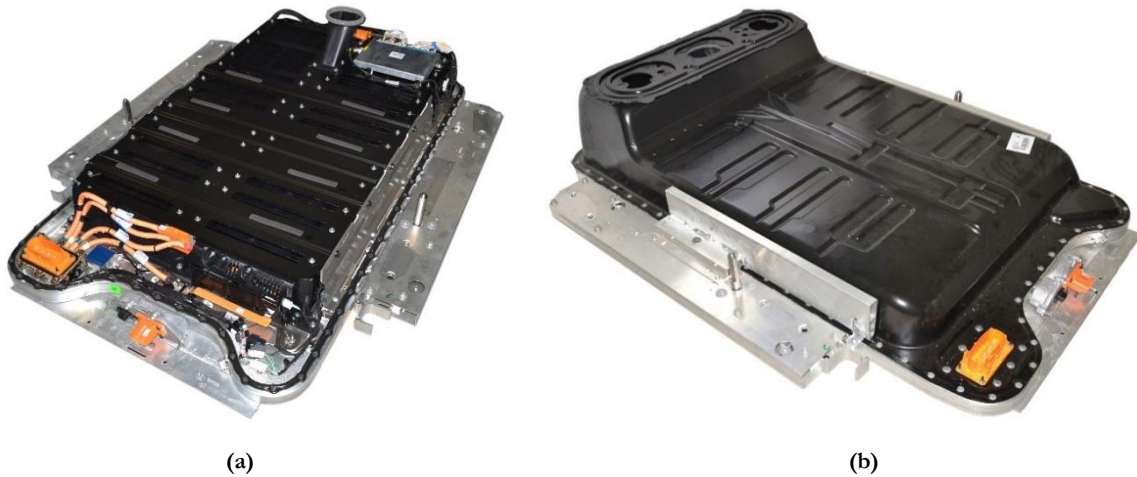


Figure 124: Photo du pack-batterie de la Zoé. (a) Intérieur sans modules. (b) Boîtier du pack-batterie.

Les données d'entrées de ce travail de modélisation sont les fichiers de géométrie 3D de la structure. Ce sont généralement des fichiers CATIA réalisés avec un très bon niveau de détail. Ce niveau de détail n'est pas utile pour une étude CEM, il est problématique car il génère un grand nombre de triangles inutiles lors du maillage de la structure. Le premier travail est donc de simplifier ces fichiers de géométrie de manière à ne conserver que les pièces « utiles » à la simulation. De plus, les pièces dans le fichier 3D sont définies avec une épaisseur non nulle qu'il faut supprimer afin d'obtenir une géométrie surfacique.

La géométrie simplifiée de l'intérieur du pack-batterie est donnée sur la Figure 125 (a). Cette géométrie est composée du boîtier de connexion (contacteur électronique, fusible, mesure de courant), du « service-plug » (contacteur manuel), de la « crashbox » (structure métallique utile en cas de crash du véhicule) et du boîtier BMS (Battery Management System). Les modules sont ajoutés de manière simplifiée pour ne pas surcharger le modèle.

La géométrie simplifiée du boîtier du pack-batterie est donnée sur la Figure 125 (b). Cette géométrie est composée du fond du boîtier, du capot et des vis de maintien entre le fond du boîtier et le capot. Une fente de quelques millimètres est présente entre le fond du boîtier et le capot du pack-batterie.

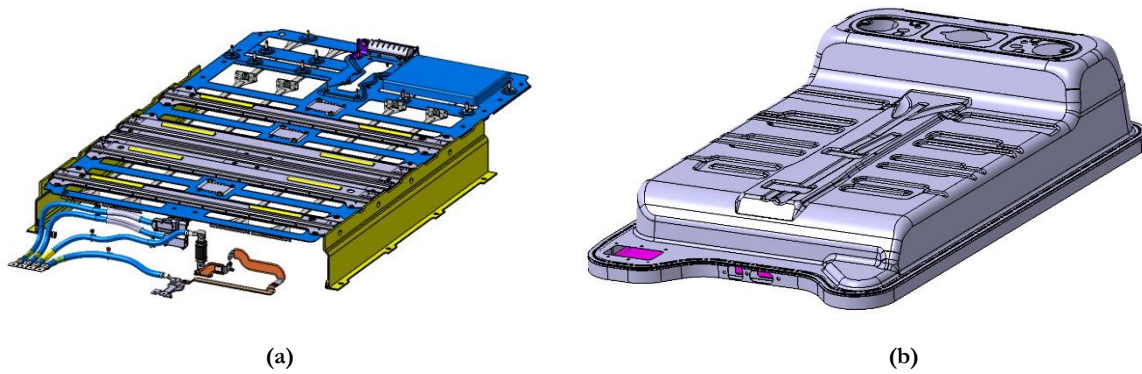


Figure 125: Géométrie simplifiée du pack-batterie. (a) Intérieur sans modules. (b) Boîtier du pack-batterie.

Le calcul est réalisé à 10 kHz ce n'est donc pas la fréquence qui fixe le pas de maillage. Pour mailler cette structure, les règles définies dans le premier chapitre ont été appliquées. Le maillage final du pack-batterie est composé de 47 000 triangles ce qui est beaucoup. La fréquence de calcul (10 kHz) impose un calcul en double précision, le maillage final du modèle ne doit donc pas dépasser les 85 000 triangles (voir paragraphe 1.1.1).

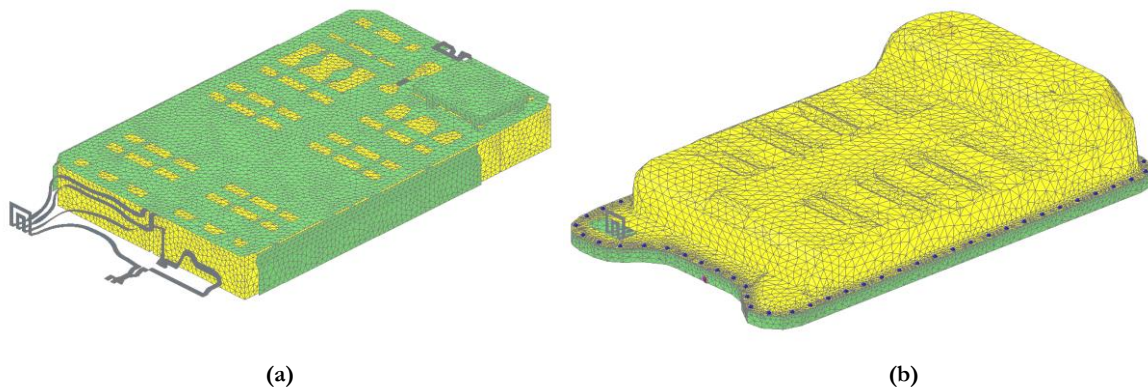


Figure 126: Maillage du pack-batterie. (a) Intérieur sans modules. (b) Boîtier du pack-batterie.

Le maillage du véhicule peut être visualisé sur la Figure 127, ce maillage est fourni par Renault. En effet, chaque nouveau véhicule est maillé pour pouvoir réaliser des calculs électromagnétiques lors de la phase de conception du véhicule. Le maillage de la Figure 127 est un maillage simplifié, c'est-à-dire que certaines parties du véhicule ne sont pas présentes car elles n'influencent pas la solution à l'ordre 1. Finalement, le véhicule est composé de 30 000 triangles ce qui donne un modèle final de 76 000 triangles. Ce modèle est exécuté en double précision avec le formalisme de stabilisation basse fréquence décrit dans le paragraphe 1.3.1.

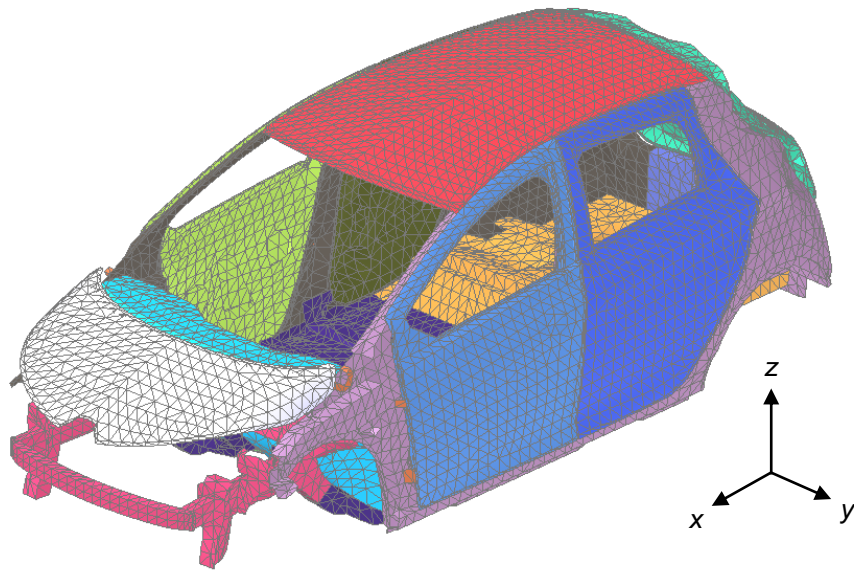
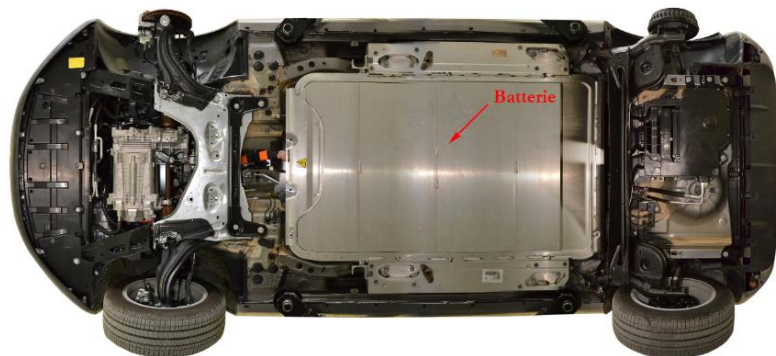
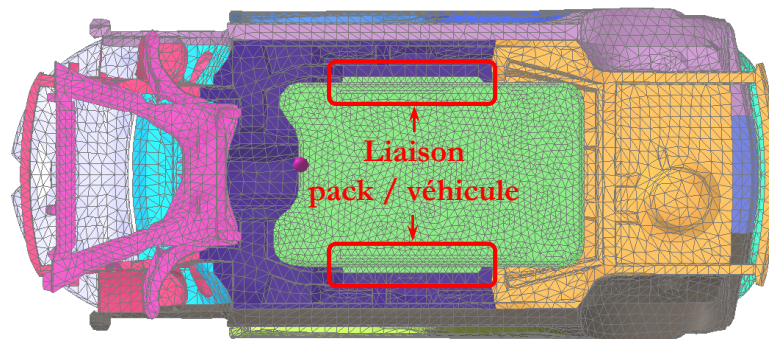


Figure 127: Maillage du véhicule.

Le maillage du pack-batterie est ensuite intégré au véhicule. La Figure 128 (a) est une photo représentant la manière dont le pack-batterie est intégré au véhicule et la Figure 128 (b) est le maillage final de la structure pack-batterie et véhicule. La liaison entre le pack et le châssis du véhicule est effectuée par des plaques métalliques.



(a)



(b)

Figure 128: Intégration du pack-batterie sur le véhicule. (a) Photo. (b) Maillage.

L'excitation du pack-batterie est réalisée par une source de tension de 1V placée à l'intérieur du boîtier entre les deux busbars du réseau 400 V. Cette source ne représente pas la réalité mais elle permet de comparer les résultats obtenus avec différents matériaux appliqués au capot de la batterie de traction. Tout le modèle est défini comme conducteur électriquement parfait à l'exception du capot du pack-batterie qui est défini grâce aux trois modèles suivants :

- Une modélisation par impédance surfacique tenant compte de l'effet de peau avec $\sigma = 5.10^6 \text{ S/m}$ & $\mu_r = 300$ pour représenter un capot en acier
- Une modélisation par impédance surfacique tenant compte de l'effet de peau avec $\sigma = 1.10^4 \text{ S/m}$ pour représenter un capot composite à fibres de carbone tissées
- Pas de capot pour représenter un capot polymère ou un capot composite non conducteur

Les observables de ce calcul sont les suivants :

- Une cartographie de champ dans la longueur du véhicule (plan XY)
- Une cartographie de champ dans la largeur du véhicule (plan YZ)
- Un point de calcul de champ à hauteur de l'assise d'un passager arrière
- Un point de calcul de champ à hauteur de l'assise du conducteur
- Un point de calcul de champ à hauteur des pieds du passager avant (présence de la trappe de mise hors tension manuelle de la batterie haute tension)

L'exécution de ce modèle pour une fréquence unique de 10 kHz prend 6 heures sur le serveur de calcul HPC.

6.2.2 Analyse des résultats

6.2.2.1 Cartographie de champ dans le véhicule

Les cartographies de champ magnétique dans la longueur et la largeur du véhicule pour les capots en acier, en CFRP et en polymère sont respectivement présentées sur la Figure 129, la Figure 130 et la Figure 131. Le capot en acier et le capot en CFRP sont tous deux vissés au boîtier du pack-batterie sur ces figures.

Ces cartographies sont calculées à une fréquence de 10 kHz ce qui correspond à l'ordre de grandeur de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance. Cette fréquence de commutation induit des harmoniques sur le courant conduit par les busbars de la batterie de traction. Un exemple de ce courant peut être observé dans le paragraphe 6.2.2.3.

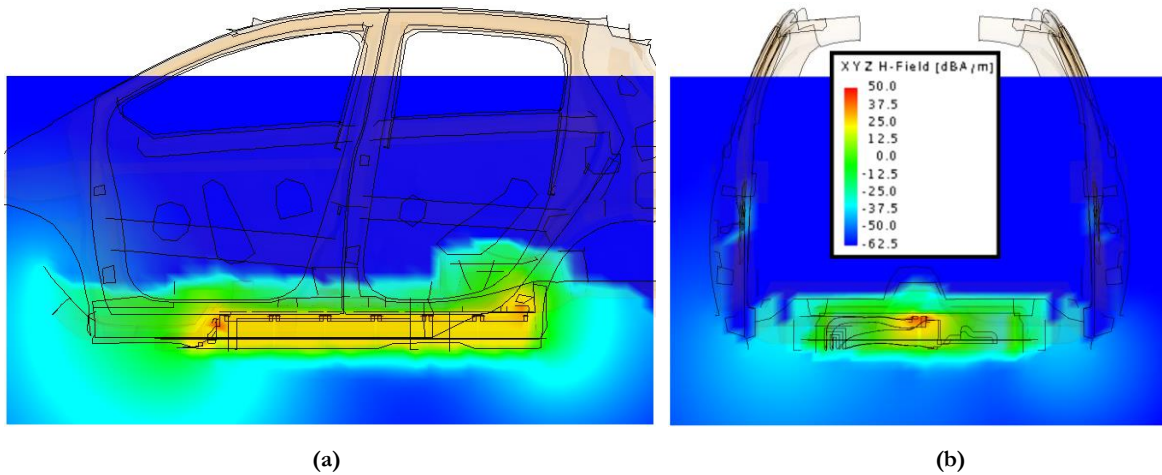


Figure 129: Cartographie de champ magnétique pour un capot en acier. (a) Plan XZ. (b) Plan YZ.

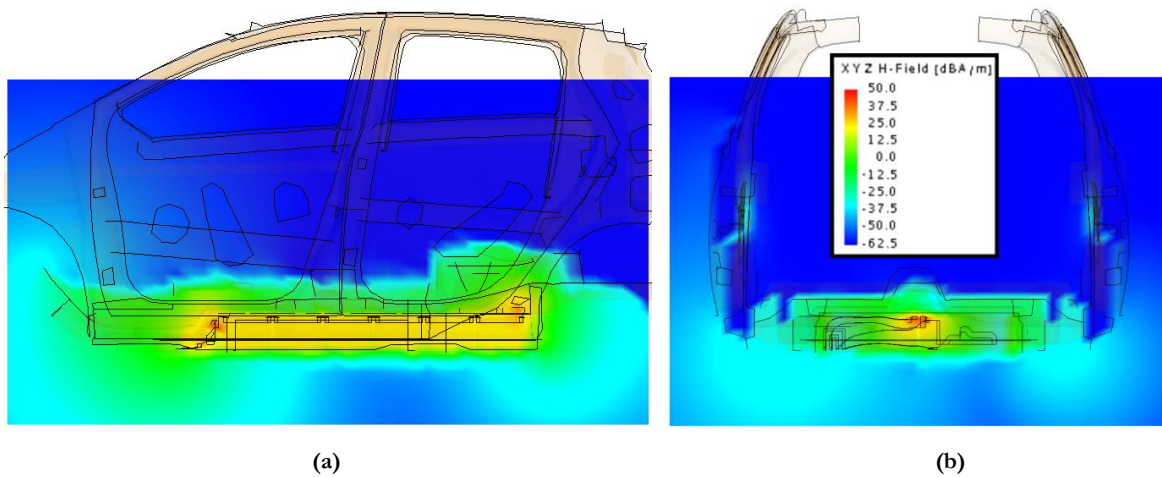


Figure 130: Cartographie de champ magnétique pour un capot en CFRP. (a) Plan XZ. (b) Plan YZ.

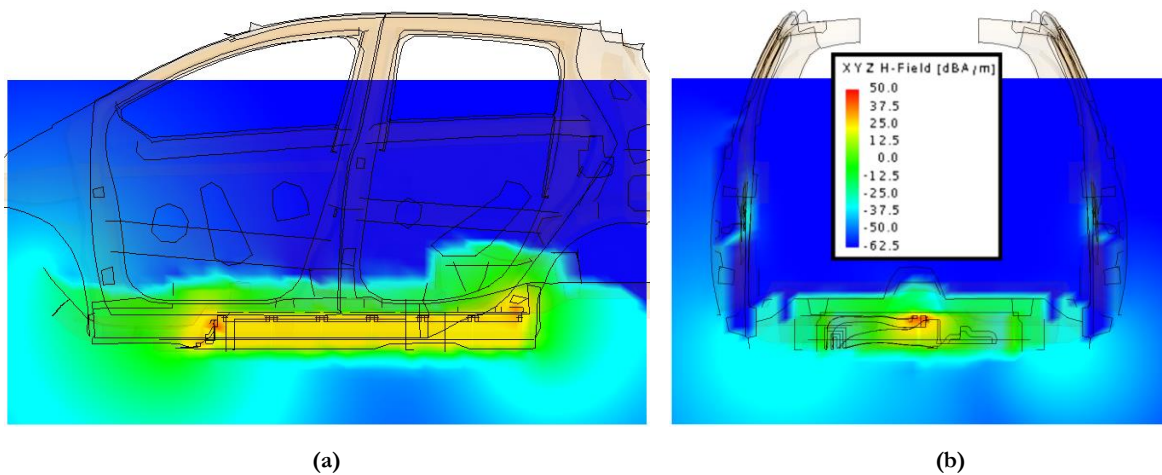


Figure 131: Cartographie de champ magnétique pour un capot en polymère. (a) Plan XZ. (b) Plan YZ.

L'analyse à l'œil nu de ces cartographies ne donne pas de différence sur le champ magnétique rayonné par la batterie de traction dans l'habitacle du véhicule. Cette différence n'est pas nulle et elle est quantifiée au paragraphe suivant. Dans le cas de la Renault Zoé, la batterie est située sous le véhicule, de ce fait, le châssis qui est métallique isole partiellement l'intérieur de la voiture

vis-à-vis du champ électromagnétique. Ceci explique le fait que le champ magnétique rayonné sous la batterie est plus important dans le cas d'un capot en CFRP ou en polymère car le champ rayonné au-dessus de la batterie se reflète sur le châssis.

Sur ces figures, aucune distinction n'est possible entre le champ magnétique rayonné par la configuration avec le capot en CFRP et le capot en polymère. En effet, contrairement au chapitre 4 et 5, le blindage du capot en composite n'est pas efficace en champ magnétique à cette fréquence. Ce constat est confirmé par la Figure 31 dans le paragraphe 2.5.2.2 sur laquelle l'atténuation de blindage de ce matériau est presque nulle à 10 kHz.

Il est difficile d'évaluer la différence entre ces configurations par l'observation des cartographies de champ magnétique. Le paragraphe suivant propose une analyse chiffrée permettant de mieux comparer les configurations étudiées.

6.2.2.2 Évaluation du champ magnétique sur des positions clés

Le champ magnétique est calculé en trois points du véhicule. Les deux premiers points sont respectivement situés au niveau de l'assise du passager arrière et avant, ce sont des positions typiques au niveau desquelles le champ magnétique est mesuré pour le respect des normes santé. Le troisième point se situe au niveau des pieds du passager avant, c'est à cet endroit que se situe la trappe permettant d'accéder au système de déconnexion manuel de la batterie haute tension appelé « service-plug ». La trappe ainsi que le « service-plug » ne sont pas des éléments métalliques, le niveau de champ magnétique rayonné à proximité de cette trappe est donc susceptible d'être plus élevé. Ces positions peuvent être repérées par les points blanc et rouge sur la Figure 132. Les résultats de simulation sont présentés sur le Tableau 10.

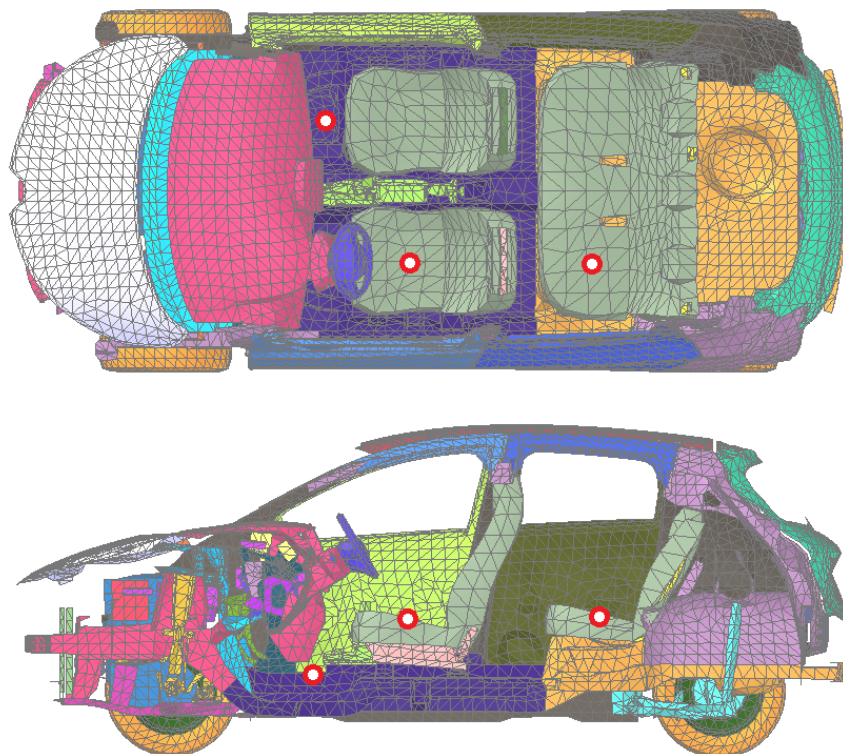


Figure 132: Position des points de calcul du champ magnétique.

Tableau 10: Champ magnétique calculé à 10 kHz pour une source de tension de 1V appliquée au busbar.

POSITION DU POINT DE CHAMP	ASSISE SIEGE PASSAGER ARRIERE	ASSISE SIEGE CONDUCTEUR	PLANCHER PIEDS PASSAGER AVANT
Capot en acier	44 dB μ A/m	53 dB μ A/m	93 dB μ A/m
Capot en CFRP	53 dB μ A/m	61 dB μ A/m	93 dB μ A/m
Capot en polymère	53 dB μ A/m	61 dB μ A/m	93 dB μ A/m

Au niveau des assises le champ magnétique rayonné avec le capot en CFRP ou le capot en polymère est supérieur d'une dizaine de décibels au champ magnétique rayonné avec le capot en acier. Cette différence est bien moins importante que l'écart entre l'atténuation de blindage magnétique de l'acier (Figure 35) et celle du polymère ou du CFRP (Figure 31) à 10 kHz. En effet, le châssis métallique du véhicule isole l'habitacle du champ magnétique rayonné par la batterie de traction donc il diminue l'influence du matériau constituant le capot.

Comme constaté précédemment, le champ magnétique rayonné avec le capot en CFRP est le même que le champ magnétique rayonné avec le capot en polymère.

Les valeurs de champ sont identiques dans la dernière colonne du tableau car les configurations qui sont étudiées ne changent pas le modèle à proximité du « service plug ». Comme cela a été prédit, cette valeur de champ est beaucoup plus élevée que les valeurs calculées au niveau des assises.

Ces résultats ne représentent pas les niveaux de champ magnétique réellement émis par la batterie de traction car le courant circulant sur le busbar lors de la simulation est de 5,35 A à 10 kHz ce qui n'est pas le cas dans la réalité.

6.2.2.3 Exemple de calcul du champ magnétique réel dans le véhicule

L'objectif de ce paragraphe est de montrer comment il est possible d'estimer le champ magnétique réellement émis par la batterie de traction en fonction du point de fonctionnement du moteur électrique.

Une simulation numérique 3D sur véhicule telle que celle présentée dans ce chapitre permet de calculer le champ magnétique rayonné par une batterie de traction lorsqu'un courant circule sur son réseau haute tension. Pour chaque fréquence de calcul, le niveau d'excitation est le même car la source n'est pas dépendante de la fréquence. Or, dans la réalité le courant d'excitation est fortement dépendant de la fréquence. Un exemple du spectre du courant fourni par une batterie de traction est tracé sur la Figure 133. Ce courant a été mesuré sur un prototype de chaîne de traction électrique. Lors de cette mesure, le moteur électrique n'était pas couplé à une charge mécanique, le rotor a donc été bloqué et la vitesse de rotation (6000 tr/min) simulée par la fréquence d'alimentation. Le courant fourni au moteur est de 30 A RMS par phase. Notons que ce point de fonctionnement ne représente pas le pire cas, car le couple fourni par le moteur, donc le courant fourni par la batterie, n'est pas très élevé.

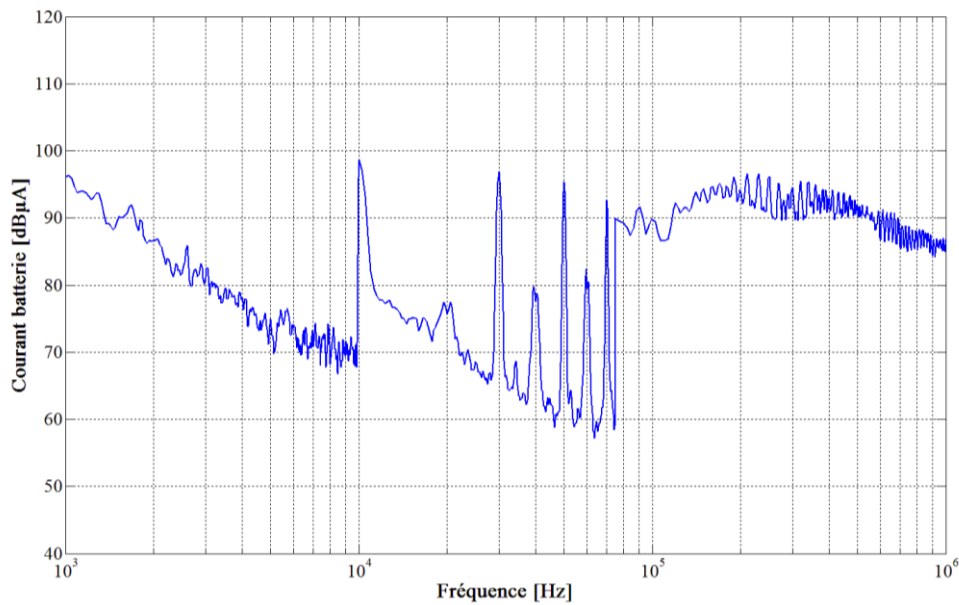


Figure 133: Exemple d'un spectre fréquentiel d'un courant fourni par une batterie de traction.

Le champ magnétique réellement rayonné par la batterie de traction (H_{ray}) peut être calculé (Eq. 102) partir du courant d'excitation dans la simulation numérique 3D (I_{sim}), du champ magnétique calculé par la simulation numérique 3D (H_{sim}) et du courant réel fourni par la batterie de traction (I_{batt}).

$$H_{ray}(f) = \frac{I_{batt}(f)}{I_{sim}(f)} \times H_{sim}(f) \quad (\text{Eq. 102})$$

Le courant I_{batt} est difficile à obtenir car la réalisation d'une mesure à un point de fonctionnement où le moteur fournit un couple important est compliquée. En effet, il faut coupler l'arbre du moteur électrique à une charge mécanique et réaliser la mesure en étant le moins intrusif possible sur le système. De plus, les câbles haute tension entre la batterie et l'électronique de puissance sont blindés donc l'utilisation d'une pince de courant pose problème lorsque la fréquence augmente car le blindage devient efficace. Ce courant peut néanmoins être obtenu grâce à une simulation circuit de la chaîne de traction électrique. Un tel modèle est cependant difficile à construire car tous les éléments parasites doivent être pris en compte dans ce circuit. De plus, la validité fréquentielle d'un tel circuit peut être vite limitée si la construction de celui-ci n'est pas réalisée de manière rigoureuse. La thèse de Doorgah [84] montre comment réaliser étape par étape un tel circuit.

Sur l'exemple de la Figure 133, le courant à 10 kHz est de 74 mA. Dans la simulation numérique du paragraphe précédent, le courant à 10 kHz est de 5,35 A. Ces données combinées aux résultats du Tableau 10 permettent de calculer le niveau de champ magnétique qui serait émis si le courant circulant sur le busbar était celui de la Figure 133. Ce niveau est calculé à proximité des pieds du passager avant et comparé (Figure 134) au champ magnétique de référence défini par l'ICNIRP 1998 [3] pour l'exposition des personnes. Notons que pour valider le respect des exigences santé il faut également calculer l'indice d'exposition à partir des résultats sur toute la bande de fréquences.

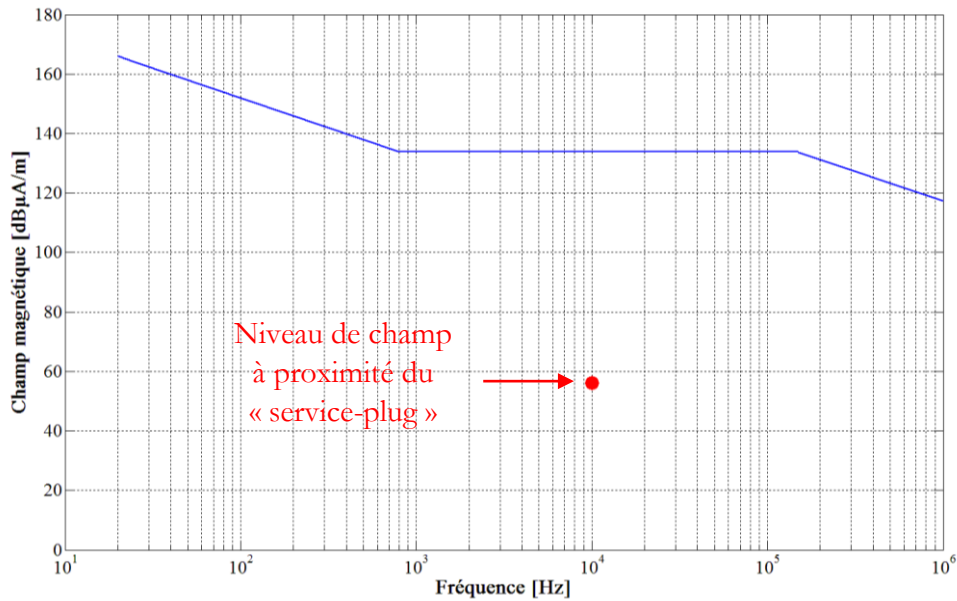


Figure 134: Comparaison entre le niveau de champ magnétique rayonné par la batterie à proximité des pieds du passager avant et le niveau de référence défini par l'ICNIRP 1998.

La valeur de champ obtenue est grandement inférieure au niveau de référence défini par l'ICNIRP pour l'exposition des personnes. Ce résultat peut être obtenu sur toute la bande de fréquence, pour cela il faut exécuter le modèle numérique sur plusieurs fréquences. La discrétisation fréquentielle n'a pas besoin d'être fine car le champ magnétique rayonné varie très peu dans cette bande de fréquence.

6.3 CONCLUSION DU CHAPITRE 6

Dans ce chapitre, le système composé du pack-batterie et du véhicule a été analysé. Pour cela nous avons étudié dans une première partie les couplages entre le pack-batterie et deux équipements susceptibles d'être victimes de perturbations électromagnétiques, l'antenne de réception radio et une ligne monofilaire dans l'habitacle. Pour mesurer ces couplages nous avons introduit la notion de paramètres S différentiels. Ils permettent une mesure plus rigoureuse étant donné l'architecture du réseau haute tension (400 V) et du réseau basse tension (14 V) dans un véhicule électrique. Comme dans les chapitres précédents, nous avons conclu que la position de la tresse de masse n'influence presque pas les couplages entre source et victimes et que le type de capot n'avait d'influence qu'en dessous d'une certaine fréquence dépendante de la distance entre les vis de fixation du capot. Le modèle numérique utilisé pour modéliser le montage expérimental représente de manière fidèle l'antenne radio ainsi que la ligne monofilaire dans l'habitacle. L'impédance du busbar (ou le coefficient S_{11}) n'est pas aussi bien modélisée, ceci explique les écarts parfois importants entre mesure et simulation pouvant apparaître sur les coefficients de transmission.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié un cas réel de rayonnement en champ magnétique de la batterie de traction d'un véhicule électrique. Les difficultés de réalisation d'un tel modèle ont été décrites puis les résultats calculés à une fréquence de 10 kHz ont été analysés. Ainsi nous avons conclu que l'intégration de la batterie haute tension dans le véhicule avait

beaucoup d'importance. En effet, lorsque la batterie de traction est à l'extérieur de l'habitacle, ce qui n'est pas le cas de tous les véhicules électriques ou hybrides, le châssis sert de blindage et donc l'effet d'un changement de capot est atténué. De plus, les niveaux de champ les plus importants dans l'habitacle du véhicule se situent au niveau du « service-plug » et ce niveau n'est pas influencé par un changement de matériau du capot du pack-batterie. Nous avons également expliqué comment évaluer le champ magnétique réellement rayonné par la batterie haute tension grâce à la simulation numérique et au courant fourni par la batterie.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE

Les objectifs de ces travaux de thèse étaient la mise en place d'outils de caractérisation électromagnétique de matériaux pour l'automobile, l'étude des conséquences de l'allègement d'un boîtier de batterie haute tension sur la CEM d'un véhicule électrique ou hybride et la validation de procédures numériques permettant la prédiction de ces conséquences.

Pour répondre à ces objectifs, les méthodes numériques utilisées dans cette thèse ont été présentées. L'étude du véhicule électrique en simulation numérique apporte des problématiques nouvelles. La première est une problématique d'instabilité en basse fréquence avec la méthode des moments ($f < 1$ MHz) qui peut être résolue grâce à une formulation des courants surfaciques différente de la méthode des moments classique. La deuxième difficulté est la modélisation de phénomènes magnétiques en méthode des moments. Cette problématique peut être résolue grâce à l'application de conditions aux limites de Mitzner sur une surface fermée dont les ouvertures sont maillées en tant que diélectrique ($\epsilon_r = 1$). Il est nécessaire d'avoir une bonne connaissance du fonctionnement physique et mathématique d'une méthode numérique pour comprendre ce qu'il est possible de calculer et d'où peuvent provenir les erreurs présentes dans un modèle lorsque les résultats obtenus ne sont pas ceux attendus.

La construction de modèles numériques nécessite de connaître les propriétés électromagnétiques des matériaux présents dans ce modèle. Un état de l'art des principales méthodes de caractérisation électromagnétique de matériau a été présenté dans le but de trouver les méthodes les plus adaptées à notre application. Le choix de ces méthodes est basé sur un critère fréquentiel, un critère sur le type et le format de l'échantillon et un critère sur le processus de mesure. Finalement, trois méthodes ont été retenues et testées pour les basses fréquences. La méthode capacitive pour la mesure de la permittivité, la méthode du cadre SST pour la mesure de la perméabilité et la méthode d'homogénéisation par la formule de Moser pour la mesure de la conductivité. La conductivité électrique n'est pas une grandeur qui change avec la fréquence, son effet fréquentiel est décrit par l'effet de peau. La perméabilité relative d'un matériau devient généralement faible lorsque la fréquence augmente. De ce fait, il n'est pas nécessaire de mesurer ces deux grandeurs plus haut en fréquence.

La mesure de la permittivité relative sur la bande [10 kHz – 1 GHz] est réalisée grâce à une nouvelle méthode de caractérisation mise au point durant cette thèse. Cette méthode utilise une cellule propagatrice (TEM ou stripline) pour caractériser un matériau diélectrique suivant un modèle fréquentiel de permittivité complexe préalablement choisi. La méthode a été validée grâce à plusieurs échantillons, les résultats obtenus sont en accord avec ceux de la littérature. Des travaux sont en cours à l'institut XLIM pour adapter cette méthode à la caractérisation de perméabilité relative complexe de matériaux faiblement magnétique tels que des ferrites.

Les outils définis permettent de réaliser l'étude, en mesure comme en simulation, du rayonnement électromagnétique de batteries haute tension allégées pour véhicule électrique ou hybride. Pour des raisons de faisabilité et de simplification de l'analyse des résultats, les mesures n'ont pas été effectuées sur batterie réelle mais sur une maquette de pack-batterie possédant les

caractéristiques principales d'un pack-batterie réel. Cette maquette a été étudiée en espace libre entre 10 kHz et 300 MHz. Ces mesures ont été effectuées avec une antenne monopole jusqu'à 26 MHz et avec une antenne biconique jusqu'à 300 MHz. Cette étude a permis de montrer que lorsque le capot est suffisamment conducteur, la valeur de la conductivité n'a presque pas d'effet sur le rayonnement. Les phénomènes mesurés lors de cette étude ont pu être correctement reproduits avec la simulation numérique à l'exception d'un phénomène dans la bande [10 kHz – 26 MHz] dû à une difficulté liée au montage expérimental.

La maquette de pack-batterie a été également étudiée en milieu réverbérant par l'évaluation de deux grandeurs : l'efficacité de blindage et la puissance totale rayonnée. La mesure de l'efficacité de blindage en CRBM présente l'avantage de fournir un résultat qui ne dépend ni de l'orientation de l'équipement ni de la polarisation de l'onde incidente. Le milieu réverbérant a été reproduit en simulation numérique temporelle grâce à l'approche par spectres d'ondes planes développée grâce au modèle idéal présenté par D. Hill. Il a été montré que la fente entre le capot et le boîtier agissait comme un filtre passe-haut sur le champ électrique rayonné. La fréquence de coupure de ce filtre étant directement liée à la distance entre les vis de fixation du capot.

Ces campagnes d'essais en chambre semi-anéchoïque et en chambre réverbérante à brassage de mode ont permis de déterminer des règles métiers pour la conception de boîtier de pack-batterie ou d'électronique de puissance :

- Minimiser l'épaisseur de la fente entre le boîtier et le capot
- Maximiser la largeur de recouvrement du capot sur le boîtier
- Utiliser un joint conducteur plutôt que d'un joint diélectrique
- Minimiser la distance entre les vis de fixation du capot

La suite de l'étude a été consacrée au système composé de la batterie de traction et du véhicule. Ainsi, nous avons étudié les couplages possibles entre des équipements susceptibles d'être victime de perturbations électromagnétiques et la batterie haute tension. Cette étude menée entre 1 MHz et 1 GHz a permis d'introduire la notion de paramètres S différentiels ainsi que de souligner les difficultés de modélisation de l'intégration d'un pack-batterie à son véhicule. Une simulation numérique d'un cas réel (Renault Zoé) a été réalisée dans le but d'analyser le champ magnétique rayonné par la batterie de traction. Les étapes nécessaires à la création d'un tel modèle ont été détaillées puis les résultats de ce modèle ont été étudiés. Nous avons conclu que le matériau constituant le capot de la batterie n'a pas autant d'influence sur le champ magnétique rayonné que lorsqu'il est considéré seul (mesure de l'atténuation de blindage d'une plaque seule). Cela n'est pas une conclusion applicable à tous les véhicules car elle dépend de l'intégration de la batterie de traction au châssis du véhicule.

En conclusion, nous avons pu répondre à la problématique posée par ce sujet de thèse avec la mise en place de quatre méthodes de caractérisation électromagnétique de matériaux. Les études réalisées dans cette thèse nous ont permis de mieux comprendre les phénomènes ayant lieu lorsque l'on remplace le matériau constituant le capot d'une batterie haute tension par un matériau allégé qui dégrade le comportement CEM du véhicule électrique ou hybride. Nous avons également montré qu'il était possible d'utiliser la simulation numérique pour prédire les conséquences sur le rayonnement électromagnétique d'une batterie de traction lors de l'allègement du blindage de celle-ci.

Finalement, en ce qui concerne la problématique de rayonnement en champ magnétique basse fréquence, il faut retenir l'importance de l'intégration de la batterie de traction dans le véhicule. Dans ce contexte, la valeur de conductivité et de perméabilité relative conditionne l'efficacité de blindage du pack-batterie. Ceci est mis en évidence dans le dernier chapitre par l'écart de rayonnement entre le capot en acier et le capot en composite à fibre de carbone. Le capot en composite dégrade la CEM du pack-batterie notamment en très basse fréquence, pour savoir si il est possible de remplacer le capot en acier par celui en composite il faudrait alors connaître le spectre fréquentiel du courant fourni par la batterie afin de quantifier l'augmentation du rayonnement en champ magnétique et de vérifier si le véhicule reste valide d'un point de vue CEM.

En ce qui concerne la problématique de rayonnement en champ électrique, il faut retenir l'importance de la fente et des ouvertures qui sont responsables d'une grande partie du champ électrique rayonné. Dans ce contexte, la valeur de conductivité ne conditionne pas l'efficacité de blindage du pack-batterie tant que le matériau constituant le capot est conducteur. En effet, un écart d'environ 10 dB constant a été observé entre un capot non conducteur et un capot conducteur flottant vis-à-vis du boîtier. De plus, l'atténuation augmente de 25 dB supplémentaire lorsque les vis sont ajoutées à ce capot conducteur. Ici, on peut remplacer le capot en acier par le capot en composite à fibre de carbone sans dégrader le rayonnement de la batterie de traction si on considère que le contact électrique (vis) entre le capot et le boîtier est correctement réalisé.

PERSPECTIVES

Les perspectives de ce travail portent sur l'amélioration de la méthode de caractérisation de matériaux en structure TEM afin d'être capable de caractériser des matériaux magnétiques tels que des ferrites. De plus, il pourrait être intéressant de faire fonctionner l'optimisation encore plus haut en fréquence pour rendre légitime l'utilisation de modèle de permittivité qui ne varie pas ou peu en dessous d'un gigahertz. Un autre axe d'amélioration pouvant être envisagé est la mesure de la permittivité relative des liquides. En effet si un liquide est inséré dans un réservoir diélectrique de permittivité relative connue et que ce réservoir est correctement modélisé, la caractérisation diélectrique d'un liquide homogène est potentiellement réalisable.

Une autre perspective de ce travail porte sur le couplage entre la simulation numérique 3D et la simulation numérique circuit. En effet, la construction d'un modèle circuit CEM de chaîne de traction électrique permettrait de prédire les niveaux de champ électromagnétique réellement émis par la batterie de traction, et ce pour n'importe quel point de fonctionnement de la machine électrique.

Une autre perspective de ce travail consiste à mener des investigations quant à l'erreur entre mesure et simulation observée sur le montage normatif avec l'antenne monopole entre 10 kHz et 26 MHz. L'objectif serait alors de vérifier que cette erreur vient effectivement des câbles d'alimentation et de mesure.

Plus généralement, ce travail ouvre des questions sur les câbles blindés qui connectent le boîtier d'électronique de puissance (source de perturbation) à la batterie haute tension. En effet, ces câbles transportent les harmoniques indésirables du courant et peuvent être source de rayonnement. Ce rayonnement peut venir d'une mauvaise performance du blindage ou d'une mauvaise connexion entre ce blindage et les boîtiers d'électronique de puissance ou de batterie haute tension.

ANNEXE : EXEMPLES DE MATERIAUX POUR L'ALLEGEMENT

Cette annexe a pour objectif de présenter quelques matériaux légers apportant une solution efficace pour le blindage électromagnétique. Les matériaux qui sont présentés sont coûteux pour l'industrie automobile de production massive, ils ne peuvent donc pas être utilisés sauf comme solution de secours.

Le FINEMET [85]

Le FINEMET FT-3M est un matériau dont la perméabilité magnétique peut atteindre 70 000 au continu. Il peut être inséré sous forme d'une couche fine (18 μm) dans un matériau multicouche flexible (les autres couches apportent des propriétés mécanique et chimique que ne possède pas la couche magnétique).



Figure 135: Exemple de feuille FINEMET [85].

Malgré sa très faible épaisseur, sa forte perméabilité magnétique relative permet de résoudre un problème de rayonnement magnétique en basse fréquence tel qu'il peut y en avoir sur un véhicule électrique ou hybride. La très faible épaisseur du matériau rend sa masse totalement négligeable et sa flexibilité permet de l'appliquer sur des surfaces non planes.

Le Permalloy [86]

Le Permalloy est un alliage composé de Nickel ($\approx 80\%$), de Molybdène ($\approx 5\%$) et de fer ($\approx 15\%$). C'est un matériau très magnétique, sa perméabilité magnétique relative atteint les 100 000 au continu. Cet alliage a été inventé par les laboratoires Bell en 1940.



Figure 136: Exemple de ruban de Permalloy [87].

Cet alliage n'est pas un matériau léger, en effet, sa masse volumique est de $8,74 \text{ g/cm}^3$. Cependant, comme sa perméabilité magnétique relative est très grande, il peut servir de blindage magnétique même avec une faible épaisseur.

Il existe un matériau dont la composition chimique est très similaire au Permalloy. Ce matériau se nomme le Mu-métal, ses valeurs de perméabilité magnétique relative sont proches de celle du Permalloy. Du cuivre peut être ajouté à sa composition chimique pour lui donner des propriétés mécaniques plus intéressantes.

Le composite à grillage métallique

Lorsqu'un matériau n'est pas conducteur, il peut difficilement remplacer une pièce du châssis d'un véhicule car la fonction de masse du réseau 14 V serait perdue. Pour résoudre ce problème, il est possible d'insérer un grillage métallique à l'intérieur d'un matériau non conducteur. L'effet est donc double, le nouveau matériau est capable d'assurer la fonction de masse et il permet également d'assurer la fonction de blindage électromagnétique dans une bande de fréquence bien définie.



Figure 137: Exemple de composite à grillage métallique.

L'exemple présenté sur la Figure 137 est un matériau de type SMC (Sheet Moulding Compound) carbone qui ne peut pas assurer de fonction de masse ou de blindage. À l'intérieur de ce matériau a été ajouté un grillage en laiton, ce matériau a été caractérisé sur la Figure 30 présente dans le paragraphe 2.5.2.2.

Le Magnésium

Le magnésium est un matériau homogène et fortement conducteur ($\sigma = 22,6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$). L'avantage de ce matériau est sa masse, il est plus léger que de l'aluminium. En effet, la masse volumique du magnésium est de $1,74 \text{ g/cm}^3$, celle de l'aluminium est de $2,70 \text{ g/cm}^3$ et celle de l'acier est d'environ 8 g/cm^3 . Le magnésium nécessite un traitement de surface pour ne pas ternir lorsqu'il entre en contact avec de l'air. Ce matériau ne peut pas être utilisé pour la fabrication de n'importe quelle pièce car ses propriétés mécaniques sont moindres.

Le magnésium a été utilisé pour réaliser le toit du concept-car Eolab qui est un véhicule hybride allégé ne consommant que 1 L/100 km .

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] L. Le Danvic
Contribution aux Méthodes d'Intégration des Systèmes Antennaires Embarqués
Thèse, Université Européenne de Bretagne, 2009
- [2] Automobile Propre
Évolution des immatriculations de voitures électriques toutes marques confondues en France
Website : <http://www.automobile-propre.com/>
- [3] ICNIRP
International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
Website : <http://www.icnirp.org/>
- [4] A. R. Ruddle, L. Low, A. Vassilev
Evaluating Low Frequency Magnetic Field Exposure form Traction Current Transients in Electric Vehicles
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), 2013
- [5] C. Powers, H. W. Gaul, T. Huettl
Radiated Emissions Testing of an Experimental Electric Vehicle
IEEE International Symposium on EMC, pp. 338-342, 1996
- [6] C. Chen, X. Xu
Modeling the Conducted EMI of an Electric Vehicle Traction Drive
IEEE International Symposium on EMC, vol. 2, pp. 796-801, 1998
- [7] F. Briault, M. Hélier, D. Lecoïnte, J. C. Bolomey, R. Chotard
Broad-band Modeling of a Realistic Power Converter Shield for Electric Vehicle Applications
IEEE Transactions on EMC, vol. 42, pp. 477-486, 2000
- [8] S. Guttowski, S. Weber, E. Hoene, W. John, H. Reichl
EMC Issues in Cars with Electric Drives
IEEE International Symposium on EMC, vol. 2, pp. 777-782, 2003
- [9] G. Skibinski, J. Pankau, R. Sladky, J. Campbell
Generation Control and Regulation of EMI from AC Drives
Industry Applications Conference, vol. 2, pp. 1571-1583, 1997
- [10] T. Weber
EMC Filter in High Voltage Traction Drive Systems
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp. 1-6, 2008
- [11] K. Feldhues, M. Diebig, S. Frei
Analysis of the Low Frequency Shielding Behavior of High Voltage Cables in Electric Vehicles
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp. 408-413, 2014

- [12] A. Mushtaq, S. Frei, K. Siebert, J. Barenfanger
Analysis of the Shielding Effectiveness of HV Cable and Connector Systems Used for Electric Vehicles
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp. 241-246, 2013
- [13] P. Concha Moreno-Torres, J. Lourd, M. Lafoz, J. R. Arribas
Evaluation of the Magnetic Field Generated by the Inverter of an Electric Vehicle
IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 2, pp. 837-844, 2013
- [14] D. A. Miller, J. E. Bridges
Geometrical Effects on Shielding Effectiveness at Low Frequencies
IEEE Transactions on EMC, vol. 8, no. 4, pp. 174-186, 1966
- [15] S. Jeschke, H. Hirsch
Investigation on the EMI of an Electric Vehicle Traction System in Dynamic Operation
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp. 420-425M. Reuter, S. , 2014
- [16] M. Reuter, S. Tenbohlen, W. Kohler
Characterization of Automotive High Voltage Networks for EMI Measurements
Electric Mobility – Electrical Power Train, pp. 1-5, 2010
- [17] C. Jettanasen, F. Costa, C. Vollaie, B. Revol, F. Morel
Measurement and Simulation of Common Mode Conducted Noise Emissions in Adjustable Speed AC Drive Systems
IEEE International Symposium on EMC (Zurich), pp. 181-184, 2009
- [18] M. Moreau, N. Idir, P. Le Moigne
Modeling of Conducted EMI in Adjustable Speed Drives
IEEE Transactions on EMC, vol. 51, no. 3, pp. 665-672, 2009
- [19] W. Khan-ngern, H. Zenkner
Wireless Power Charging on Electric Vehicles
Electrical Engineering Congree (iEECON), pp. 1-4, 2014
- [20] S. Obayashi, H. Tsukahara
EMC Issues on wireless Power Transfer
IEEE International Symposium on EMC (Tokyo), pp. 601-604, 2014
- [21] R. F. Harrington
Time Harmonic Electromagnetic Field
Wiley-IEEE Press, pp. 496, 2001
- [22] K. Yee
Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media
IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, 1966
- [23] J. P. Bérenger
A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves
J. Compute. Phys., vol. 114, pp.185-200, 1994

- [24] Temsi-FD
Time Electromagnetic Simulator – Finite Difference Time Domain
Software Developed in the Xlim Institute, Limoges, France
- [25] E. Perrin, C. Guiffaut, F. Tristant, A. Reineix
A Method to Decrease Computation Time of FDTD Calculations for Low Frequency Excitations
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp244-248, 2009
- [26] C. Guiffaut, A. Reineix, B. Pecqueux
New Oblique Thin Wire Formalism in the FDTD Method
IEEE International Symposium on Antennas Propagation (APSURSI) pp. 1-4, 2010
- [27] C. Guiffaut, A. Reineix, B. Pecqueux
New Oblique Thin Wire Formalism in the FDTD Method with Multiwire Junctions
IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 60, no. 3, pp. 1458-1466, 2012
- [28] J. P. Bérenger
Plaques Minces aux Différences Finies
Colloque International et Exposition sur la CEM, 1992
- [29] F. Denanot
Techniques de Sous Maillage dans la Méthode FDTD, Apports de l'Approche Variationnelle
Thèse, Université de Limoges, 2006
- [30] M. Burton, S. Kashyap
A Study of Recent Moment Method Algorithm that is Accurate to Very Low Frequencies
Applied Computational Electromagnetics, vol. 10, no. 3, pp. 58-68, 1995
- [31] T. F. Eibert
Iterative Solver Convergence for Loop-star and Loop-tree Decompositions in Method of Moments Solutions of the Electric Field Integral Equation
IEEE Antennas Propagation Magazine, vol. 46, no. 3, pp. 80-85, 2004
- [32] Schick, Jakobus
Advanced EMC Modelling Features in FEKO for Automotive Problems
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), Automotive Workshop, 2012
- [33] R. Jobava, A. Gheonjian, J. Hippeli, G. Chiqovani, D. Karkashadze, F. Bogdanov
Simulation of Low Frequency Magnetic Fields in Automotive EMC Problems
IEEE Transactions on EMC, vol. 56, no. 6, pp. 1420-1430, 2014
- [34] K. M. Mitzner
Effective Boundary Conditions for Reflection and Transmission by an Absorbing Shell of Arbitrary Shape
IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 16, no. 6, pp. 706-712, 1968
- [35] F. Bogdanov, R. Jobava, K. Khasaia
Comparison of MoM Implementations of Surface Impedance Boundary Conditions for Material Sheets with Analytical and Measurement Data
EuCAP, pp. 192-196, 2013

- [36] M. Schoeman, U. Jakobus, J. van Tonder, W. Burger
New Developments in FEKO Suite 6.0
International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, 2010
- [37] N. Bowler, Y. Huang
Model Based Characterization of Homogeneous Metal Plates by Four Point Alternating Current Potential Drop Measurements
IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, no. 6, pp. 2102-2110, 2005
- [38] N. Bowler
Theory of Four-Point Direct Current Potential Drop Measurements on a Metal Plate
American Society for Nondestructive Testing, 2006
- [39] Commission International Electrotechnical
Methods of Measurement of the Magnetic Properties of Electrical Steel Sheet and Strip by Means of an Epstein Frame
International Standard IEC 60404-2, 2008
- [40] P. Marketos, S. Zurek, A. J. Moses
A Method for Defining the Mean Path Length of the Epstein Frame
IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, no. 6, pp. 2755–2757, 2007
- [41] T. Yamamoto and Y. Ohya
Single Sheet Tester for Measuring Core Losses and Permeabilities in a Silicon Steel Sheet
IEEE Transactions on Magnetics, vol. 10, no. 2, pp. 157–159, 1974
- [42] S. Lucyszyn
Microwave Characterization of Nickel
PIERS Online, vol. 4, no. 6, pp. 686–690, 2008
- [43] T. T. Grove, M. F. Masters, R. E. Miers
Determining Dielectric Constants Using a Parallel Plate Capacitor
Am. J. Phys., vol. 73, no. 1, p. 52, 2005
- [44] G. Birnbaum, J. Franeau
Measurement of the Dielectric Constant and Loss of Solids and Liquids by a Cavity Perturbation Method
J. Appl. Phys., vol. 20, no. 8, 1949
- [45] A. Parkash, J. K. Vaid, A. Mansingh
Measurement of Dielectric Parameters at Microwave Frequencies by Cavity-Perturbation Technique
IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., vol. 27, no. 9, pp. 791–795, 1979
- [46] B. Meng, J. Booske, R. Cooper
Extended Cavity Perturbation Technique to Determine the Complex Permittivity of Dielectric Materials
IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., vol. 43, no. 11, pp. 2633–2636, 1995

-
- [47] A. M. Nicolson, G. F. Ross
Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques
IEEE Transactions on Instrumentation Measurement, vol. 19, no. 4, pp. 377, 1970
- [48] W. B. Weir
Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies
IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., vol. 62, pp. 33–36, 1974
- [49] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura, W. A. Kissick
Improved technique for determining complex permittivity with the transmission / reflection method
IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., vol. 38, pp. 1096–1104, 1990
- [50] M. C. Decreton, F. E. Gardiol
Simple Nondestructive Method for the Measurement Complex Permittivity
IEEE Transactions on Instrumentation Measurement, vol. IM–23, no. 4, pp. 434–438, 1974
- [51] T. Whit Athey, M. A. Stuchly
Measurement of Radio Frequency Permittivity of Biological Tissues with an Open-Ended Coaxial Line
IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., vol. 30, pp. 82–92, 1982
- [52] K. J. Bois, A. D. Benally, R. Zoughi, S. Member
Multimode Solution for the Reflection Properties of an Open-Ended Rectangular Waveguide Radiating into a Dielectric Half-Space : The Forward and Inverse Problems
IEEE Transactions on Instrumentation Measurement, vol. 48, no. 6, pp. 1131–1140, 1999
- [53] D. K. Ghodgaonkar, V. V Varadan
Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies
IEEE Transactions on Instrumentation Measurement, vol. 39, no. 2, pp. 387–394, 1990
- [54] G. Andrieu, J. Panh, A. Reineix, A. Member, P. Pélissou, C. Girard, X. Romeuf, D. Schmitt
Homogenization of Composite Panels from a Near-Field Magnetic Shielding Effectiveness Measurement
IEEE Transactions on EMC, vol. 54, no. 3, pp. 700–703, 2012
- [55] J. R. Moser
Low-Frequency Shielding of a Circular Loop Electromagnetic Field Source
IEEE Transactions on EMC, vol. 9, no. 1, pp. 6–18, 1967
- [56] P. R. Bannister
New theoretical expressions for predicting shielding effectiveness for the plane shield case
IEEE Transactions on EMC, vol. 10, pp. 2–7, 1968
-

- [57] P. R. Bannister
Further Notes for Predicting Shielding Effectiveness for the Plane Shield Case
IEEE Transactions on EMC, vol. 11, no. 2, pp. 50–53, 1969
- [58] F. Tesche, M. Ianoz, T. Karlsson
EMC Analysis Methods and Computational Models
Wiley-Blac., pp. 516–517, 1997
- [59] N. Bowler
Frequency-dependence of Relative Permeability in Steel
Rev. Quant. Nondestruct. Eval., vol. 25, pp. 1269–1276, 2006
- [60] M. Dupeux
Introduction à la Mécanique des Matériaux, des Milieux Continus et des Structures
Dunod, Cours et exercices corrigés, 2009
- [61] J. C. Maxwell-Garnett
Colours in Metal Glasses and Metal Films
Philos. Trans. R. Soc. London, Sect A, vol. 3, pp. 385–420, 1904
- [62] M. H. Nisanci, F. De Paulis, M. Koledintseva, A. Orlandi
Full-Wave EMC Simulations Using Maxwell Garnett Model for Composites With Cylindrical Inclusions
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp. 573–578, 2011.
- [63] M. H. Nisanci, F. De Paulis, D. Di Febo, A. Orlandi
Sensitivity Analysis of Electromagnetic Transmission, Reflection and Absorption Coefficients for Biphasic Composite Structures
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), vol. 0, pp. 438–443, 2014
- [64] C. L. Holloway, S. Member, M. S. Sarto, M. Johansson
Analyzing Carbon-Fiber Composite Materials With Equivalent-Layer Models
IEEE Transactions on EMC, vol. 47, no. 4, pp. 833–844, 2005
- [65] A. Kader, M. Klingler, A. Bâtiment, C. De
Surface Equivalent Modeling of Layered Composite Material
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp. 573–578, 2013.
- [66] M. L. Crawford, J. L. Workman
Using a TEM Cell for EMC Measurements of Electronic Equipment
National Bureau of Standards (U.S.), pp. 3, 1981
- [67] Rohde & Schwarz
Measurement of Material Dielectric Properties
Application Note, 2006
- [68] Institut XLIM, DGA, CEG
Projet VULCAIM, Vulnérabilité des Cartes de Circuit Imprimé
Rapport de première année, 2008

- [69] P. E. Gill, W. Murray, M. H. Wright
Practical Optimization
Academic P. London, 1981
- [70] K. Kunz, R. J. Luebbers
The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics
Edition CR, ISBN-10. 0849386578, 1993
- [71] C. R. Paul
Introduction to Electromagnetic Compatibility Second Edition
John Wiley & Sons, ISBN-10. 0471755001, pp. 1013, 2006
- [72] D. A. Weston
1.04m Rod, Antenna Factor and Received Level in MIL-STD 462/461E Compared to MIL-STD 461F Test Set Up
International Journey on EMC, 2010
- [73] L. Turnbull
The Groundplane Resonance - Problems with Radiated Emissions Measurements Below 30 MHz
Automotive EMC Conference, pp. 1–13, 2007
- [74] F. Lafon, R. Dupendant, J. Davalan, V. Veem, R. André, B. Creteil
Investigation on dispersions between CISPR25 chambers for radiated emissions below 100 MHz
IEEE International Symposium on EMC (EMC Europe), pp. 29–34, 2014
- [75] C. L. Holloway, J. Ladbury, J. Coder, G. Koepke, D. A. Hill
Measuring the Shielding Effectiveness of Small Enclosures/Cavities with a Reverberation Chamber
IEEE International Symposium on EMC, pp. 1–5, 2007
- [76] C. R. Dunlap, C. L. Holloway, J. M. Ladbury, J. A. Gordon, J. Coder, G. Koepke
Measurement of Shielding Effectiveness of Electrically-Small Enclosures
General Assembly and Scientific Symposium, pp. 1–4, 2011
- [77] D. A. Hill
Plane Wave Integral Representation for Fields in Reverberation Chambers
IEEE Transactions on EMC, vol. 40, no. 3, pp. 209–217, 1998
- [78] L. Musso
Assessment of Reverberation Chamber Testing for Automotive Applications
Thèse, Université de Turin, 2003
- [79] F. Moglie and A. P. Pastore
FDTD Analysis of Plane Wave Superposition to Simulate Susceptibility Tests in Reverberation Chambers
IEEE Transactions on EMC, vol. 48, no. 1, pp. 195–202, 2006
- [80] H. Tarhini
Étude de la Susceptibilité des Cartes des Circuits Imprimés Face aux Agressions Electromagnétiques de Fortes Puissances
Thèse, Université de Limoges, 2008

- [81] L. Kone, B. Demoulin, S. Baranowski
Application des Chambres Reverberantes a Brassage de Mode a la Caracterisation des Emissions Rayonnees par un Equipement
Comité National Français de Radioélectricité, 2008
- [82] X. Bunlon
Étude par Simulation Numérique de l'Intégration d'Antennes Haute Fréquence sur Véhicule Automobile
Thèse, Université Paul Sabatier, 2004
- [83] Agilent Technologies
Concepts in Balanced Device Measurements
Application Note 1373-2, 2002
- [84] Naraindranath Doorgah
Contribution à la Modélisation Prédictive CEM d'une Chaîne d'Entrainement
Thèse, Université de Lyon, 2012
- [85] Materials Magic, Hitachi Metals
FM Shield MS-F / MS-FR Series. High permeability, Thin and Flexible Magnetic Shielding Sheet
Catalog No. HL-FM16-H, 2007
- [86] ESPI Metals
Technical Data – Permalloy 80
Website : <http://www.espimetals.com/index.php/technical-data/175-permalloy-80>
- [87] Wikipédia
Image : Ruban de Permalloy
Website : <https://fr.wikipedia.org/wiki/Permalloy>

CEM des batteries haute tension allégées pour véhicule électrique : caractérisation de matériaux et étude du rayonnement électromagnétique

Résumé :

Dans l'industrie automobile, le véhicule électrique séduit de plus en plus de clients. Ce qui limite sa progression dans le marché est son manque d'autonomie. Une des solutions permettant d'augmenter l'autonomie d'un véhicule est de réduire sa masse en modifiant la géométrie des pièces et les matériaux utilisés. Cependant, de tels changements peuvent avoir des impacts sur la CEM du véhicule.

Les travaux de cette thèse portent sur l'étude de l'allègement du blindage des batteries de traction pour véhicule électrique du point de vue de la CEM. Plusieurs méthodes de caractérisation de matériaux sont mises en place dans ce document. Une méthode innovante reposant sur l'utilisation d'une cellule TEM ou d'une stripline a été développée durant ces travaux de thèse, elle permet de mesurer la permittivité relative complexe d'un matériau diélectrique inconnu entre 1 kHz et 1 GHz. Les propriétés électromagnétiques ainsi mesurées sont insérées dans des modèles numériques 3D. Les méthodes numériques adaptées à ce type d'étude sont les différences finies dans le domaine temporel et la méthode des moments. L'étude du rayonnement de la batterie a été effectuée grâce à une maquette à l'échelle $\frac{1}{2}$ en chambre semi-anéchoïque et en chambre réverbérante à brassage de mode selon des montages normatifs. Des configurations plus complexes ont ensuite été étudiées en tenant compte de l'intégration du pack-batterie dans le véhicule.

Mots clefs : compatibilité électromagnétique, véhicule électrique, batterie, caractérisation de matériaux, matériaux composites, allègement, simulation numérique

EMC of lightened high voltage battery for electric vehicle : materials characterization and study of the radiated electromagnetic field

Abstract :

In automotive industry, electric vehicle is becoming more and more attractive for car buyers. The market penetration of electric vehicle is limited by its short range. One of the solutions to increase the range is to lower the weight of the vehicle by modifying the geometry or the material composition. Nevertheless, such changes may have consequences on the EMC of the vehicle.

The work of this thesis concern the study of weight reduction of the battery shield from an EMC point of view. Several methods for materials characterization are set in this document. A method which uses a TEM cell or a stripline has been designed during this thesis to measure the complex relative permittivity of an unknown dielectric material. Then, the measured properties are inserted into numerical 3D models. The numerical techniques that fit this study are the finite differences in time domain and the method of moments. The study of radiated electromagnetic field from a battery has been performed thanks to a $\frac{1}{2}$ scale model in semi anechoic chamber and mode-stirred reverberation chamber according to standard setups. More complex configurations were studied taking into account the integration of the battery-pack into the vehicle.

Keywords : electromagnetic compatibility, electric vehicle, battery, materials characterization, composite materials, weight reduction, numerical simulation
