



HAL
open science

Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM

Priscila Fernandez-Lopez

► **To cite this version:**

Priscila Fernandez-Lopez. Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM. Electronique. Université de Rouen, 2011. Français. NNT: . tel-00671272

HAL Id: tel-00671272

<https://theses.hal.science/tel-00671272>

Submitted on 17 Feb 2012

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

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

UNIVERSITÉ DE ROUEN

Ecole doctorale Sciences Physiques, Mathématiques et de l'Information
pour l'Ingénieur (SPMII)

Pour obtenir le grade de

Docteur en électronique de l'Université de Rouen

Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM

par

Priscila FERNÁNDEZ LÓPEZ

Thèse dirigée par Serge VERDEYME

Soutenue le 11 janvier 2011

Jury :

Richard GRISEL	Professeur, GPM, Université de Rouen	Président
Lionel PICHON	Directeur de recherche, LGEP	Rapporteur
Odile PICON	Professeur, ESYCOM, Université Marne la Vallée	Rapporteur
Fernando LAS HERAS	Professeur des Universités, Universidad de Oviedo	Examineur
Serge VERDEYME	Professeur des Universités, XLIM, Université de Limoges	Directeur
Christian ARCAMBAL	Docteur ingénieur, CEA Saclay	Co-encadrant
David BAUDRY	Enseignant-chercheur, ESIGELEC	Co-encadrant

Contact

Priscila FERNANDEZ LOPEZ

prisfer@hotmail.com

Laboratoire

ESIGELEC / IRSEEM

Saint Etienne du Rouvray

www.esigelec.fr/IRSEEM

A mis padres

Remerciements

Tout d'abord, je voudrais exprimer mes remerciements à Monsieur Bélahcène MAZARI, Directeur de l'IRSEEM à l'époque où j'effectuais ma thèse et à Madame Anne LOUIS, Responsable du pôle Electronique et Systèmes, de m'avoir offert l'opportunité d'effectuer cette thèse et de m'avoir accueillie dans leur équipe.

Je tiens également à remercier Monsieur le Professeur Serge VERDEYME de l'Université de Limoges d'avoir accepté d'être le directeur de cette thèse et de m'avoir accordé toute sa confiance dans les avancées de mes travaux de recherche.

Merci également à Monsieur Richard GRISEL, Professeur à l'Université de Rouen, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury.

Je voudrais exprimer ma gratitude à Monsieur Lionel PICHON, Directeur de Recherche au LGEP, et à Madame Odile PICON, Professeur à l'Université Marne la Vallée, pour l'intérêt qu'ils ont montré à mes travaux au moment de rapporter ce travail.

Mes plus sincères remerciements à Monsieur Fernando LAS HERAS, Professeur à l'Universidad de Oviedo, pour avoir examiné mon travail et pour être venu spécialement pour ma soutenance. Merci également pour la bonne formation qu'il a su m'offrir durant mes années universitaires et pour avoir toujours montré un réel intérêt à mon travail.

Je voudrais remercier vivement Monsieur David BAUDRY, enseignant-chercheur à l'ESIGELEC et co-responsable du pôle Electronique et Systèmes de l'IRSEEM, pour avoir encadré et suivi ces travaux. En m'impliquant au maximum dans le projet EPEA, il m'a permis d'encore mieux valoriser mon travail au niveau des industriels.

Je souhaite témoigner toute ma reconnaissance à Monsieur Christian ARCAMBAL, docteur-ingénieur au CEA Saclay, pour m'avoir encadrée durant ces trois années et cela même après son départ du laboratoire. Je le remercie pour son aide technique, pour l'effort de correction qu'il a apporté à ce mémoire ainsi que pour son soutien, sa disponibilité et son humour.

Un grand merci à tous mes collègues de l'IRSEEM (anciens et actuels) qui ont fait que les heures de travail soient plus agréables. La liste est bien longue : Christelle, Wissem, Samh, Kahina, Zakariae, Hanen, Lyse, Olfa, Amine Malki, Ali, Abhishek, Rajskumar, Nadia, Amine Belaidi, Hassan, Mamadou, Habib, Doan, David, Romain, Hassene, Javi, Victoria, Yolanda, Imad, Sofiane, Islem, Rami, Ryadh, Fayçal, Khaoula, Jean François, Marcelin, Firas, Ouadie, Zouheir, Moncef, Eric et Nabil ainsi que les

stagiaires qui ont travaillé avec moi : Weiping et Anass. Merci également au personnel technique et administratif de l'IRSEEM.

Et enfin, je remercie toute ma famille et mes amis en Espagne qui ont pensé à moi pendant ces trois années, moi aussi je ne les ai pas oubliés.

Résumé

Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM

Cette thèse effectuée au sein de l'IRSEEM s'inscrit dans le cadre du projet EPEA (EMC Platform for Embedded Applications) du pôle de compétitivité Aerospace Valley. L'objectif de ces travaux est le développement de méthodologies de modélisation des émissions rayonnées de composants électroniques. Les modèles doivent être génériques (i.e. applicable à toute sorte de composant), d'obtention facile et insérables dans des outils de simulation électromagnétique commerciaux.

Un modèle capable de prédire les champs électrique et magnétique dans le demi-espace au-dessus d'un dispositif est développé dans un premier temps. Il est basé sur un réseau de sources équivalentes de type dipôles électrique et magnétique. Deux inversions de matrices au sens des moindres carrées permettent leur détermination. Le modèle est caractérisé en termes de robustesse vis-à-vis de perturbations dans les données d'entrée et est ensuite appliqué à plusieurs circuits (passifs et actifs) avec de bons résultats. L'insertion des modèles dans des simulateurs commerciaux est possible grâce à une réduction du nombre de sources.

Ce modèle est ensuite utilisé pour deux applications CEM : tout d'abord, la prédiction du couplage entre un dispositif agresseur et une ligne de transmission par deux procédures différentes : une analytique et une seconde numérique, puis la prédiction des champs lointains. Finalement, une nouvelle méthode de modélisation pour recréer les champs électrique et magnétique dans l'espace entourant le dispositif est proposée et validée sur des cas simples.

Mots clés : Compatibilité Electromagnétique (CEM), modélisation, sources équivalentes, émissions rayonnées, scan champ proche.

Abstract

Modelling electromagnetic radiation of electronic devices for EMC applications

This thesis was performed in IRSEEM and it is under the EPEA project (EMC Platform for Embedded Applications) of Aerospace Valley cluster. Its objective is to develop models of the emissions radiated by electronic devices. These models must be generic (i.e. applicable to any device), easy to obtain and insertable into commercial electromagnetic simulation tools.

Firstly, a model capable to predict electric and magnetic fields in the half-space above a device is developed. It is based on a set of electric and magnetic dipole equivalent sources. Two matrix inversions using the least-square inverse method allow their determination. The model is applied to several circuits (passives and actives) with good results. The insertion of the models into commercial simulators is possible thanks to a reduction in the number of sources.

This model is then used for two EMC applications. Firstly, the prediction of the coupling between an aggressor device and a transmission line by two different procedures: an analytical one and a numerical one, then the far-field prediction. Finally, another modelling method to recreate the electric and the magnetic fields in the space surrounding the device is proposed and validated on simple cases.

Keywords: Electromagnetic Compatibility (EMC), modelling, equivalent sources, radiated emissions, near-field scan.

Liste des matières

Introduction générale	21
Chapitre 1 : La modélisation CEM des composants électroniques	25
1.1. Introduction	25
1.2. La Compatibilité Electromagnétique (CEM)	26
1.2.1. Définition de la CEM	26
1.2.2. La modélisation CEM	29
1.3. Modèles de rayonnement existants	30
1.3.1. Modèles basés sur des sources équivalentes.....	31
1.3.1.1. <i>Modèles développés à l'IRSEEM</i>	32
1.3.1.2. <i>Modèles développés dans d'autres laboratoires</i>	38
1.3.2. Modèles mathématiques.....	53
1.4. Bilan des modèles	56
1.5. Contexte des travaux	59
1.5.1. Modules du projet	60
1.5.2. Work-Package 2 et objectifs de la thèse	60
1.6. Insertion des cartes des champs sous Microstripes	61
1.7. Conclusions	64
Chapitre 2 : Développement d'un modèle champ électrique-magnétique 2D	65
2.1. Introduction	65
2.2. Méthodologie de modélisation	67
2.3. Mesure en champ proche	74
2.3.1. Banc de mesure champ proche	74
2.3.2. Sondes de mesure.....	75
2.3.3. Chaînes de mesure et son calibrage.....	76
2.3.3.1. <i>Composantes tangentielles du champ électrique</i>	76
2.3.3.2. <i>Composante normale du champ électrique</i>	77
2.3.3.3. <i>Champ magnétique</i>	77
2.3.4. Validation du calibrage.....	82
2.3.5. Mesure de la phase pour les circuits actifs.....	86
2.4. Application du modèle sur des circuits passifs	87
2.4.1. Ligne microruban	87
2.4.2. Diviseur de puissance de Wilkinson	91

2.5.	Application du modèle sur des circuits actifs	94
2.6.	Insertion du modèle sous HFSS.....	98
2.6.1.	Utilisation du modèle	98
2.6.1.1.	<i>Insertion d'un dipôle magnétique sous HFSS</i>	<i>99</i>
2.6.1.2.	<i>Etude sur la validité de la représentation d'un dipôle magnétique comme une boucle électrique équivalente discrétisée</i>	<i>100</i>
2.6.1.3.	<i>Algorithme d'insertion sous HFSS</i>	<i>108</i>
2.6.2.	Réduction du nombre des sources.....	111
2.6.3.	Application de l'insertion du modèle sous HFSS.....	112
2.6.3.1.	<i>Circuit passif : diviseur de puissance de Wilkinson.....</i>	<i>112</i>
2.6.3.2.	<i>Circuit actif : oscillateur</i>	<i>117</i>
2.7.	Discussion sur le modèle	118
2.7.1.	Etude sur la normalisation des matrices à inverser	118
2.7.2.	Etude de la robustesse du modèle face aux perturbations de mesure.....	121
2.8.	Conclusions	124
Chapitre 3 : Applications CEM du modèle d'émission rayonnée et extension à un modèle 3D.....		
127		
3.1.	Introduction	127
3.2.	Prédiction du couplage induit sur une ligne de transmission.....	128
3.2.1.	Etat de l'art.....	128
3.2.2.	Etude du couplage à partir du modèle de rayonnement.....	131
3.2.2.1.	<i>Association du modèle de Taylor au modèle de rayonnement</i>	<i>131</i>
3.2.2.2.	<i>Calcul du couplage par simulation numérique.....</i>	<i>134</i>
3.2.2.3.	<i>Résumé des deux méthodes d'obtention du couplage</i>	<i>137</i>
3.2.3.	Couplage entre un diviseur de puissance de Wilkinson et un câble au-dessus d'un plan de masse	138
3.2.4.	Couplage entre un oscillateur et un câble au-dessus d'un plan de masse	143
3.2.5.	Bilan des deux méthodes pour estimer le couplage.....	145
3.3.	Application du modèle de rayonnement en champ lointain	146
3.4.	Modèle 3D.....	147
3.4.1.	Prédiction des champs sur les côtés des dispositifs	147
3.4.2.	Proposition d'un modèle 3D	152
3.4.2.1.	<i>Application de la méthode sur un cas simple.....</i>	<i>156</i>
3.4.2.2.	<i>Application du modèle sur une self.....</i>	<i>161</i>
3.5.	Conclusions	165
Conclusion générale et perspectives		167

Bibliographie	171
Annexe A : Interface graphique pour l'utilisation d'un modèle de rayonnement	177
Annexe B : Influence de la permittivité relative dans la modélisation du champ électrique	185
Annexe C : Calcul des champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle électrique	187
Annexe D : Calcul des champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle magnétique	191
Annexe E : Application du modèle champ électrique-magnétique 2D à un coupleur hybride 90°	195
Annexe F : Etude sur la validité de la représentation d'un dipôle magnétique comme une boucle électrique équivalente discrétisée	199
Annexe G : Calcul des tensions aux extrémités d'une ligne de transmission pour le modèle de Taylor	205
Annexe H : Liste des publications	207

Liste des figures

Figure 1 : Exemples d'appareils intégrant des systèmes embarqués	25
Figure 2 : Concept d'émission et immunité	26
Figure 3 : Couplage inductif entre un champ magnétique et une boucle	27
Figure 4 : Couplage par diaphonie inductive entre une ligne source et un circuit	28
Figure 5 : Couplage par diaphonie capacitive entre deux lignes	29
Figure 6 : Intérêt de la modélisation au niveau de composants	30
Figure 7 : Différents types de modèles de rayonnement	31
Figure 8 : Modèle basé sur un réseau de sources équivalentes	31
Figure 9 : Démarche de modélisation [6]	33
Figure 10 : Amplitude du champ rayonné par un dipôle électrique placé sur un plan XY (extrait de [6])	34
Figure 11 : Démarche de modélisation (extrait de [6])	34
Figure 12 : Interface graphique	36
Figure 13 : Architecture d'un circuit intégré (extrait de [21])	39
Figure 14 : Modèle ICEM des lignes d'alimentation et sous-modèles PDN et IA (extrait de [23])	39
Figure 15 : Procédure de simulation de l'émission en champ proche d'un CI (extrait de [23])	40
Figure 16 : Etapes d'un algorithme génétique	42
Figure 17 : Distribution de courant utilisant les bases PBF	45
Figure 18 : Sphère de mesure de rayon R_{meas} , sphère minimum contenant le DUT et configuration des sources de courant (extrait de [40])	46
Figure 19 : Prototype de validation expérimental (extrait de [41])	49
Figure 20 : Le Principe d'Equivalence	50
Figure 21 : Modèles du principe d'équivalence	51
Figure 22 : Grille de densité de courant (extrait de [44])	52
Figure 23 : Procédure de la modélisation et résumé de l'étude effectuée dans [44]	53
Figure 24 : Démarche pour le calcul du champ à différentes distances	55
Figure 25 : Structure d'un neurone (extrait de [50])	55
Figure 26 : Prédiction du champ magnétique lointain à partir du champ proche en utilisant un réseau de neurones (extrait de [51])	56
Figure 27 : Partenaires du projet EPEA	60
Figure 28 : Représentation d'une source sous Microstripes	62
Figure 29 : Circuit oscillateur	62
Figure 30 : Champ magnétique simulé et mesuré	63
Figure 31 : Format d'un fichier <i>.esf</i>	63
Figure 32 : Diviseur de puissance de Wilkinson	65
Figure 33 : Comparaison de la mesure et du modèle à 2mm (test)	66
Figure 34 : Comparaison du champ électrique obtenu par HFSS, par le modèle avec $\epsilon_r = 1$ (air) et avec $\epsilon_{reff} = 3,3249$ à 2mm	67
Figure 35 : Modèle des émissions rayonnées	68
Figure 36 : Représentation d'un dipôle (électrique ou magnétique) contenu dans le plan XY	68
Figure 37 : Démarche de modélisation	74
Figure 38 : Configuration de mesure avec le banc champ proche	75
Figure 39 : Sondes de mesure	76
Figure 40 : Chaîne de mesure pour la sonde champ électrique tangentiel	76
Figure 41 : Chaîne de mesure pour la sonde champ électrique normal	77
Figure 42 : Chaîne de mesure pour la sonde champ magnétique	77
Figure 43 : Transformation des paramètres S du coupleur de 3 à 2 ports	78
Figure 44 : Systèmes en cascade et système total	79

Figure 45 : Configuration de la mesure des paramètres S de la sonde.....	80
Figure 46 : Simulation du modèle de la sonde sous HFSS	81
Figure 47 : Schéma de simulation de la chaîne de mesure champ magnétique sous ADS	82
Figure 48 : Câble au-dessus d'un plan de masse.....	83
Figure 49 : Coupes du rayonnement du champ \vec{E} à 2 et 10mm (f = 40MHz).....	84
Figure 50 : Coupes du rayonnement du champ \vec{H} à 2 et 10mm (f = 40MHz).....	84
Figure 51 : Coupes du rayonnement du champ \vec{E} à 2 et 20mm (f = 967Mz).....	85
Figure 52 : Coupes du rayonnement du champ \vec{H} à 2 et 20mm (f = 967MHz).....	85
Figure 53 : Configuration pour effectuer les mesures sur un circuit actif.....	87
Figure 54 : Ligne microruban sous HFSS.....	88
Figure 55 : Courants des dipôles du modèle de la ligne	88
Figure 56 : Simulation HFSS et modèle de la ligne microruban à 2mm	89
Figure 57 : Simulation HFSS et modèle de la ligne microruban à 10mm	90
Figure 58 : Champs électrique et magnétique issues de la mesure et d'une simulation HFSS	91
Figure 59 : Courants électrique I_e et magnétique I_m des dipôles du modèle du diviseur	92
Figure 60 : Modèle et simulation HFSS du diviseur à 2mm.....	93
Figure 61 : Modèle et simulation HFSS du diviseur à 10mm.....	94
Figure 62 : Circuit oscillateur.....	95
Figure 63 : Schéma électrique de l'oscillateur.....	95
Figure 64 : Configuration de la mesure de l'oscillateur	96
Figure 65 : Mesure et modèle de l'oscillateur à 2mm.....	97
Figure 66 : Mesure et modèle de l'oscillateur à 10mm.....	97
Figure 67 : Dipôle électrique sous HFSS	98
Figure 68 : Equivalence entre un dipôle magnétique et une boucle électrique	99
Figure 69 : Première tentative de représentation d'une boucle électrique sous HFSS.....	99
Figure 70 : Champs rayonnés par une boucle électrique.....	100
Figure 71 : Représentation d'un dipôle magnétique sous HFSS.....	100
Figure 72 : Influence du nombre de segments de discrétisation de la boucle.....	102
Figure 73 : Champs totaux créés par une boucle carrée et une boucle ronde de même rayon à 2mm..	103
Figure 74 : Champs totaux créés par une boucle carrée et une boucle ronde de même rayon à 20mm	103
Figure 75 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 100kHz.....	104
Figure 76 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 1MHz	104
Figure 77 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 10MHz	105
Figure 78 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 100MHz	105
Figure 79 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 1GHz.....	105
Figure 80 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 10GHz.....	106
Figure 81 : Distance en fonction de la fréquence à partir de laquelle un dipôle magnétique rayonne comme une boucle électrique discrétisée.....	106
Figure 82 : Champs rayonnés par un dipôle magnétique et par sa b.e.e.d.	108
Figure 83 : Informations des dipôles électriques dans le fichier texte	109
Figure 84 : Représentation de la boucle en trapèzes et ses paramètres	109
Figure 85 : Informations des dipôles magnétiques sous le fichier texte	110
Figure 86 : Algorithme d'insertion sous HFSS	111
Figure 87 : Réseau de dipôles du modèle réduit du diviseur sous HFSS.....	113
Figure 88 : Insertion du modèle et simulation HFSS du diviseur à 2mm	113
Figure 89 : Insertion du modèle et simulation HFSS du diviseur à 10mm	114
Figure 90 : Contribution des deux types de dipôles au rayonnement total.....	115
Figure 91 : Influence du seuil de courant sur le nombre de dipôles conservés et sur l'erreur commise	116
Figure 92 : Réseau de dipôles du modèle réduit de l'oscillateur sous HFSS.....	117

Figure 93 : Insertion du modèle et simulation HFSS de l'oscillateur à 10mm	117
Figure 94 : Mesure et modèles du diviseur à 2mm.....	119
Figure 95 : Mesure et modèles du diviseur à 5mm.....	120
Figure 96 : Mesures et mesures perturbées à 2mm.....	122
Figure 97 : Mesure et modèles du diviseur à 2mm.....	123
Figure 98 : Mesure et modèles du diviseur à 5mm.....	124
Figure 99 : Applications CEM.....	127
Figure 100 : Ligne de transmission et son circuit équivalent	128
Figure 101 : Circuit équivalent de Taylor d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe.....	130
Figure 102 : Circuit équivalent d'Agrawal d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe.....	131
Figure 103 : Circuit équivalent de Rachidi d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe.....	131
Figure 104 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission électriquement courte et adaptée pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe	132
Figure 105 : Théorie des Images pour un dipôle électrique et un dipôle magnétique au-dessus d'un conducteur électrique parfait.....	133
Figure 106 : Procédure de calcul du couplage à partir du modèle de Taylor	134
Figure 107 : Simulation sous HFSS	135
Figure 108 : Champs théoriques et simulés par HFSS à 2mm.....	136
Figure 109 : Champs théoriques et issus de l'insertion des cartes sous HFSS à 20mm	137
Figure 110 : Deux procédures d'obtention du couplage à partir du modèle de rayonnement.....	138
Figure 111 : Diviseur de puissance de Wilkinson.....	139
Figure 112 : Câble au-dessus d'un plan de masse.....	139
Figure 113 : Couplage entre le diviseur de Wilkinson et la ligne de transmission sous HFSS.....	140
Figure 114 : Configuration de la mesure du couplage entre le diviseur et la ligne de transmission.....	140
Figure 115 : Couplage obtenu par mesure, simulation HFSS, modèle de Taylor et modèle inséré à 5mm	141
Figure 116 : Couplage obtenu par le modèle de Taylor à partir du réseau de sources complet, à partir du réseau réduit, à partir du réseau réduit discrétisé et du modèle inséré sous HFSS à 5mm	141
Figure 117 : Configuration de la mesure du couplage entre l'oscillateur et la ligne de transmission ...	143
Figure 118 : Couplage entre le modèle réduit de l'oscillateur et la ligne de transmission sous HFSS .	144
Figure 119 : Couplage obtenu par mesure, modèle de Taylor et modèle inséré à 5mm	144
Figure 120 : Variation des champs électrique et magnétique en fonction de la distance au-dessus de l'oscillateur	146
Figure 121 : Demi-espace de validité du modèle	147
Figure 122 : Source rayonnante composée de cinq boucles de courant placées sur les surfaces d'un parallélépipède	148
Figure 123 : Champs obtenus théoriquement et à partir d'une simulation HFSS	149
Figure 124 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et des mesures pour l'obtention du modèle 2D	150
Figure 125 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et d'évaluation des champs pour la validation du modèle 2D.....	150
Figure 126 : Champs obtenus théoriquement et à partir du modèle.....	151
Figure 127 : Champs obtenus théoriquement et à partir du modèle.....	152
Figure 128 : Définition des surfaces de mesure.....	153
Figure 129 : Définition des différents volumes	154
Figure 130 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et des mesures	157
Figure 131 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle.....	158
Figure 132 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle	158

Figure 133 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle.....	159
Figure 134 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle	160
Figure 135 : Self.....	161
Figure 136 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et des mesures	162
Figure 137 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle.....	162
Figure 138 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle	163
Figure 139 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle.....	164
Figure 140 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle	164
Figure 141 : Fenêtre principale de l'interface graphique	177
Figure 142 : Fenêtre des paramètres d'optimisation du modèle.....	178
Figure 143 : Fenêtre du mode « Manuel ».....	180
Figure 144 : Création d'un dipôle dans le mode manuel.....	181
Figure 145 : Propriétés du dipôle créé dans le cadre « Dipole properties »	182
Figure 146 : Menu montrant les dipôles insérés	182
Figure 147 : Synoptique de l'interface graphique	183
Figure 148 : Comparaison des champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle électrique dans un milieu avec $\epsilon_r=4,4$ et dans l'air ($\epsilon_r=1$)	185
Figure 149 : Ligne microruban	186
Figure 150 : Dipôle électrique dans l'espace	187
Figure 151 : Dipôle magnétique dans l'espace	191
Figure 152 : Coupleur hybride 90°	195
Figure 153 : Courants des dipôles du modèle du coupleur hybride.....	195
Figure 154 : Modèle et simulation HFSS du coupleur hybride à 2mm.....	196
Figure 155 : Modèle et simulation HFSS du coupleur hybride à 10mm.....	197
Figure 156 : Influence de la fréquence	199
Figure 157 : Amplitude des champs à 100kHz.....	200
Figure 158 : Amplitude des champs à 10GHz.....	200
Figure 159 : Influence de la distance d'évaluation des champs	201
Figure 160 : Influence du rayon de la boucle.....	202
Figure 161 : Influence de l'orientation du dipôle magnétique	203
Figure 162 : Amplitude des champs pour $\phi_m=45^\circ$	204
Figure 163 : Amplitude des champs pour $\phi_m=180^\circ$	204
Figure 164 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage à travers le modèle de Taylor.....	205

Liste des tableaux

Table 1 : Bilan des modèles selon différents critères	58
Table 2 : Facteurs d'antenne des sondes champ magnétique.....	85
Table 3 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle de la ligne microruban	90
Table 4 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle du diviseur	94
Table 5 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle de l'oscillateur.....	98
Table 6 : Erreurs minimales et maximales sur les composantes de champ selon le nombre de segments	102
Table 7 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle du diviseur	114
Table 8 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle de l'oscillateur.....	118
Table 9 : Nombre de conditionnement des matrices	119
Table 10: Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par les modèles du diviseur	120
Table 11 : Erreurs entre la mesure, la mesure perturbée et la modélisation	122
Table 12 : Erreurs de couplage et de rayonnement pour le diviseur et la ligne	142
Table 13 : Erreurs du couplage et du rayonnement pour l'oscillateur et la ligne	145
Table 14 : Caractéristiques des deux méthodes pour le calcul du couplage	145
Table 15 : Champ électrique à 3m	146
Table 16 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle et ceux issus du calcul théorique	160
Table 17 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle et ceux issus du calcul théorique	165
Table 18 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle du coupleur hybride	197
Table 19 : Erreurs minimales sur les composantes de champ selon la fréquence	200
Table 20 : Erreurs minimales sur les composantes de champ selon la distance	202
Table 21 : Erreurs minimales sur les composantes de champ selon le rayon de boucle.....	203

Introduction générale

Dans le milieu industriel et dans des domaines aussi variés que l'automobile, l'aéronautique, le spatial et les télécommunications, chaque équipement électronique doit être développé selon un processus bien défini qui doit permettre de fournir au final un dispositif opérationnel et fiable. Dans ce processus de développement, plusieurs phases se succèdent parmi lesquelles la définition des spécifications (c'est-à-dire la définition détaillée des fonctions de l'équipement, de ses contraintes fonctionnelles et environnementales telles que thermiques, vibratoires, électromagnétiques...), la conception, la réalisation, l'intégration éventuelle et la validation. Ainsi, une fois le cahier des charges défini et les spécifications rédigées, un ingénieur concepteur de dispositifs électroniques peut entamer son étude qui peut s'avérer plus ou moins délicate selon les spécificités de son produit.

En effet, de nombreuses contraintes peuvent lui être imposées. Nous pouvons citer la multiplication des fonctions à réaliser, la réduction du poids, du volume, de la consommation électrique de son dispositif notamment si celui-ci est embarqué dans un équipement. De plus, l'environnement dans lequel va être utilisé le circuit électronique peut être préjudiciable : un environnement électromagnétique perturbateur avec la présence d'éventuelles antennes et/ou d'autres circuits émetteurs de signaux parasites, un environnement ionisant dans le cas d'applications spatiales ou encore un environnement climatique alternant très faibles et hautes températures couramment rencontré dans l'automobile et l'aéronautique. Par conséquent, l'ingénieur doit prendre en compte toutes ces données pour pouvoir concevoir son circuit. Outre le développement des fonctions de l'équipement, il lui faut également prévoir les protections nécessaires à contrer l'environnement agressif.

Au niveau des contraintes électromagnétiques, les perturbations peuvent venir aussi bien de l'environnement entourant le circuit que du circuit lui-même. Il est donc nécessaire de prendre en compte ce qu'on appelle la compatibilité électromagnétique inter-système et intra-système : c'est-à-dire que le circuit doit pouvoir fonctionner normalement dans un environnement donné sans se perturber et sans perturber les équipements voisins. Ainsi, il est devenu primordial de contrôler le comportement électromagnétique de chaque circuit électronique et cela à tous les niveaux : équipement, carte et composant. Pour ce faire, les entreprises font de plus en plus appel à des phases de simulation qui permettent de caractériser rapidement les équipements. Toutefois, la fiabilité de ces simulations repose intégralement sur ce qu'on est capable de modéliser et sur les modèles proposés.

C'est dans ce contexte que le projet EPEA (EMC Platform for Embedded Applications) du pôle de compétitivité Aerospace Valley a été lancé en 2007 pour une durée de trois ans. Ce programme propose de créer une plateforme de modélisation et de simulation des phénomènes de compatibilité électromagnétique afin que les industriels aient à leur disposition un outil d'étude performant et facile d'utilisation. Parmi les aspects traités dans ce projet, se trouve la modélisation des émissions rayonnées des circuits électroniques (composants, cartes électroniques, équipements, câblage). C'est dans cette thématique que s'inscrivent mes travaux de thèse. L'objectif de mon étude est de proposer un modèle des émissions rayonnées des composants et cartes électroniques le plus simple possible, qui soit facile d'obtention, et qui soit compatible avec les outils de simulation existants pour plus de souplesse dans son utilisation. Pour parvenir à notre but, nous divisons notre étude en trois grandes parties.

Dans le premier chapitre, après un rappel de ce qu'est la compatibilité électromagnétique et de ses implications sur le développement des dispositifs électroniques, nous abordons tout particulièrement la problématique des émissions rayonnées et de ses prédictions via la modélisation. Nous présentons ensuite un état de l'art sur différentes méthodes de modélisation développées dans des laboratoires universitaires ou chez les industriels et nous établissons un bilan selon des critères en corrélation avec les attentes du projet. Compte tenu de ces objectifs et des modèles étudiés, nous optons pour améliorer un des modèles déjà existant dans notre laboratoire car il s'adapte partiellement à nos besoins.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation du modèle proposé. Il est basé sur un réseau de dipôles électriques et magnétiques et il est construit à l'aide de cartographies des champs électrique et magnétique en amplitude et phase. Pour l'obtention de ces cartographies, nous utilisons le banc champ proche de l'IRSEEM. Les équipements nécessaires, la procédure de mesure et sa validation sont ensuite expliqués. Le modèle est validé sur différents circuits passifs et actifs travaillant à des fréquences entre 40MHz et 1GHz. Une des contraintes du modèle est d'être compatible avec des simulateurs commerciaux (comme HFSS d'Ansoft), nous présentons donc par la suite la procédure d'insertion du modèle dans cet outil de simulation et nous l'appliquons à deux dispositifs. Pour ce faire, une réduction du nombre de sources devient nécessaire pour éviter de saturer les ressources mémoire du calculateur. Il s'agit alors de définir un critère de réduction basé sur un compromis entre précision du modèle et rapidité de calcul. A la fin du chapitre, une discussion sur la robustesse du modèle est abordée.

Dans le troisième et dernier chapitre, nous nous intéressons dans un premier temps aux applications CEM de notre modèle. Nous étudions le couplage entre un dispositif rayonnant, que nous caractérisons avec notre modèle, et une ligne de transmission. Pour ce faire, deux procédures sont possibles. La première est complètement analytique et elle prédit les tensions induites sur les extrémités de la

ligne à partir du réseau de sources, de la Théorie des Images et du modèle de Taylor. La seconde se base sur une simulation numérique du réseau de sources inséré dans HFSS avec la ligne de transmission. En corrélation avec les exigences définies dans les normes de compatibilité électromagnétique et concernant le rayonnement en champ lointain, nous évaluons par la suite, la capacité de notre modèle à prédire les champs loin de la source. Nous terminons ce troisième chapitre par la présentation d'une nouvelle procédure de modélisation. Elle permet la prédiction des champs tout autour du composant/circuit, contrairement à notre premier modèle qui ne prédit les champs que sur le demi-espace au-dessus. Ce modèle se base également sur un réseau de dipôles électriques et magnétiques mais ces derniers sont disposés différemment dans l'espace. Cette nouvelle méthode est validée sur des cas très simples et elle fera, en grande partie, l'objet de la suite de ces travaux. Les conclusions et perspectives de ce travail sont abordées à la fin de ce mémoire.

Chapitre 1 : La modélisation CEM des composants électroniques

1.1. Introduction

Depuis quelques décennies, nous cohabitons avec un grand nombre d'appareils intégrant ce qu'on appelle les systèmes embarqués. Ce sont des systèmes électroniques et informatiques autonomes qui exécutent des tâches prédéfinies. Nous pouvons les trouver au quotidien dans nos voitures, nos téléphones portables, nos appareils électroménagers ou nos connexions Wifi mais aussi au niveau industriel dans les avions ou les satellites (figure 1).



Figure 1 : Exemples d'appareils intégrant des systèmes embarqués

Les avancées technologiques et les besoins des utilisateurs poussent à une miniaturisation des cartes afin d'intégrer plus de composants dans des espaces plus restreints. De plus, les circuits tendent à fonctionner plus rapidement ce qui implique un élargissement du spectre fréquentiel vers les hautes fréquences et donc l'apparition éventuelle de nouvelles perturbations. Les tensions d'alimentation des circuits décroissent abaissant par là-même leur susceptibilité. Toutes ces tendances engendrent de nouvelles contraintes et augmentent les risques de perturbations entre

circuits, ce qui peut provoquer des dysfonctionnements avec des conséquences préjudiciables d'un point de vue économique, sécuritaire voire sur la santé des personnes.

C'est pour répondre à cette problématique que la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) a été introduite. Le fait de la prendre en compte lors du développement des produits impacte sur les coûts et les délais.

Dans la première partie de ce chapitre, nous abordons les concepts relatifs à la CEM, comme sa définition et son importance dans l'industrie. Dans la deuxième partie, nous effectuons un état de l'art sur les modèles d'émission rayonnée en décrivant les modèles développés dans les différents laboratoires de recherche puis nous réalisons un bilan des modèles. Le cahier de charges et donc l'objectif de la thèse sont exposés par la suite, ce qui nous permet de faire une sélection parmi les modèles existants et de mettre en place notre démarche de recherche pour proposer un modèle répondant au mieux aux objectifs.

1.2. La Compatibilité Electromagnétique (CEM)

1.2.1. Définition de la CEM

La norme CEI¹ 61000 ([1]) du CSPIR² définit la CEM comme « l'aptitude d'un appareil ou d'un système électrique ou électronique à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement ».

De cette définition, nous distinguons deux aspects à prendre en compte (figure 2):

- L'émission. Elle désigne les signaux créés par un dispositif et dont la propagation peut nuire au bon fonctionnement des objets situés au voisinage. Le but est de limiter le niveau des émissions non désirées provenant d'un appareil afin de ne pas perturber les voisins.
- L'immunité. Un dispositif doit pouvoir travailler tout en supportant un certain niveau de perturbations externes.

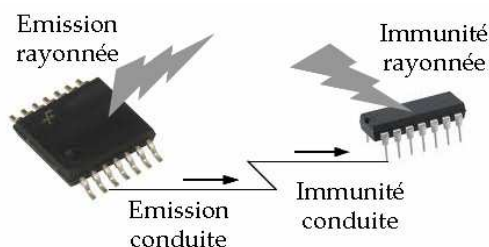


Figure 2 : Concept d'émission et immunité

¹ Commission Electrotechnique Internationale

² Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques

L'émission et l'immunité peuvent exister en conduit ou en rayonné. Dans le premier cas, la perturbation se propage via un câble et dans le deuxième cas, elle se propage dans l'espace.

Il existe différents types de couplage ([2]) :

- Couplage par impédance commune : il apparaît quand le circuit électrique du perturbateur possède une impédance commune (comme par exemple l'impédance d'un plan de masse) avec le circuit électrique de la victime. Aux bornes de cette impédance commune se trouve une tension générée par le courant passant dans le circuit perturbateur. Comme cette impédance est également présente dans le circuit de la victime, ce dernier subit cette tension parasite.

Pour réduire ce couplage, nous pouvons diminuer l'impédance commune ou réduire le courant parasite y circulant.

- Couplage inductif entre un champ magnétique et une boucle : une variation au cours du temps du flux Φ du champ magnétique \vec{B} à travers une boucle de surface S engendre une force électromotrice (f.e.m.) d'induction e (figure 3) dont l'expression est :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d}{dt} S \vec{B} \cdot \hat{n} \quad (1)$$

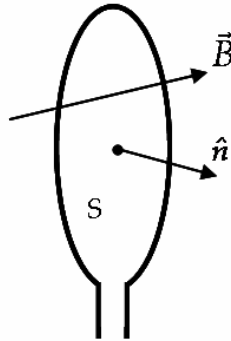


Figure 3 : Couplage inductif entre un champ magnétique et une boucle

La boucle étant fixe, la variation de flux est produite par une variation d'un courant perturbateur à l'origine du champ \vec{B} .

Pour réduire ce type de couplage, nous pouvons réduire la surface S de la boucle, réorienter la boucle en évitant qu'elle soit perpendiculaire au champ magnétique, réduire la rapidité de la variation du champ magnétique (pas toujours réalisable), séparer le plus possible les fils perturbateurs des fils victimes ou bien atténuer le champ magnétique par l'utilisation d'un écran magnétique.

- Couplage par diaphonie inductive : il apparaît lorsque deux circuits sont parallèles sur une certaine longueur (figure 4).

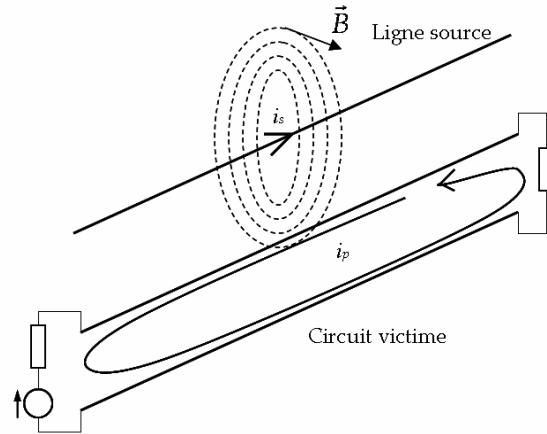


Figure 4 : Couplage par diaphonie inductive entre une ligne source et un circuit

Un courant i_s variable dans le temps crée un champ magnétique \vec{B} variable et par induction, un courant perturbateur i_p apparaît dans la boucle victime.

Comme pour le couplage précédent, la réduction de la tension induite peut se faire en diminuant la surface de la boucle victime en plaçant le fil retour le plus proche du fil aller, en blindant le fil victime et/ou le fil perturbateur, en réduisant la variation du courant dans le temps, en séparant le plus possible les fils coupables des fils victimes ou en évitant de disposer les câbles perturbateurs et perturbés parallèlement les uns aux autres.

- Couplage capacitif entre un champ électrique et un fil : un champ électrique \vec{E} , appliqué à un fil conducteur d'extrémités a et b , développe aux bornes de ce dernier une tension V telle que :

$$V = \int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2)$$

Pour réduire ce couplage, nous pouvons réduire l'effet d'antenne du fil victime en disposant différemment sa géométrie par rapport à l'orientation du champ électrique ou diminuer l'intensité du champ électrique à l'aide d'un écran électrique.

- Couplage par diaphonie capacitive : il apparaît lorsque deux circuits sont parallèles sur une certaine longueur (figure 5).

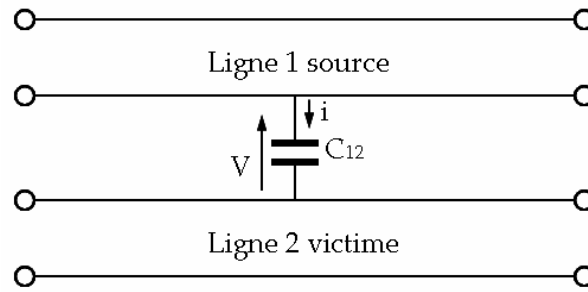


Figure 5 : Couplage par diaphonie capacitive entre deux lignes

C_{12} est la capacité ligne à ligne (source/victime) qui matérialise le couplage capacitif. Le courant perturbateur i vaut :

$$i = C_{12} \frac{dV}{dt} \quad (3)$$

Pour réduire ce couplage, nous pouvons diminuer la permittivité des éventuels diélectriques entourant les fils, séparer le plus possible les fils perturbateurs des victimes et éviter de disposer les câbles parallèlement les uns aux autres.

1.2.2. La modélisation CEM

La CEM doit être vue sous deux approches :

- Normative ou légale. Dans ce cas, le dispositif électronique est considéré vis-à-vis de son environnement. Différentes normes ou directives ont été définies au niveau mondial, européen et français. Lorsqu'un produit est fabriqué, il doit passer différents tests pour évaluer sa conformité avant la mise sur le marché. S'il respecte les normes, il pourra avoir le marquage CE (Conformité Européenne).
- Fonctionnelle. D'un point de vue pratique, les appareils doivent fonctionner convenablement, c'est-à-dire, ils doivent accomplir les fonctions pour lesquelles ils ont été développés. Cela concerne la compatibilité interne de l'équipement et par là-même nous pouvons parler d'auto-compatibilité.

Dans ce contexte, les industriels concernés par les problématiques de CEM, c'est-à-dire, les constructeurs de composants électroniques, les fournisseurs de cartes électroniques et les utilisateurs d'électronique embarquée (principalement des secteurs automobile et aéronautique) ont intérêt à prévoir les interférences électromagnétiques avant même la fabrication des dispositifs pour des raisons économiques et de qualité.

La CEM est alors prise en compte au plus tôt de la phase de conception et elle est importante à tous les niveaux : composant, carte qui intègre les composants, sous-ensembles qui comportent plusieurs cartes, équipements qui regroupent les sous-ensembles (figure 6). La conformité à chaque échelon favorise le bon fonctionnement

lors des phases d'intégration et la démarche CEM tend à décliner les exigences CEM au plus bas niveau, c'est-à-dire, jusqu'au composant.

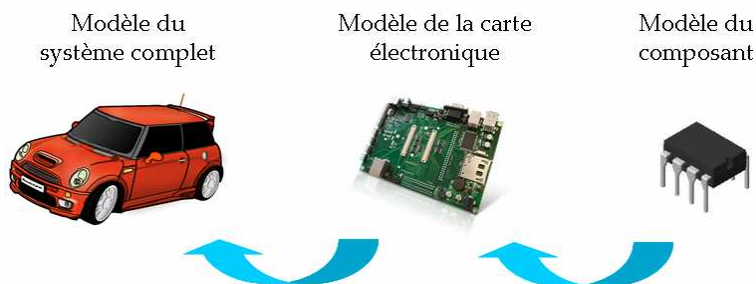


Figure 6 : Intérêt de la modélisation au niveau de composants

Pour la prédiction des éventuelles perturbations électromagnétiques, les industriels utilisent de plus en plus les simulations électromagnétiques dès les premières étapes de la conception du système ([3]-[5]). Pour prévoir la CEM au niveau d'un système complet, les entreprises effectuent des simulations qui requièrent des modèles de composants. Ces modèles vont servir à la simulation des cartes électroniques et les modèles des cartes vont servir à leur tour à modéliser les équipements puis les systèmes complets.

Cette thématique intéresse les industriels mais aussi les divers laboratoires, et notamment notre institut IRSEEM (Institut de Recherche en Systèmes Electroniques Embarqués) qui développe ces thématiques depuis plusieurs années et a proposé différents modèles : sur les émissions rayonnées [6], sur l'immunité rayonnée [7] et sur l'immunité conduite [8].

L'objectif de ma thèse, comme nous le verrons plus précisément au paragraphe 1.5.2, est d'étudier les aspects de CEM au niveau des circuits électroniques (composants et cartes) du point de vue de l'émission et de développer des modèles de rayonnement qui puissent recréer le même champ électromagnétique que le système caractérisé. Cela doit permettre d'évaluer le rayonnement global d'une carte et d'estimer les couplages avec d'autres cartes ou composants.

Nous faisons, par la suite, un état de l'art sur les différents modèles d'émission rayonnée.

1.3. Modèles de rayonnement existants

Depuis quelques années, de nombreux laboratoires parmi lesquels l'IRSEEM ont développé des modèles d'émission rayonnée de dispositifs électroniques. L'objectif de ces modèles est de pouvoir estimer le rayonnement d'un dispositif à n'importe quelle distance afin de prévoir son rayonnement global (comme pour une estimation en champ lointain dans le cadre des normes CEM ou des études d'antenne) et/ou d'estimer les couplages avec d'autres équipements.

Ces modèles peuvent être classifiés (figure 7) selon leur topologie :

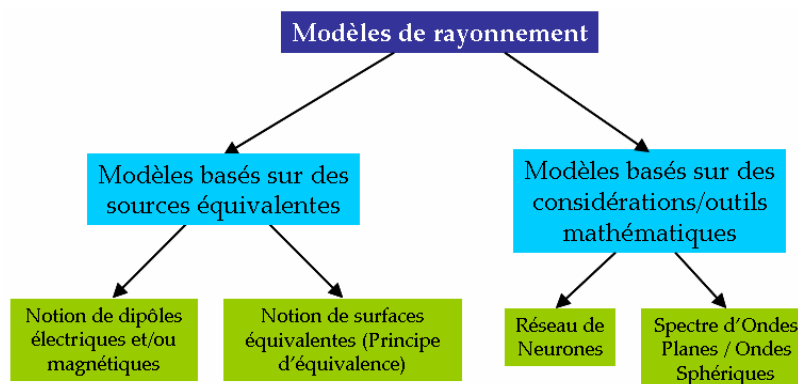


Figure 7 : Différents types de modèles de rayonnement

Par la suite, nous présentons les différents types de modèles en expliquant leur principe, leur démarche d'obtention et les éventuelles applications.

1.3.1. Modèles basés sur des sources équivalentes

Ces modèles représentent le dispositif à caractériser comme un ensemble de sources élémentaires équivalentes qui rayonnent le même champ électromagnétique (figure 8).

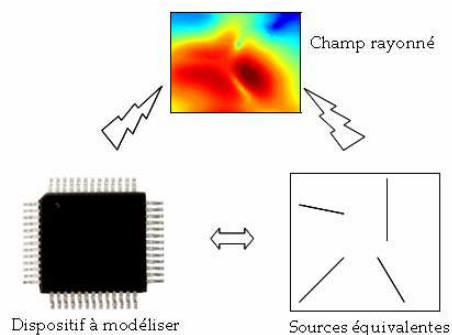


Figure 8 : Modèle basé sur un réseau de sources équivalentes

Le réseau de sources équivalentes est caractérisé par les éléments suivants : le nombre de sources, leur type (dipôle électrique ou magnétique, densité de courant électrique ou magnétique), leur position, leur orientation dans l'espace et leur courant. Ces paramètres sont soit fixés au préalable par l'utilisateur soit déterminés à l'aide de l'architecture du circuit ou à l'aide des cartes de champ magnétique et/ou électrique. La fréquence est également un paramètre à prendre en compte et souvent, un modèle construit ne correspond qu'à une activité spécifique du composant.

La diversité des modèles basés sur des sources équivalentes est fonction des différents moyens d'obtention des variables. Ainsi, nous trouvons des méthodes de résolution basées sur des calculs mathématiques comprenant des inversions de matrices, des algorithmes d'optimisation (différentes techniques telles que les algorithmes génétiques ou la méthode de Levenberg Marquardt sont utilisées), des analyses de la topologie des circuits ...

Pour le calcul et/ou validation du modèle, des cartographies du champ électromagnétique proche sont utilisées. Elles sont obtenues à l'aide de simulations ou de mesures en coordonnées cartésiennes ou sphériques.

1.3.1.1. Modèles développés à l'IRSEEM

➤ Sources équivalentes et méthode inverse

Un modèle du champ magnétique a été développé dans notre laboratoire et est présenté dans [9]. Le réseau de sources équivalentes est composé uniquement de dipôles électriques distribués sur un plan XY. Le nombre et la position des sources est fixé au préalable ; restent comme inconnues du modèle les orientations et les courants qui parcourent les sources. Pour leur détermination, les cartographies des composantes tangentielles du champ magnétique (H_x et H_y) en champ proche sont nécessaires.

L'analyse mathématique de cette approche repose sur les équations du rayonnement magnétique d'un dipôle électrique placé sur un plan XY ([10]). Elles peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} H_x = I_0 \cdot \alpha_x \cdot \sin \theta \\ H_y = I_0 \cdot \alpha_y \cdot \cos \theta \\ H_z = I_0 \cdot (\alpha_{z1} \cdot \sin \theta + \alpha_{z2} \cdot \cos \theta) \end{cases} \quad (4)$$

avec I_0 le courant traversant le dipôle, θ l'orientation du dipôle dans le plan XY et α un paramètre dépendant de la fréquence et de la distance au dipôle.

Le champ total rayonné est dû à la contribution de tous les dipôles, le problème peut alors être exprimé sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} H_x \\ H_y \end{pmatrix} = [\alpha] \begin{pmatrix} I_0 \sin \theta \\ I_0 \cos \theta \end{pmatrix} \quad (5)$$

où $[\alpha]$ est une matrice dont les éléments dépendent des paramètres fixes du réseau de sources (nombre, position et fréquence). H_x et H_y sont les cartographies des champs tangentiels proches (en amplitude et phase) dans un plan parallèle au plan XY et situé à une distance d_1 . A l'aide d'une inversion de matrice au sens des moindres carrés et d'une division élément par élément, il est possible de déterminer les orientations :

$$[\alpha]^{-1} \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_0 \sin \theta \\ I_0 \cos \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A \\ B \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\theta_i = \arctan \left(\frac{A_i}{B_i} \right) \quad (7)$$

Ensuite, une nouvelle matrice $[\beta]$ contenant les orientations précédemment obtenues est définie. Les courants sont calculés grâce à une deuxième inversion de matrice :

$$I_0 = [\beta]^{-1} \begin{pmatrix} [H_x] \\ [H_y] \end{pmatrix} \quad (8)$$

Une fois le modèle construit, le rayonnement du réseau de sources est calculé à la distance d_1 pour vérifier qu'il correspond bien aux cartographies initiales. Ensuite, il est possible de simuler le rayonnement à une autre hauteur d supérieure à d_1 .

Il est à noter, que le modèle permet également de prédire la composante normale du champ magnétique, composante non utilisée lors du calcul matriciel.

La figure 9 montre la démarche de modélisation pour cette approche.

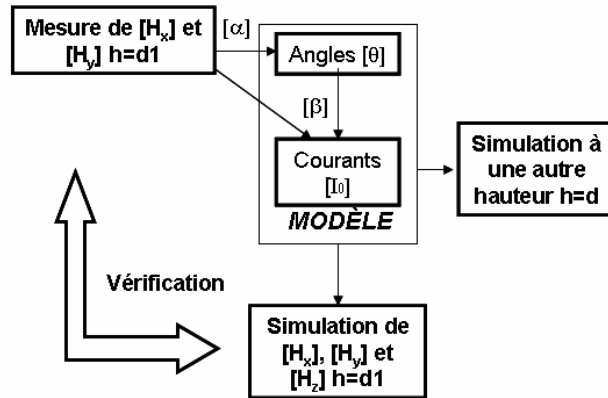


Figure 9 : Démarche de modélisation [6]

Ce modèle a la particularité d'être insérable dans des simulateurs électromagnétiques commerciaux, amplement utilisés dans le monde de l'industrie, comme HFSS ([11]) d'Ansoft et CST Microwave Studio ([12]). L'insertion est faite à l'aide d'une macro qui effectue la lecture d'un fichier .txt contenant les informations relatives aux dipôles.

Cette méthode a été appliquée à divers composants passifs (une self torique et un diviseur de puissance de Wilkinson) et actifs (un oscillateur et un microcontrôleur modem) travaillant entre 400kHz et 1GHz.

La limite de ce modèle est le nombre élevé de dipôles utilisés (quelques centaines), ce qui rend très difficile (voire impossible) l'insertion dans les simulateurs en raison de la limitation des performances mémoire et des fréquences des processeurs des ordinateurs. Dans le but de réduire le nombre de sources et d'améliorer le modèle, les auteurs ont développé une nouvelle méthode basée sur un traitement d'images et sur un algorithme d'optimisation.

➤ Sources équivalentes et « traitement d'images + algorithme d'optimisation »

Le modèle présenté dans [13] est basé sur un réseau de quelques dizaines de dipôles électriques placés dans un plan XY qui rayonne le même champ magnétique que le dispositif à caractériser. Les paramètres du modèle à déterminer sont : le nombre de sources, le courant de chaque dipôle ($I_0 = I_1 + jI_2$) et les position, longueur et orientation de chaque dipôle défini par ses extrémités (x_1, y_1, z_1) et (x_2, y_2, z_2) .

Les cartographies de H_x et H_y sur un plan XY à une distance proche (quelques millimètres) du dispositif sont nécessaires pour obtenir ces variables. Le choix des composantes tangentielles est dû au fait que les maxima du champ magnétique tangentiel sont situés au-dessus du dipôle électrique source tandis que dans le cas de la composante normale, ils sont sur les côtés (figure 10). Ainsi, à l'emplacement de chaque maximum de champ dans les composantes tangentielles, un dipôle électrique est positionné.

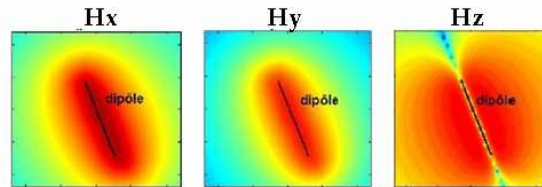


Figure 10 : Amplitude du champ rayonné par un dipôle électrique placé sur un plan XY (extrait de [6])

La figure 11 représente la démarche de modélisation. La représentation de l'amplitude des composantes tangentielles peut être assimilée à des images qui nous permettent d'obtenir le nombre de dipôles et les positions approximatives grâce à un traitement d'images. A partir des cartographies de l'amplitude de H_x et H_y rayonnés par un dispositif sous test (DUT), un seuillage est effectué afin de conserver les points de mesure supérieurs à ce seuil. Ensuite, à l'aide d'une squelettisation, la forme générale des zones de fort champ est extraite et par une détection de droites, le nombre de dipôles et leurs positions approximatives sont déterminés.

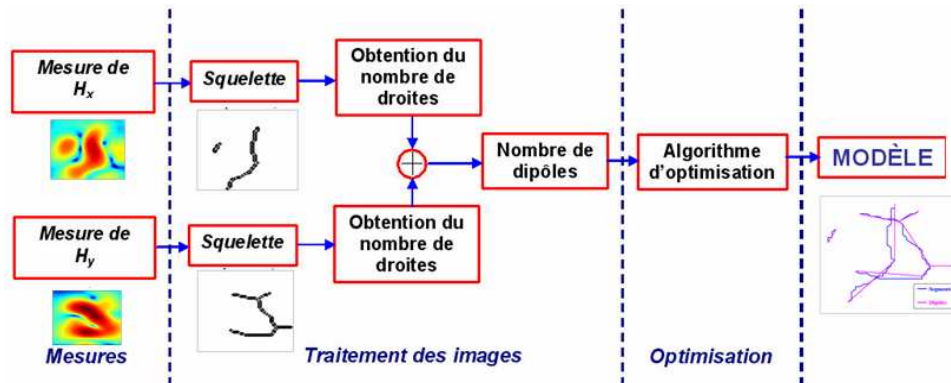


Figure 11 : Démarche de modélisation (extrait de [6])

Le reste des paramètres (courant et position finale des dipôles) est déterminé, dans ce cas, à l'aide d'un algorithme d'optimisation. Une fonction « objectif » est définie de telle sorte qu'elle minimise l'erreur sur les parties réelle et imaginaire des champs mesuré et modélisé :

$$\begin{aligned}
 erreur &= \sum_{i=1}^n |H_{mesu}(M_i) - H_{mod}(M_i)|^2 \\
 &= \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{\alpha} \left| \Re(H_{x,mesu}(M_i)) - \Re(H_{x,mod}(M_i)) \right|^2 + \frac{1}{\beta} \left| \Im(H_{x,mesu}(M_i)) - \Im(H_{x,mod}(M_i)) \right|^2 \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{\gamma} \left| \Re(H_{y,mesu}(M_i)) - \Re(H_{y,mod}(M_i)) \right|^2 + \frac{1}{\delta} \left| \Im(H_{y,mesu}(M_i)) - \Im(H_{y,mod}(M_i)) \right|^2 \right) \quad (9)
 \end{aligned}$$

$$\text{où } \alpha = \sum_{i=1}^n \left| \Re(H_{x,mesu}(M_i)) \right|^2, \quad \beta = \sum_{i=1}^n \left| \Im(H_{x,mesu}(M_i)) \right|^2, \quad \gamma = \sum_{i=1}^n \left| \Re(H_{y,mesu}(M_i)) \right|^2,$$

$$\delta = \sum_{i=1}^n \left| \Im(H_{y,mesu}(M_i)) \right|^2, \quad M_i \text{ est le point où le champ magnétique est mesuré ou}$$

calculé et n est le nombre de points.

L'algorithme d'optimisation choisi est celui de Levenberg-Marquardt (LM) ([14]). C'est une procédure itérative qui minimise une fonction « objectif » (généralement non-linéaire) dans un espace donné des paramètres. Etant donné un ensemble de valeurs $H_{mesu}(M)$, les paramètres λ du modèle $H_{model}(M, \lambda)$ sont optimisés de telle sorte que la somme des carrés des déviations devient minimale :

$$S(\lambda) = \sum_{i=1}^n |H_{mesu}(M_i) - H_{mod}(M_i, \lambda)|^2 \quad (10)$$

Cette méthodologie nécessite de disposer de l'amplitude et de la phase du champ magnétique rayonné. Comme il n'est pas toujours évident d'obtenir ces données, une deuxième fonction « objectif » prenant uniquement en compte l'amplitude des composantes est proposée :

$$\begin{aligned}
 erreur &= \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{\alpha_1} \left(|H_{x,mesu}(M_i)| - |H_{x,mod}(M_i)| \right)^2 + \frac{1}{\alpha_2} \left(|H_{y,mesu}(M_i)| - |H_{y,mod}(M_i)| \right)^2 \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{\alpha_3} \left(|H_{z,mesu}(M_i)| - |H_{z,mod}(M_i)| \right)^2 \right) \quad (11)
 \end{aligned}$$

$$\text{où } \alpha_1 = \sum_{i=1}^n |H_{x,mesu}(M_i)|^2, \quad \alpha_2 = \sum_{i=1}^n |H_{y,mesu}(M_i)|^2 \text{ et } \alpha_3 = \sum_{i=1}^n |H_{z,mesu}(M_i)|^2.$$

Ce modèle a été validé sur divers composants passifs (une self torique et un diviseur de puissance de Wilkinson) et actifs (un oscillateur et un microcontrôleur modem) travaillant entre 400kHz et 1GHz. Il est facilement intégrable sous des logiciels de simulation électromagnétique 3D comme HFSS et CST car le modèle ne comporte qu'environ une vingtaine de dipôles ; par contre, le temps de simulation peut atteindre quelques heures.

Pour faciliter l'utilisation de cette méthode, une interface graphique sous MatLab a été développée (figure 12). Une description plus approfondie est présentée dans l'annexe A de ce rapport de thèse.

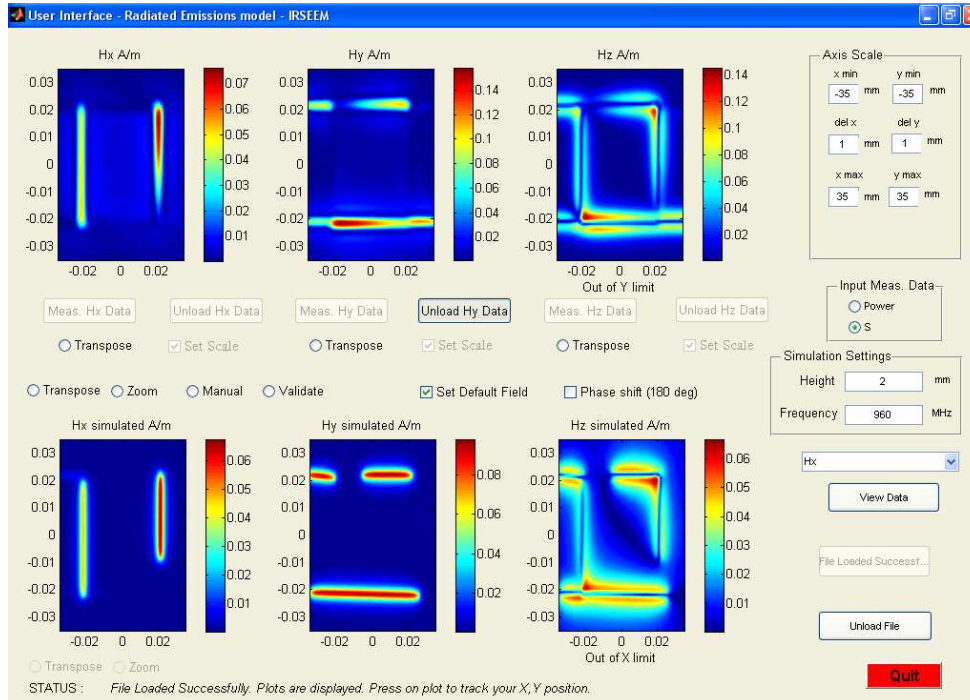


Figure 12 : Interface graphique

C'est une interface conviviale qui permet d'utiliser comme données d'entrée soit des paramètres S (si les mesures de champ proche sont faites à partir d'un analyseur de réseau vectoriel) soit des puissances (si nous les obtenons à partir d'un analyseur de spectre). De plus, une fois le modèle calculé, nous pouvons le sauvegarder dans un fichier en format texte.

Cette interface permet également de préciser les caractéristiques des données d'entrée du modèle comme la fréquence de travail ou les coordonnées de l'espace correspondantes aux mesures du champ. Les cartes provenant de la mesure et celles obtenues par simulation du modèle sont représentées dans l'interface pour pouvoir les comparer facilement.

➤ Sources équivalentes et algorithme d'optimisation

Dans notre laboratoire, l'algorithme de Levenberg-Marquardt est associé, comme nous venons de le voir, à un traitement d'images mais il peut être également utilisé ([15]-[17]) pour palier aux éventuels problèmes de singularité qui peuvent survenir lors de l'inversion de matrices utilisée pour la construction du modèle décrit en ([6]).

Cette approche est basée sur la première mais avec quelques modifications dans le calcul permettant par là-même de prédire également le champ électrique. L'objectif de ce modèle est d'être appliqué à des systèmes de circuits intégrés type SiP (System in Package) et SoC (System on Chip).

Le DUT à caractériser est de nouveau représenté par un réseau de dipôles électriques placés sur un plan XY. La position, le nombre et la longueur des dipôles sont fixés préalablement ainsi que la fréquence. Les paramètres du modèle à déterminer sont alors les orientations θ des dipôles et les courants I_0 les parcourant.

Pour l'obtention des inconnues, l'algorithme d'optimisation LM est utilisé. Pour démarrer l'optimisation, des valeurs initiales de θ et I_0 sont requises. Ces valeurs sont obtenues comme précédemment par une inversion de matrices.

$$[H_x] = [\alpha_x][I_0 \cdot \sin \theta] \rightarrow [\alpha_x]^{-1}[H_x] = [I_0 \cdot \sin \theta] = A_i \quad (12)$$

$$[H_y] = [\alpha_y][I_0 \cdot \cos \theta] \rightarrow [\alpha_y]^{-1}[H_y] = [I_0 \cdot \cos \theta] = B_i \quad (13)$$

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{A_i}{B_i}\right) \quad (14)$$

où $[H_x]$ et $[H_y]$ sont les cartographies des composantes tangentielles du champ magnétique, $[\alpha_x]$ et $[\alpha_y]$ sont deux matrices dont les éléments dépendent des positions, nombre et longueur de dipôles.

Les orientations θ_i étant déterminées, I_0 est calculé via (12) ou (13). L'algorithme LM est maintenant appliqué pour optimiser les orientations et les courants ($\lambda = [\theta, \text{Re}(I_0), \text{Im}(I_0)]$) de telle sorte que la somme des carrés des déviations (S) est minimale :

$$S(\lambda) = \sum_{i=1}^n |H_{\text{mesu}}(M_i) - H_{\text{mod}}(M_i, \lambda)|^2 \quad (15)$$

La fonction à minimiser est :

$$f = \begin{cases} [\Re(\alpha_x) \cdot \Re(I_{0x}) - \Im(\alpha_x) \cdot \Im(I_{0x})] - [\Re(H_x)] \\ [\Re(\alpha_x) \cdot \Im(I_{0x}) + \Im(\alpha_x) \cdot \Re(I_{0x})] - [\Im(H_x)] \\ [\Re(\alpha_y) \cdot \Re(I_{0y}) - \Im(\alpha_y) \cdot \Im(I_{0y})] - [\Re(H_y)] \\ [\Re(\alpha_y) \cdot \Im(I_{0y}) + \Im(\alpha_y) \cdot \Re(I_{0y})] - [\Im(H_y)] \end{cases} \quad (16)$$

où $I_{0x} = I_0 \cdot \sin \theta$ et $I_{0y} = I_0 \cdot \cos \theta$.

Une fois les inconnues déterminées, le réseau de dipôles est utilisé pour calculer le champ magnétique et le champ électrique émis. Les expressions suivantes définissent les trois composantes du champ électrique rayonné par un dipôle sur un plan XY :

$$\left. \begin{aligned} E_x &= f_{E_x}([p_h], [p_0], [I_0], [\theta], fr, dl, \epsilon_{\text{reff}}) \\ E_y &= f_{E_y}([p_h], [p_0], [I_0], [\theta], fr, dl, \epsilon_{\text{reff}}) \\ E_z &= f_{E_z}([p_h], [p_0], [I_0], [\theta], fr, dl, \epsilon_{\text{reff}}) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

où $[p_h]$ est le point d'observation, $[p_0]$ est la position des dipôles, fr est la fréquence de simulation, dl est la longueur des dipôles et ϵ_{reff} est la permittivité effective complexe du diélectrique (Annexe B).

Ce modèle a été appliqué à divers dispositifs : une ligne microruban et une antenne patch microruban travaillant à 1GHz ([15]), une antenne patch miniature à 31,5GHz ([16]) et une antenne patch sur un substrat de silicium travaillant à 20GHz ([17]).

Une limite de ce modèle est qu'il est nécessaire de connaître la valeur de ϵ_{eff} ce qui n'est pas simple dans le cas de cartes électroniques où l'on trouve des composants de différentes natures.

1.3.1.2. Modèles développés dans d'autres laboratoires

➤ Sources équivalentes ajustées manuellement

Dans [18],[19], pour la prédiction des champs, les auteurs modélisent le circuit à l'aide de câbles suffisamment courts devant la longueur d'onde pour y supposer constante la valeur de courant. La position des câbles est déterminée à l'aide de la mesure de la composante normale du champ magnétique : à chaque minimum de champ situé entre deux maxima, un câble est placé. Il reste alors à déterminer le courant de chaque câble et cela se fait de façon manuelle en utilisant le potentiel vecteur \vec{A} :

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \frac{\vec{J}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{r} e^{-j\frac{\omega r}{c}} d\tau \quad (18)$$

où \vec{J} est la distribution de courant sur le câble.

Le champ magnétique rayonné est calculé comme :

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (19)$$

Cette méthode a été appliquée sur deux cas simples (une boucle carrée de 6cm de côté et un câble torsadé de 6cm de longueur chargé 50 Ω travaillant à 100MHz) et à un microcontrôleur travaillant à 80MHz.

Dans le cas de la boucle et du câble torsadé, le seul paramètre à ajuster est la valeur du courant car la géométrie du circuit est connue a priori. Pour cela, la cartographie de B_z est utilisée. La valeur de courant obtenue a été comparée à une mesure donnant une différence dans l'estimation de moins de 15%. Pour le cas du microcontrôleur, des bons résultats ont été également trouvés.

A partir du modèle obtenu, les auteurs calculent le champ électrique à 1 mètre et la valeur estimée est comparée à une mesure effectuée en chambre anéchoïque. Pour le cas de la boucle, un écart de 10dB a été signalé.

➤ Sources équivalentes à partir du modèle ICEM en conduit

Ce modèle est dédié spécifiquement à la caractérisation des circuits intégrés (CI). Il permet de modéliser le champ magnétique et il est basé sur un réseau de dipôles électriques.

La position des dipôles électriques est déterminée à l'aide du modèle IBIS (I/O Buffer Information Specification [20]) et elle va coïncider avec la position des fils de « bonding » qui se trouvent à l'intérieur du CI entre le boîtier et le cœur (figure 13).

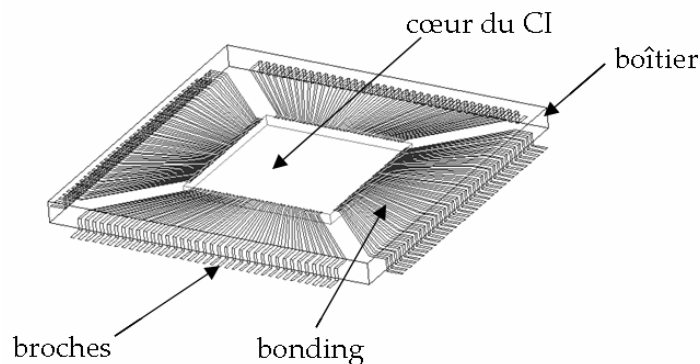


Figure 13 : Architecture d'un circuit intégré (extrait de [21])

Le courant traversant chaque dipôle est obtenu à partir du modèle ICEM (Integrated Circuit Emission Model) en conduit. Le modèle ICEM est composé du sous-modèle PDN (Passive Distribution Network) et du sous-modèle IA (Internal Activity) représentés sur la figure 14 ([21]-[23]).

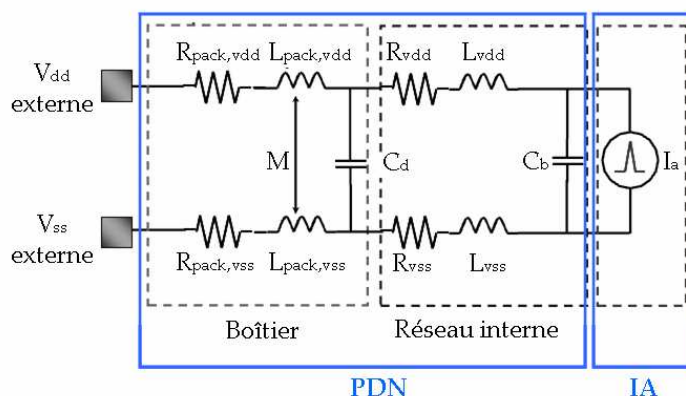


Figure 14 : Modèle ICEM des lignes d'alimentation et sous-modèles PDN et IA (extrait de [23])

Le PDN ou réseau passif d'impédances décrit la structure interne d'alimentation ou de la distribution des entrées/sorties. Il est composé des impédances passives (résistances, condensateurs et selfs) qui représentent le comportement de la capacité de découplage, des fils de câblage (R_{vdd} , L_{vdd} , R_{vss} , L_{vss}) et des interconnexions et éléments parasites du boîtier (R_{pack} , L_{pack}). Pour son obtention, l'impédance entre les broches du CI est mesurée avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA). A partir de la courbe obtenue, il est possible d'extraire les valeurs des éléments discrets.

L'activité interne (IA) est composée d'une source de courant parasite qui décrit l'activité interne des structures analogiques, digitales et d'entrée/sortie. Comme nous n'avons pas accès à l'intérieur du cœur du CI, le courant externe est mesuré grâce au standard IEC 61967 ([24]) puis le courant interne (IA) est déterminé en utilisant le réseau PDN obtenu.

La figure 15 présente la procédure de modélisation. Le modèle ICEM permet de créer un circuit avec des éléments discrets modélisé sous SPICE. La simulation de ce circuit permet d'obtenir le courant dans le domaine temporel $I(t)$ sur chaque fil de

bonding, puis grâce à une transformé de Fourier, le courant dans le domaine fréquentiel $I(f)$. A partir de ce courant et des lignes de courant préalablement obtenues via le modèle IBIS, le champ magnétique rayonné est calculé. A titre indicatif, ce calcul peut se faire à l'aide du logiciel IC-EMC (logiciel de simulation gratuit [25] développé à l'INSA de Toulouse).

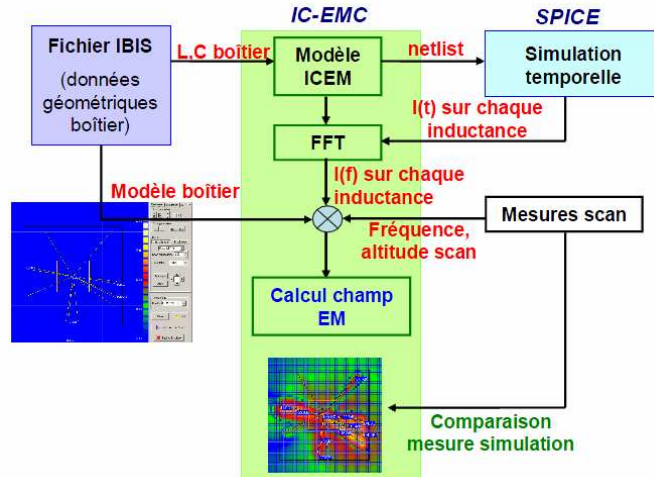


Figure 15 : Procédure de simulation de l'émission en champ proche d'un CI (extrait de [23])

Ce modèle a été appliqué à plusieurs microcontrôleurs travaillant pour différentes applications. Le champ magnétique a été prédit à des fréquences entre 2,27 et 64MHz.

➤ Sources équivalentes avec un algorithme d'optimisation

Dans cette section nous présentons quelques modèles développés en nous focalisant particulièrement sur la représentation et la méthode d'obtention des sources.

▪ Réseau de dipôles magnétiques

Dans [26], le DUT est modélisé par une série de dipôles magnétiques qui vont être placés près des sources rayonnantes réelles ce qui implique un besoin d'information sur l'architecture du circuit. Pour construire le modèle, les cartographies de l'amplitude du champ magnétique en champ proche sont nécessaires.

Un dipôle magnétique est équivalent à une boucle de courant placée sur la position \vec{s} , de rayon a et avec un courant I . Elle est caractérisée par le moment :

$$\vec{M} = I\vec{S} = \pi a^2 I \vec{u} \quad (20)$$

où \vec{u} est le vecteur normal à la boucle.

Pour N points de mesure \vec{R}_n ($n=1, 2, \dots, N$) et N_d dipôles magnétiques, le champ magnétique total est la superposition des champs rayonnés par chaque source élémentaire et il s'exprime comme suit :

$$\vec{H}_{Global,d} = \begin{pmatrix} \vec{H}(\vec{R}_1, k) \\ \vdots \\ \vec{H}(\vec{R}_N, k) \end{pmatrix} = B_d(\vec{R}_1, \dots, \vec{R}_N, k) \cdot \vec{M}_d \quad (21)$$

où B_d est une matrice $3N \times 3N_d$, M_d contient les N_d moments des dipôles.

Les paramètres du modèle à déterminer sont la position des dipôles, les moments (en partie réelle et imaginaire) et l'orientation des moments. Pour leur obtention, la fonction $J(X)$ est minimisée :

$$J(X) = \left\| \vec{H}_{Global,d} - \vec{H}_{Global,mes} \right\|^2 = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^3 \left| \vec{H}_{mes}^{i,n} - \vec{H}_{mod}^{i,n}(X) \right| \quad (22)$$

où $\vec{H}_{Global,mes}$ est le champ magnétique mesuré, X est un vecteur contenant les inconnues du modèle, $\vec{H}_{mes}^{i,n}$ ($i=1, 2, 3$) sont les composantes du champ magnétique rayonné dans les points n ($n=1, 2, \dots, N$) et $\vec{H}_{mod}^{i,n}$ sont les composantes du champ magnétique prédites par le modèle dans les positions n .

Le modèle a été validé sur un dispositif d'électronique de puissance (convertisseur AC/DC) travaillant à 1MHz.

- Réseau de dipôles magnétiques et électriques

Un autre modèle est présenté dans [27]. Il est basé sur un réseau de dipôles électriques et magnétiques dont les paramètres inconnus sont le type de dipôle, les positions, les orientations et le courant. Pour les déterminer, les mesures du champ proche sont nécessaires (champ électrique et/ou magnétique en amplitude et/ou phase sur des points arbitraires).

Un dipôle élémentaire i placé à $r_i = (x_i, y_i, z_i)$ avec une orientation décrite par θ_i et ϕ_i et excité par un courant complexe d'amplitude α_i et phase γ_i peut être représenté par un vecteur de huit éléments :

$$\vec{d}_i = (\varepsilon_i, \alpha_i, \gamma_i, \theta_i, \phi_i, x_i, y_i, z_i) \quad (23)$$

où ε_i est une valeur de type booléen décrivant le type de dipôle. Ainsi, un groupe de N dipôles rayonnants peut être décrit par un vecteur \vec{s} de $8N$ éléments :

$$\vec{s} = (d_1, d_2, \dots, d_N) \quad (24)$$

Les champs rayonnés par ce groupe de dipôles sur un point \vec{r}_m dépendent de \vec{s} :

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}_m, \vec{s}) &= \vec{E}(\vec{r}_m, \vec{d}_1, \vec{d}_2, \dots, \vec{d}_N) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(\vec{r}_m, \vec{d}_i) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(\vec{r}_m, \varepsilon_i, \alpha_i, \gamma_i, \theta_i, \phi_i, x_i, y_i, z_i) \\ &= \left(|E_x(\vec{r}_m, \vec{s})|_{\angle E_x(\vec{r}_m, \vec{s})}, |E_y(\vec{r}_m, \vec{s})|_{\angle E_y(\vec{r}_m, \vec{s})}, |E_z(\vec{r}_m, \vec{s})|_{\angle E_z(\vec{r}_m, \vec{s})} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \vec{H}(\vec{r}_m, \vec{s}) &= \vec{H}(\vec{r}_m, \vec{d}_1, \vec{d}_2, \dots, \vec{d}_N) = \sum_{i=1}^N \vec{H}_i(\vec{r}_m, \vec{d}_i) = \sum_{i=1}^N \vec{H}_i(\vec{r}_m, \varepsilon_i, \alpha_i, \gamma_i, \theta_i, \phi_i, x_i, y_i, z_i) \\ &= \left(|H_x(\vec{r}_m, \vec{s})|_{\angle H_x(\vec{r}_m, \vec{s})}, |H_y(\vec{r}_m, \vec{s})|_{\angle H_y(\vec{r}_m, \vec{s})}, |H_z(\vec{r}_m, \vec{s})|_{\angle H_z(\vec{r}_m, \vec{s})} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

où \vec{E} et \vec{H} sont les champs totaux à \vec{r}_m et \vec{E}_i et \vec{H}_i les champs dus au dipôle i à \vec{r}_m .

Le nombre de sources équivalentes N doit être supérieur ou égal au nombre de sources rayonnantes significatives du DUT. Si ce nombre est plus petit, le DUT ne peut pas être modélisé correctement. En revanche, s'il y a un excès de dipôles, ils tendront vers zéro ou bien ils vont se combiner pour former un seul dipôle. Des études réalisées par les auteurs ([27]) ont montré que le modèle ne doit pas posséder plus de huit dipôles pour ne pas rencontrer des problèmes de convergence lors de l'application de la méthode d'optimisation.

Si le réseau de N sources modélise précisément le dispositif, nous pouvons écrire que :

$$F(\vec{s}) = \sum_{m=1}^M g_m (v_m - f_m(\vec{r}_m, \vec{s})) = 0 \quad (27)$$

où $f_m(\vec{r}_m, \vec{s})$ peut être l'amplitude ou la phase de n'importe quelle composante vectorielle du champ électrique ou magnétique rayonné par les dipôles équivalents ($f_m = |E_x|, \angle E_x, |E_y|, \angle E_y, |E_z|, \angle E_z, |H_x|, \angle H_x, |H_y|, \angle H_y, |H_z|, \angle H_z$) dans le point \vec{r}_m , v_m représente les valeurs mesurées à \vec{r}_m et g_m est une fonction « poids » qui dépend du type d'information (amplitude ou phase) qui est mesurée à \vec{r}_m . Pour déterminer \vec{s} , il faut alors minimiser la fonction F . Pour ce faire, un algorithme génétique (AG) est utilisé ([28]).

L'algorithme génétique (AG) est un type d'algorithme d'optimisation très utilisé. Cet algorithme d'optimisation utilise la notion de « sélection naturelle » et l'applique à une population de solutions potentielles au problème donné. Les étapes d'un algorithme génétique (figure 16) sont : initialisation de la population de base, évaluation de la solution correspondante, si la solution est non adaptée sélection d'une partie de la population, croisement de deux individus pour donner un enfant et mutation des individus enfants.

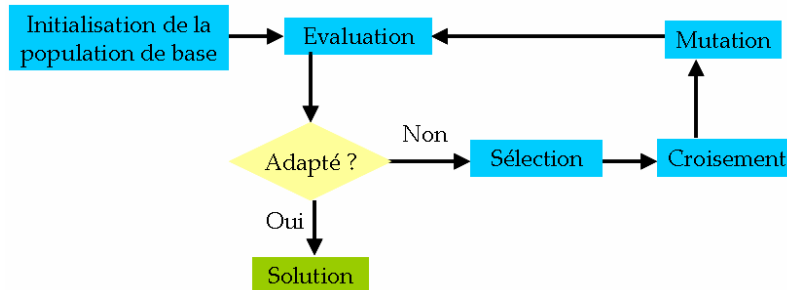


Figure 16 : Etapes d'un algorithme génétique

Le modèle a été construit à partir des cartographies du champ électrique en amplitude sur un cas simple (quatre dipôles électriques et magnétiques rayonnant à 30 et 100MHz) qui permet de valider l'identification de sources rayonnantes et sur deux cas réels : une fente sur un conducteur électrique parfait à 1GHz et un modem PCB à 104MHz. Pour les cas réels, les champs ont été prédits à 10m et comparés aux mesures effectuées dans une chambre semi-anéchoïque avec un bon accord.

Ce modèle a été amélioré ([29]) en rajoutant de nouveaux opérateurs. Dans ce cas, la fonction à minimiser pour trouver le meilleur \vec{s} dans l'étape d'évaluation est :

$$F(\vec{s}) = \sum_{m=1}^M \left| 20 \log \left(\frac{|E_m(M_i)|}{|E_d(M_i, \vec{d}_1, \dots, \vec{d}_N)|} \right) \right| \quad (28)$$

où M est le nombre de points de mesure, E_m est le champ mesuré et E_d est le champ généré par les dipôles.

Cette approche a été validée sur un émetteur amateur radio travaillant à 430MHz. De bons résultats ont été obtenus dans la prédiction du champ électrique à 10m.

Dans le même but de prédire le champ lointain à partir du champ proche, un autre modèle a été proposé dans [30],[31]. Le modèle est construit à partir de cartographies du champ proche magnétique en amplitude et il se base sur un réseau de sources équivalentes de type électrique et/ou magnétique. Chaque dipôle est décrit par le vecteur :

$$\vec{D}_q = (K_q, m_q, \beta_q, x_q, y_q, z_q, \theta_q, \phi_q) \quad (29)$$

où K_q représente le type de dipôle ('0' pour un dipôle magnétique et '1' pour un dipôle électrique), $m_q e^{j\beta_q}$ est le moment du dipôle, (x_q, y_q, z_q) est la position du dipôle et l'orientation est décrite par les angles d'élévation et azimut (θ_q, ϕ_q) . Comme dans les modèles précédents, un individu est composé par N dipôles et représente un réseau de dipôles solution :

$$\vec{s}_k = (\vec{D}_1, \dots, \vec{D}_q, \dots, \vec{D}_N) \quad (30)$$

Dans [30], la fonction « fitness » est exprimée comme suit :

$$F(\vec{s}_k) = \frac{1}{T(\vec{s}_k)} \quad (31)$$

où :

$$T(\vec{s}_k) = a \cdot T_1(\vec{s}_k) + (1 - a) \cdot T_2(\vec{s}_k) \quad (32)$$

$$T_1(\vec{s}_k) = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^M (v_m - f_{m,k})^2}{\sum_{m=1}^M v_m^2}} \quad (33)$$

$$T_2(\vec{s}_k) = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^M \left(\frac{v_m - f_{m,k}}{v_m} \right)^2}{M}} \quad (34)$$

et le modèle est appliqué sur une piste de PCB travaillant à 500MHz, 1 et 2GHz.

Dans [31], la fonction « fitness » est :

$$F(\vec{s}_k) = \frac{1}{T_{NF}(\vec{s}_k)} \quad (35)$$

où :

$$T_{NF}(\vec{s}_k) = \frac{20}{2M} \sum_{m=1}^M \left| \log(v_{m,x}) - \log(f_{m,k,x}) \right| + \left| \log(v_{m,y}) - \log(f_{m,k,y}) \right| \quad (36)$$

M est le nombre de points d'observation, $v_{m,i}$ la mesure et $f_{m,k,i}$ est la grandeur physique obtenue par le modèle. Cette méthode a été appliquée sur un modem ADSL et sur un switch Ethernet travaillant à 125MHz.

D'autres méthodes similaires sont présentées dans [32]-[34], les différences portent notamment sur la définition de la fonction « fitness ». Dans [32], pour résoudre des problèmes d'optimisation multiparamétrique, les auteurs ont développé un algorithme génétique adaptatif qui a des meilleures performances que l'AG classique. Les modèles dans [32] et [33] permettent l'identification des sources rayonnantes du DUT. La valeur ajoutée de la méthode exposée dans [34] est que le modèle obtenu à partir des cartographies à une fréquence donnée est valide pour une certaine bande de fréquences. Il a été appliqué à des dispositifs travaillant entre 300MHz et 10GHz permettant l'identification des sources et la prédiction du champ lointain à partir des cartes en champ proche.

- *Densités de courant électrique et magnétique*

Le principe des sources équivalentes est également utilisé dans [35],[36]. Ces sources de type densités électriques et magnétiques sont placées sur la surface extérieure du dispositif à modéliser et sont obtenues à partir des mesures des composantes tangentielles du champ électrique sur une surface S' entourant le DUT. Le champ électrique rayonné par des courants équivalents au point \vec{r} peut s'exprimer comme suit :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_J(\vec{r}) + \vec{E}_M(\vec{r}) \quad (37)$$

$$\vec{E}_J(\vec{r}) = -j \frac{\eta}{4\pi k} \int_{S'} (k^2 + \nabla^2) \left(\vec{J}_{eq}(\vec{r}') \frac{e^{-jkR}}{R} \right) dS' \quad (38)$$

$$\vec{E}_M(\vec{r}) = -\frac{1}{4\pi} \nabla \times \left[\int_{S'} \vec{M}_{eq}(\vec{r}') \frac{e^{-jkR}}{R} dS' \right] \quad (39)$$

où η est l'impédance intrinsèque du milieu, k est le nombre d'onde et $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$ avec \vec{r}' le vecteur position d'une des sources.

Pour utiliser l'expression de l'équation (37), il est nécessaire de développer l'intégrale en exprimant les sources dans un repère bien adapté. Toutefois, comme la surface S' du DUT peut être de forme quelconque, il n'est parfois pas possible de définir un repère unique simple, commun à toutes les sources. La solution consiste alors à discrétiser la surface S' en petites surfaces et à définir un repère cartésien local pour chaque cellule.

Dans [35], pour chaque cellule, une base $(\hat{u}_{T_n}, \hat{v}_{T_n})$ de type « pulse » (Pulse Basis Function) est définie (figure 17).

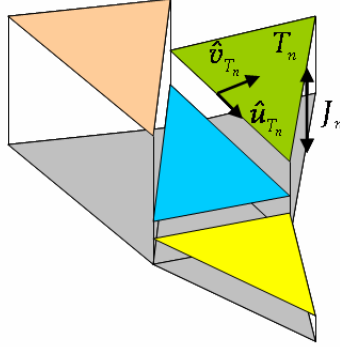


Figure 17 : Distribution de courant utilisant les bases PBF

Les courants équivalents sur les sous-domaines sont décomposés comme suit :

$$\vec{J}_{eq}(\vec{r}') = \sum_{n=1}^N J_{u_n} \hat{u}_{T_n} + J_{v_n} \hat{v}_{T_n} \quad (40)$$

Ainsi, le champ électrique dû à la contribution des courants électriques devient :

$$\vec{E}_J(\vec{r}) = -j \frac{\eta}{4\pi k} \sum_{n=1}^N \left[\begin{array}{l} \hat{u}_{T_n} J_{u_n} \int_{S_n} \left((k^2 + \nabla^2) \frac{e^{-jkR}}{R} \right) dS_n \\ + \hat{v}_{T_n} J_{v_n} \int_{S_n} \left((k^2 + \nabla^2) \frac{e^{-jkR}}{R} \right) dS_n \end{array} \right] \quad (41)$$

Le champ électrique étant connu sur une certaine surface englobant le DUT (champ issu d'une mesure en sphérique), le problème consiste alors à déterminer les courants. Le problème s'écrit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{\theta, J_u} & Z_{\theta, J_v} & Z_{\theta, M_u} & Z_{\theta, M_v} \\ Z_{\phi, J_u} & Z_{\phi, J_v} & Z_{\phi, M_u} & Z_{\phi, M_v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_u \\ J_v \\ M_u \\ M_v \end{bmatrix} \quad (42)$$

où les éléments de la matrice Z dépendent de la position du champ mesuré, de la géométrie de la surface où les courants sont reconstruits et de la fréquence.

Ce système d'équations n'est pas forcément bien conditionné, ce qui peut rendre délicate l'application de la pseudo-inverse de Z . Ce problème est alors résolu à l'aide de la méthode du gradient conjugué (GC).

Ce modèle a été appliqué à une antenne cornet travaillant à 2,5GHz. Suite à la procédure de modélisation, les auteurs ont pu montrer que les courants obtenus sur les parois métalliques du cornet (surfaces discrétisées en sous-domaines) coïncident bien avec les courants « réels » obtenus à l'aide d'un simulateur basé sur la méthode des éléments finis. Le champ électrique a été également prédit en champ lointain et comparé à la mesure avec de bons résultats.

Dans [36], la méthode est améliorée en termes de résolution grâce à l'introduction de nouvelles bases.

➤ Sources équivalentes et notion d'expansion modale

Cette méthode ([37],[38]) modélise le dispositif sous test (principalement une antenne) par un réseau de L_{source} sources de courant placées sur une sphère minimum de rayon r_{min} le contenant. Pour l'obtention du modèle, la mesure des composantes tangentielles du champ électrique proche (en amplitude et phase) sur une sphère de rayon $R_{meas} \geq r_{min}$ est nécessaire (figure 18).

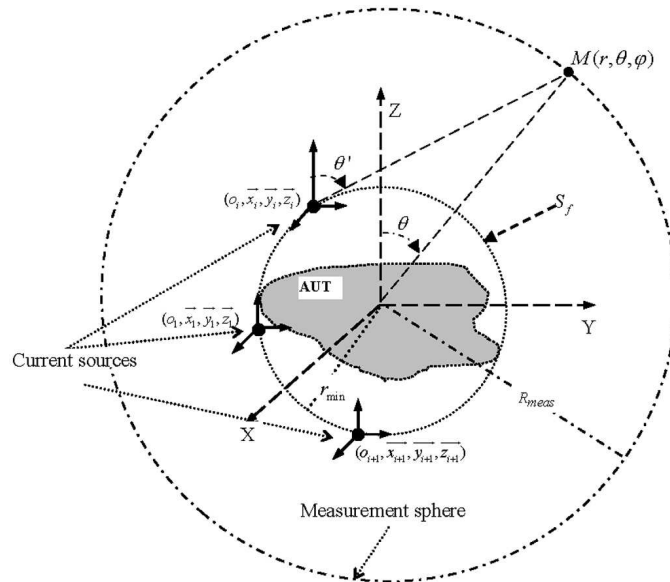


Figure 18 : Sphère de mesure de rayon R_{meas} sphère minimum contenant le DUT et configuration des sources de courant (extrait de [38])

Chaque source de courant est composée de six dipôles infinitésimaux orthogonaux : trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques polarisés suivant l'axe p ($p=\{x,y,z\}$). Le but de la modélisation est de déterminer les sources équivalentes du DUT.

D'une part, le champ électrique rayonné par l'antenne sous test (AUT) \vec{E}_{AUT} en coordonnées sphériques peut être exprimé comme une expansion modale (SWE, Spherical Wave Expansion) tronquée dans la région en dehors de la sphère minimum r_{min} comme suit :

$$\vec{E}_{AUT}(\vec{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \sum_{j=1}^{J_{max}} Q_j \vec{F}_j^{(3)}(\vec{r}) \quad (43)$$

où $J_{max} = 2N_{ir}(N_{ir} + 2)$, $N_{ir} = [k \cdot r_{min}] + 10$ (où $[\cdot]$ représente la partie entière), k est le nombre d'onde et $\eta = \sqrt{\epsilon/\mu}$. Les coefficients de transmission Q_j sont calculés en utilisant les propriétés d'orthogonalité des fonctions d'ondes sphériques $\vec{F}_j^{(3)}(\vec{r})$ et à partir des composantes tangentielle du champ électrique sur la sphère de mesure.

D'autre part, le champ \vec{E}_{AUT} , que nous appelons maintenant \vec{E}_{mod} , peut être décrit par la contribution de toutes les sources équivalentes.

$$\begin{aligned} \vec{E}_{mod}(\vec{r}) &= \sum_{i=1}^{L_{source}} \vec{E}_{i,source}(\vec{r}) \\ &= \frac{k}{\sqrt{\eta}} \sum_{i=1}^{L_{source}} \sum_{j=1}^{J_{max}} \left(\alpha_i^{e,x} A_{j,i}^{e,x} + \alpha_i^{m,x} A_{j,i}^{m,x} + \alpha_i^{e,y} A_{j,i}^{e,y} \right. \\ &\quad \left. + \alpha_i^{m,y} A_{j,i}^{m,y} + \alpha_i^{e,z} A_{j,i}^{e,z} + \alpha_i^{m,z} A_{j,i}^{m,z} \right) F_j^{(3)}(\vec{r}) \\ &= \frac{k}{\sqrt{\eta}} \sum_{i=1}^{L_{source}} \sum_{j=1}^{J_{max}} [A_{j,i}] \cdot S_i^T \cdot \vec{F}_j^{(3)}(\vec{r}) \end{aligned} \quad (44)$$

où $[S_i] = [\alpha_i^{e,x}, \alpha_i^{e,y}, \alpha_i^{e,z}, \alpha_i^{m,x}, \alpha_i^{m,y}, \alpha_i^{m,z}]$ sont des variables dépendant de la longueur dl des dipôles infinitésimaux et des courants $I_i^{e,p}$ et $I_i^{m,p}$ ($p=\{x,y,z\}$) les parcourant. Les coefficients $[A_{j,i}] = [A_{j,i}^{e,x}, A_{j,i}^{e,y}, A_{j,i}^{e,z}, A_{j,i}^{m,x}, A_{j,i}^{m,y}, A_{j,i}^{m,z}]$ permettent le passage du repère $(o_i, \vec{x}_i, \vec{y}_i, \vec{z}_i)$ centré sur chaque source équivalente i au repère global $(o, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$.

Si nous identifions \vec{E}_{AUT} avec \vec{E}_{mod} :

$$\sum_{j=1}^{J_{max}} Q_j \vec{F}_j^{(3)}(\vec{r}) = \sum_{i=1}^{L_{source}} \sum_{j=1}^{J_{max}} [A_{j,i}] \cdot S_i^T \cdot \vec{F}_j^{(3)}(\vec{r}) \quad (45)$$

et en exprimant le problème sous forme matricielle :

$$A \cdot X = Q \quad (46)$$

où la matrice $A = (A_{j,i})_{\substack{1 \leq i \leq L_{source} \\ 1 \leq j \leq J_{max}}}$ a $6 \times L_{source}$ colonnes et J_{max} lignes et elle exprime les relations linéaires entre les coefficients de transmission $Q = [Q_1, Q_2, \dots, Q_{J_{max}}]^T$ et les sources équivalentes $X = [S_1, S_2, \dots, S_{L_{source}}]^T$. Le vecteur X a $6 \times L_{source}$ éléments à déterminer.

Une réduction du nombre de sources (et en conséquence du nombre de dipôles infinitésimaux) a été aussi menée en définissant un seuil sur la puissance totale rayonnée par l'AUT.

Cette méthode a été légèrement modifiée pour être appliquée à des structures planaires ([39],[40]). Dans ce cas, une source élémentaire est composée de quatre dipôles infinitésimaux polarisés suivant les composantes tangentielle au DUT. A

partir d'information à priori, les sources sont distribuées sur la surface plane du dispositif.

La procédure de modélisation a été appliquée à divers dispositifs : une antenne patch microruban travaillant à 2,43GHz, un réseau d'antennes microruban à 5,82GHz et une antenne cornet à 12GHz.

➤ Sources équivalentes et notion de développement multipolaire

La méthode présentée dans [41] propose de modéliser un dispositif par des sources équivalentes fictives de type dipôles, quadripôles... à l'aide d'un développement multipolaire.

Cette méthode repose sur la notion d'ondes sphériques. Ainsi, pour représenter un circuit par un ensemble de sources multipolaires placées en un point (sources dont le nombre et la nature vont dépendre du dispositif, de la distance à laquelle on souhaite obtenir le champ...), il faut connaître le champ sur une sphère entourant le dispositif. Pour une meilleure précision et exploitation du modèle, il est préférable de définir la sphère minimale englobant le dispositif à caractériser.

Par exemple pour le champ d'induction magnétique \vec{B} , il peut être exprimé en fonction de son potentiel scalaire magnétique Ψ :

$$\begin{aligned} \vec{B}(f, r, \theta, \varphi) &= -\mu_0 \overrightarrow{\text{grad}}(\psi(f, r, \theta, \varphi)) \\ &= -\mu_0 \overrightarrow{\text{grad}} \left(\frac{1}{4\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=-n}^{+n} A_{nm}(f) \frac{1}{r^{n+1}} S_{nm}(\theta, \varphi) \right) = \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=-n}^{+n} \vec{B}_{nm} \end{aligned} \quad (47)$$

$$\vec{B}_{nm} = -\frac{\mu_0}{4\pi} A_{nm}(f) \overrightarrow{\text{grad}} \left(\frac{1}{r^{n+1}} S_{nm}(\theta, \varphi) \right) \quad (48)$$

où (r, θ, φ) sont les coordonnées sphériques dans le repère dont l'origine est le centre du développement multipolaire, $A_{nm}(f)$ sont les coefficients de la décomposition que l'on cherche à identifier et S_{nm} désigne les fonctions harmoniques sphériques réelles (HSR) d'ordre n et de degré m . Elles sont définies par :

$$S_{nm}(\theta, \varphi) = \Theta(\theta) \Phi_m(\varphi) \quad (49)$$

avec :

$$\Theta_{nm}(\theta) = (-1)^{|m|} \sqrt{\frac{(n-|m|)!}{(n+|m|)!}} P_{n|m|}(\cos \theta) \quad (50)$$

$$\Phi_m(\varphi) = \begin{cases} \sqrt{2} \cos(m\varphi), & \text{si } m > 0 \\ 1, & \text{si } m = 0 \\ \sqrt{2} \sin(|m|\varphi), & \text{si } m < 0 \end{cases} \quad (51)$$

où P_{nm} sont les polynômes de Legendre associés.

Pour l'identification des coefficients, la méthode demande à disposer de la mesure du flux d'induction magnétique à travers de grandes antennes boucles en court-circuit positionnées sur la surface d'une même sphère de mesure S_M (de rayon

r_M) entourant l'équipement sous test. Le principe de mesure est similaire à un filtrage spatial : la forme des bobines du capteur permet de n'être sensible qu'à une seule composante du champ multipolaire à la fois.

La relation entre le flux et le champ d'induction magnétique \vec{B} est décrite par la loi de Lenz :

$$flux_{nm} = \iint_{\text{Portions de } S_M} \vec{B}_{nm}(r_M, \theta, \varphi) \cdot \hat{n} dS = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{n+1}{r_M^{n+2}} A_{nm}(f) \iint_{\text{Portions de } S_M} S_{nm}(\theta, \varphi) dS \quad (52)$$

où \hat{n} est la normale unitaire sortante de S_M et $flux_{nm}$ correspond à la somme des flux à travers les bobines dédiées à ce capteur de composante. Dans ces conditions, la détermination de A_{nm} est directe.

La figure 19 montre le prototype qui permet la mesure du flux. Il est composé des capteurs des composantes A_{10} et A_{20} . Les bobines sont placées sur une sphère de mesure de rayon 0,225m. En plus de ces quatre bobines, une autre sur le plan d'équateur de la sphère de mesure est construite. Ce prototype permet la réalisation des mesures sur la bande de fréquence de 9kHz à 30MHz.

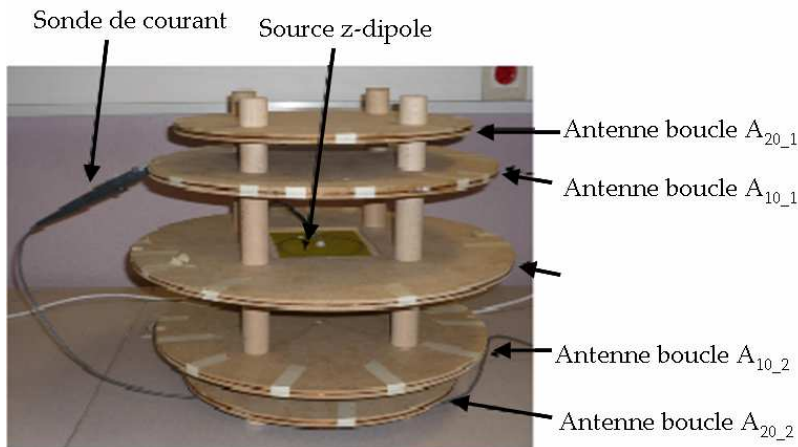


Figure 19 : Prototype de validation expérimental (extrait de [41])

Une fois les coefficients de la décomposition connus, il est possible de faire rayonner chaque source pour déterminer le champ à une distance plus grande que le rayon de la sphère minimale.

Pour caractériser un convertisseur statique, les auteurs ont trouvé qu'une décomposition limitée à l'ordre 2 donne une précision suffisante. Il y a donc huit coefficients à déterminer : trois composantes dipolaires ($n=1$) et cinq quadripolaires ($n=2$).

Le développement multipolaire est utilisé dans [42] pour calculer l'inductance mutuelle entre les composants d'un filtre CEM.

➤ Principe d'équivalence

Le principe d'équivalence ou principe de Huygens ([10]) énonce qu'un champ dans une région sans pertes peut être déterminé de façon unique à partir des sources dans la région et à partir :

- des composantes tangentielles du champ électrique sur les frontières de la région
- ou des composantes tangentielles du champ magnétique sur les frontières
- ou du champ électrique sur une partie des limites et du champ magnétique sur le reste de la limite.

Les champs à l'extérieur d'une surface fermée imaginaire sont obtenus en plaçant des densités de courant électrique et magnétique adéquates sur cette surface de façon à respecter les conditions aux limites. Cette théorie est notamment utilisée pour les antennes de type cornet.

La figure 20(a) montre une source rayonnante représentée par les densités de courant \vec{J}_1 et \vec{M}_1 . La source rayonne les champs \vec{E}_1 et \vec{H}_1 dans tout l'espace. Nous définissons une surface fermée S (représentée en pointillée) qui entoure les densités \vec{J}_1 et \vec{M}_1 . Le volume dans S est noté V_1 et V_2 est le volume extérieur. Dans notre problématique, nous voulons remplacer le problème initial par un problème équivalent qui produise les mêmes champs \vec{E}_1 et \vec{H}_1 en dehors de S (i.e. dans V_2).

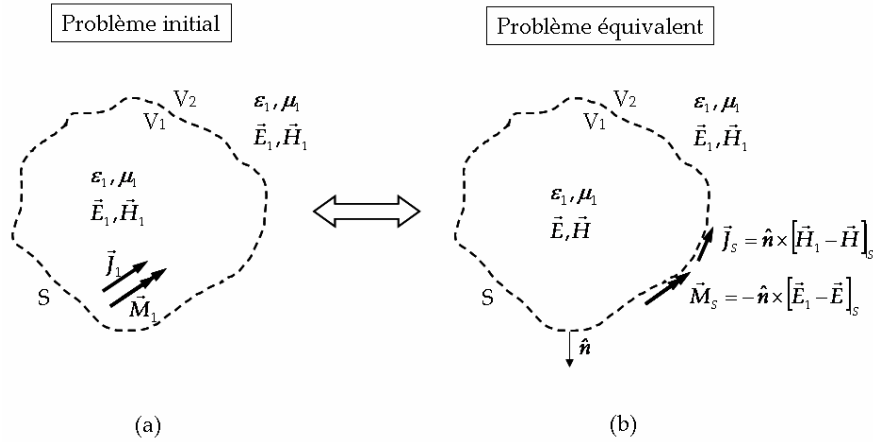


Figure 20 : Le principe d'équivalence

Le problème équivalent est présenté sur la figure 20(b). Les sources initiales \vec{J}_1 et \vec{M}_1 ont été supprimées et nous considérons l'existence de champs \vec{E} et \vec{H} dans S et des champs \vec{E}_1 et \vec{H}_1 à l'extérieur de S . Pour que cela soit possible, les composantes tangentielles des champs électrique et magnétique doivent satisfaire les conditions aux limites :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times [\vec{H}_1 - \vec{H}]_s \quad (53)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times [\vec{E}_1 - \vec{E}]_s \quad (54)$$

Ces sources rayonnent dans un milieu illimité (même milieu dans tout l'espace) et elles produisent les mêmes champs que le problème initial (\vec{E}_1 et \vec{H}_1) uniquement dans le volume V_2 . Puisque l'espace n'a pas de limite, les champs peuvent être déterminés à partir des équations suivantes :

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_{V'} \vec{J} \frac{e^{-jkR}}{R} dV' \quad (55)$$

$$\vec{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi} \iiint_{V'} \vec{M} \frac{e^{-jkR}}{R} dV' \quad (56)$$

$$\vec{E} = \vec{E}_A + \vec{E}_F = -j\omega\vec{A} - j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \nabla \times \vec{H}_A - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (57)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_A + \vec{H}_F = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} - j\omega\vec{F} - j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} - \frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \vec{E}_F \quad (58)$$

Comme les champs \vec{E} et \vec{H} peuvent avoir n'importe quelle valeur, nous pouvons les fixer à zéro. Dans ce cas, le problème équivalent de la figure 20(b) devient celui de la figure 21(a), que nous appelons principe de Love ([10]), où :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}_1 \quad (59)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E}_1 \quad (60)$$

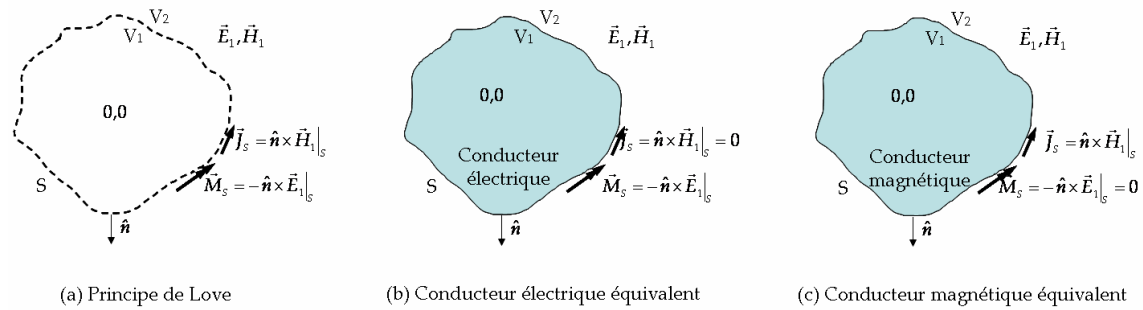


Figure 21 : Modèles du principe d'équivalence

Ces densités de courant rayonnent dans un milieu illimité (mêmes μ et ε dans tout l'espace), et les champs peuvent être calculés grâce aux équations (55) à (58).

Il est aussi possible d'introduire un deuxième milieu à l'intérieur de S de telle façon à conserver les valeurs nulles des champs dans cette région. Ce matériel peut être un conducteur électrique parfait (figure 21(b)) qui impose l'existence seulement de la densité de courant magnétique \vec{M}_s sur la surface S , \vec{J}_s devenant nulle. Comme les sources ne rayonnent pas dans un milieu illimité, il n'est plus possible d'utiliser les équations (55) à (58) pour l'obtention des champs. Pour contourner cette difficulté, nous utilisons la Théorie des Images qui réduit le problème à avoir une densité de courant magnétique dans un milieu illimité de telle sorte que :

$$\vec{M}_s = -2\hat{n} \times \vec{E}_1 \quad (61)$$

Une dernière option est l'introduction d'un conducteur magnétique parfait (figure 21(c)). Cela implique l'existence uniquement d'un courant électrique sur la surface S . Comme dans le cas précédent, il n'est pas possible d'utiliser les équations (55) à (58) pour calculer les champs rayonnés par les sources. Et comme pour le conducteur électrique, la densité de courant électrique est modifiée par :

$$\vec{J}_s = 2\hat{n} \times \vec{H}_1 \quad (62)$$

Une fois les densités de courants sur la surface S déterminées, il est possible de calculer le champ à n'importe quel point dans le volume V_2 . Pour cela, il faut d'abord déterminer les potentiels \vec{A} et \vec{F} puis \vec{E} et \vec{H} .

Cette méthode est évoquée dans [43] pour obtenir le rayonnement de circuits hyperfréquences.

Dans [44], les auteurs se servent d'une mesure du champ magnétique proche au-dessus du composant à caractériser pour déterminer les densités de courant en x et y aux différents points d'une grille préalablement définie sur la surface de mesure. Dans la figure 22, les flèches suivant x représentent J_x et les flèches suivant y représentent J_y .

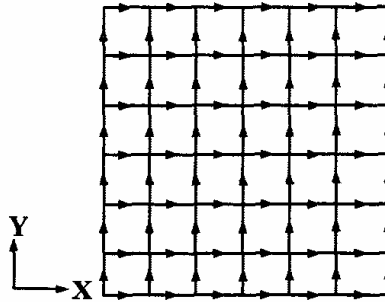


Figure 22 : Grille de densité de courant (extrait de [44])

Ce modèle équivalent peut être inséré dans un outil de simulation basé sur la méthode FDTD (méthode des différences finies dans le domaine temporel). Pour ce faire, les densités de courant sont représentées par des pseudo-fils parcourus par un courant. Il est également possible d'étudier le rayonnement quand nous incluons un deuxième dispositif à proximité.

La méthode a été appliquée sur une ligne microstrip travaillant à 100MHz. Pour l'obtention du modèle de la ligne, une mesure du champ magnétique sur un plan parallèle à 2,97mm a été effectuée. Le modèle a été ensuite inséré dans un simulateur dans lequel un conducteur parfait (PEC) planaire a été également placé à 5mm au-dessus de la ligne. Le champ à 6mm est obtenu dans cette configuration et il est comparé à la mesure et à la simulation (voir figure 23).

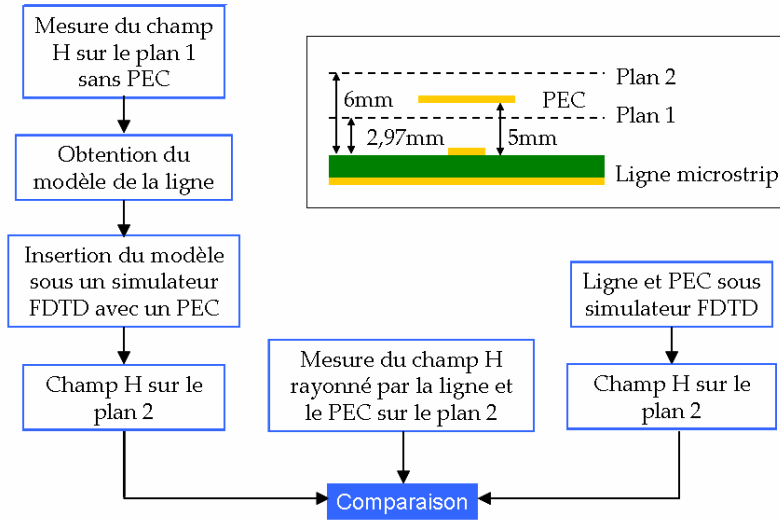


Figure 23 : Procédure de la modélisation et résumé de l'étude effectuée dans [44]

1.3.2. Modèles mathématiques

Il existe également des méthodes mathématiques qui permettent d'estimer le champ proche et le champ lointain à partir de la mesure en champ proche. Nous présentons par la suite quelques techniques comme le spectre d'onde plane et les réseaux de neurones.

➤ *Spectre d'onde plane*

Dans un milieu linéaire, homogène (permittivité ε et perméabilité μ) et isotrope, loin de sources, les équations de Maxwell s'écrivent comme ([45],[46]) :

$$\begin{cases} \nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = \vec{0} \\ \nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = \vec{0} \\ \nabla \cdot \vec{E} = 0 \\ \nabla \cdot \vec{H} = 0 \end{cases} \quad (63)$$

avec $k^2 = \omega^2 \mu \varepsilon$ et $\omega = 2\pi f$.

Une solution simple des équations de Maxwell est une onde plane de type :

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{F}(\vec{k}) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} \quad (64)$$

où $\vec{k} = k_x \hat{x} + k_y \hat{y} + k_z \hat{z}$ est le vecteur d'onde déterminant la direction de propagation et $\vec{F}(\vec{k})$ représente le vecteur amplitude de l'onde.

Si nous introduisons l'équation (64) dans $\nabla \cdot \vec{H} = 0$, nous trouvons que les trois composantes du vecteur $\vec{F}(\vec{k})$ sont liées, et qu'il est donc possible d'obtenir une composante à partir des deux autres :

$$F_z(k) = -\frac{1}{k_z} [k_x F_x(k) + k_y F_y(k)] \quad (65)$$

où :

$$k_z = \begin{cases} \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}, & \text{si } k_x^2 + k_y^2 \leq k^2 \\ -j\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k^2}, & \text{si } k_x^2 + k_y^2 > k^2 \end{cases} \quad (66)$$

Du fait que le milieu est linéaire, le champ magnétique peut être considéré comme une combinaison des différentes ondes planes, alors :

$$\vec{H}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{F}(k_x, k_y) e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} dk_x dk_y = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{F}(k_x, k_y) e^{-jk_z z} e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (67)$$

où $\vec{F}(\vec{k})$ est appelé spectre d'onde plane et il s'exprime comme :

$$\vec{F}(\vec{k}) = \vec{F}(k_x, k_y) = e^{jk_z z} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{H}(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (68)$$

et les composantes en x , y et z de $\vec{F}(\vec{k})$:

$$\begin{cases} F_x(k_x, k_y) = e^{jk_z z} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_x(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \\ F_y(k_x, k_y) = e^{jk_z z} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_y(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \\ F_z(k_x, k_y) = e^{jk_z z} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_z(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \end{cases} \quad (69)$$

Une propriété de cette théorie est qu'il est possible d'exprimer le spectre (et le champ magnétique) sur un plan à n'importe quelle distance z_2 en fonction du spectre d'origine (i.e. à z_1) :

$$\vec{F}(k_x, k_y, z_2) = \vec{F}(k_x, k_y, z_1) e^{-jk_z(z_2 - z_1)} \quad (70)$$

La même démarche peut être effectuée sur le champ électrique.

Nous pouvons trouver une application du spectre d'onde plane dans [47]. L'objectif de l'étude est de reconstruire le champ magnétique rayonné par un dispositif en champ lointain à partir de la mesure des composantes tangentielles H_x et H_y à une distance proche au-dessus du circuit qu'on considère à $z=0$.

Les composantes tangentielles du spectre à $z=0$ sont calculées comme :

$$\begin{cases} F_x(k_x, k_y, z=0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_x(x, y, 0) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \\ F_y(k_x, k_y, z=0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_y(x, y, 0) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \end{cases} \quad (71)$$

et la composante normale à $z=0$ est obtenue comme décrit dans (65). A partir de F_z , il est possible d'estimer la composante z du champ magnétique à $z=0$:

$$H_z(x, y, 0) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} F_z(k_x, k_y, 0) e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (72)$$

Dans le domaine fréquentiel (i.e. dans le domaine des vecteurs d'ondes k), les composantes du spectre sont obtenues à une distance d grâce à (70). Finalement, en

effectuant une transformée inverse, toutes les composantes du champ magnétique sont estimées à $z=d$.

La démarche de calcul est représentée sur la figure 24.

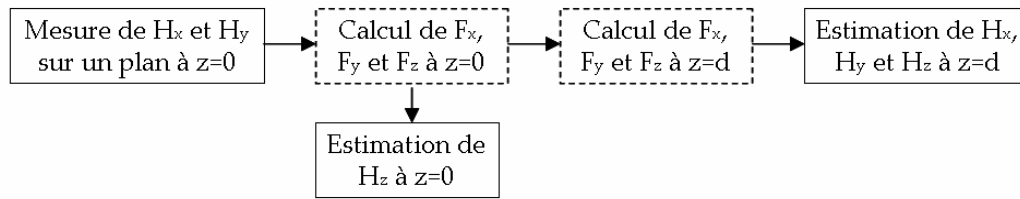


Figure 24 : Démarche pour le calcul du champ à différentes distances

Cette méthode est appliquée sur une ligne microruban en circuit ouvert travaillant à 500MHz et sur un circuit oscillateur à 40MHz ([47]).

Nous trouvons également des développements similaires en coordonnées cylindriques ([48]) et en sphériques ([37]-[40],[49]) appelé aussi expansion modale.

➤ Réseau de neurones

Un réseau de neurones artificiels ([50]) est un modèle inspiré du fonctionnement des neurones biologiques. Un réseau de neurones est composé d'une série de couches i , formées de N_i neurones qui prennent leurs entrées sur les N_{i-1} neurones de la couche précédente. La structure d'un neurone est donnée sur la figure 25.

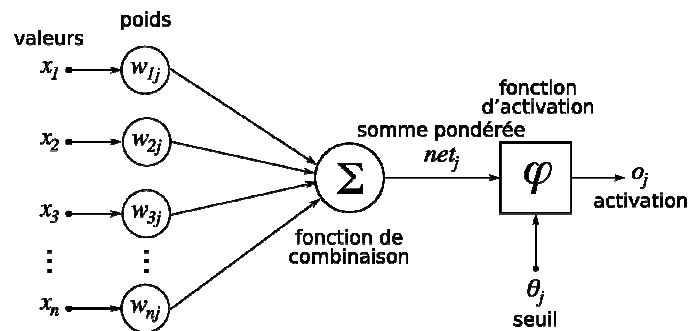


Figure 25 : Structure d'un neurone (extrait de [50])

La fonction de combinaison peut être considérée comme une fonction vecteur-à-scalaire. Il y en a de différents types comme les MLP (Multi-Layer Perceptron) ou les RBF (Radial Basis Function).

Concernant la fonction d'activation, elle introduit une non-linéarité dans le fonctionnement du neurone. Si l'entrée est au-dessus du seuil, le neurone s'active. Il existe plusieurs types de fonctions d'activation comme la sigmoïde, la tangente hyperbolique ou la fonction de Heaviside.

Les réseaux de neurones sont optimisés par des méthodes d'apprentissage qui modifient les poids des valeurs d'entrée. Le réseau s'entraîne avec des exemples pour être par la suite capable de traiter des exemples distincts.

La théorie des réseaux de neurones a été appliquée dans [51] à l'identification de différentes topologies de PCBs à partir d'émissions rayonnées et à la prédiction du

champ lointain à partir du champ proche. Dans ce cas, les données pour l'entraînement du réseau sont composées de n paires de spectres de champ magnétique proche et de champ magnétique lointain mesurés. L'architecture du réseau de neurones est montrée sur la figure 26.

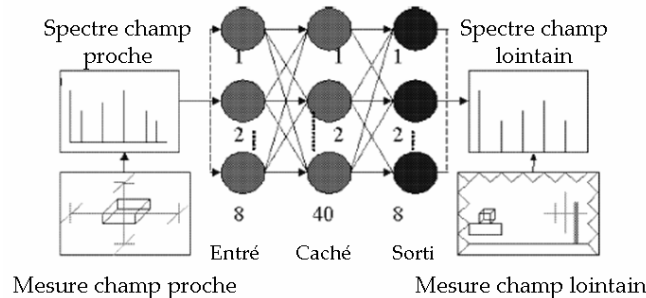


Figure 26 : Prédiction du champ magnétique lointain à partir du champ proche en utilisant un réseau de neurones (extrait de [51])

Les résultats obtenus montrent des différences entre 2 et 4dB entre la mesure et la simulation du champ lointain pour un temps d'apprentissage de 3,8 heures.

Une deuxième application est présentée dans [52]. Un réseau de neurones est utilisé pour effectuer un post-traitement des cartographies du champ magnétique rayonné afin de diminuer le temps de mesure et la résolution spatiale. Cette technique permet de reconstruire le champ magnétique rayonné par un dispositif à différentes fréquences et positions spatiales à partir d'un nombre limité de données de mesure.

Elle a été appliquée à deux dispositifs passifs (un câble au-dessus d'un plan de masse et un filtre passe-bas en technologie microruban) et à un circuit actif basé sur un transistor MOSFET de puissance.

Des mesures de la composante H_y à 1GHz en 1D ont été effectuées au-dessus du câble avec un pas de 4,5mm. Le réseau de neurones a été entraîné avec ces données pour calculer le champ avec un pas de 100 μ m. Les résultats sont très satisfaisants et les auteurs ont également trouvé que l'algorithme permet de filtrer le bruit de la mesure.

La technique du réseau de neurones a permis aussi d'améliorer la résolution sur des mesures en 2D du champ H_y à 1GHz au-dessus d'un filtre passe-bas et du champ H_z à 100kHz au-dessus du MOSFET de puissance.

Le même principe a été également utilisé pour la prédiction du champ H_z rayonné par le MOSFET à des fréquences différentes à celles utilisées pour l'entraînement des neurones. Dans ce cas, il est possible de réduire le temps de mesure de 21 heures à 80 minutes.

1.4. Bilan des modèles

La table 1 récapitule les différentes méthodes selon quelques critères que nous avons définis : données d'entrée, champs modélisés (et type de sources équivalentes

si c'est le cas), domaine d'étude du modèle (champ proche CP ou champ lointain CL), application et fréquence, étude d'insertion du modèle dans des outils de simulation électromagnétique classique et remarques.

	Données d'entrée	Champ modélisé (Type de source)	Domaine (CP/CL) d'étude du modèle	Application (fréquence)	Etude d'insertion du modèle	Remarques	
Sources équivalentes	Méthode inverse [6],[9]	Hx, Hy	Hx, Hy, Hz (d.e.)	CP	-Self torique (400kHz) -Diviseur de puissance de Wilkinson (995MHz) -Oscillateur (40MHz) - μ C modem (28MHz)	Oui (HFSS et CST)	-Nombre excessif de dipôles pour l'insertion
	T.I. et A.O. [6],[13]	Hx, Hy ou Hx , Hy	Hx, Hy, Hz (d.e.)	CP	-Ligne μ ruban (1GHz) -Antenne patch μ ruban (1GHz et 31,5GHz) -Antenne patch sur Si (20GHz)	Oui (HFSS et CST)	-Temps d'obtention parfois long (environ 1h)
	A. O. [15]-[17]	Hx, Hy, ϵ_{reff}	Hx, Hy, Hz, Ex, Ey, Ez (d.e.)	CP	-Boucle carrée (100MHz) -Câble torsadé (100MHz) - μ C (80MHz)	Non	-Demande de connaître ϵ_{reff} -Temps d'obtention parfois long (environ 1h)
	Réglage manuel [18],[19]	-Hz	E (CL) et H (CP) (câbles de courant)	CP et CL	- μ C (entre 2,27 et 64MHz)	Non	-Réglage manuel
	A partir d'ICEM [21]-[23]	-ICEM -IBIS	H (d.e.)	CP	- Convertisseur AC/DC (1MHz)	Non	-Dédié aux CI -Connaissance de l'architecture du DUT
	A. O. 1 [26]	- H -Info sur le DUT	H (d.m.)	CP	-Fente sur un PEC (1GHz) -Modem (104MHz) -Emetteur amateur radio (430MHz)	Non	-Connaissance de l'architecture du DUT
	A. O. 2 [27],[29]	Ephi et Ez	Ephi et Ez (d.e et/ou d.m.)	CP et CL		Non	

Considération mathématique	A. O. 3 [30],[31]	$ H_x , H_y $ et $ H_z $ ou $ H_x , H_y $	$ H_x , H_y $ et $ H_z $ ou $ H_x , H_y $ (d.e. et/ou d.m.)	CP	-Piste PCB (500MHz, 1GHz et 2GHz). -Modem ADSL (125MHz)	Non	
	A. O. 4 [32],[33]	$ H_x , H_y $ et $ H_z $	$ H_x , H_y $ et $ H_z $ (d.e. et/ou d.m.)	CP	-Convertisseur DC/DC (50kHz)	Non	
	A.O. 5 [35],[36]	E_ϕ et E_θ	-E (CP) -E et H (CL)	CP et CL	-Antenne cornet (2,5GHz)	Non	
	Expansion modale [37]-[40]	Ephi et Etheta	Ephi et Etheta (d.e et/ou d.m.)	CP et CL	-Antenne patch μ ruban (2,43GHz) -Réseau de 4 antennes μ ruban (5,82GHz) -Antenne cornet (12GHz)	Non	
	Dév. multipolaire [41]	H	H	CP	-Convertisseur statique (1MHz)	Non	
	Principe d'Equiv. [44]	H_x et H_y	$ H_x ,$ $ H_y $ et $ H_z $	CP	-Ligne μ ruban (100MHz)	Oui (outil basé sur la FDTD)	
	PWS [47]	H_x et H_y	H_x, H_y et H_z	CP et CL	-Ligne μ ruban (500MHz) -Oscillateur (40MHz)	Non	
	Réseau neurones 1 [51]	Spectre du H proche et E lointain	E lointain	CL	-PCB spécifique	Non	
	Réseau neurones 2 [52]	H_i ($i=\{x,y,z\}$)	H_i ($i=\{x,y,z\}$)	CP	-Câble au-dessus d'un plan de masse (1GHz) -Filtre μ ruban (1GHz) -MOSFET de puissance (100kHz)	Non	

Table 1: Bilan des modèles selon différents critères

Les abréviations suivantes ont été utilisées dans la table 1 :

- d.e. / d.m. : dipôle électrique / dipôle magnétique
- T.I. : Traitement d'Images
- A.O. : Algorithme d'Optimisation
- μ ruban : microruban
- μ C : microcontrôleur
- Si : silicium
- CP / CL : champ proche / champ lointain

Pour que les modèles apparaissent comme vraiment exploitables par les industriels, il est nécessaire qu'ils soient compatibles avec les outils commerciaux de simulation électromagnétique. C'est pour cette raison que nous gardons, pour l'instant, les modèles basés sur des sources équivalentes et sur le principe d'équivalence.

Comme nous venons de le voir, la modélisation des émissions rayonnées de dispositifs électroniques est une problématique qui intéresse à la fois les industriels et les universitaires. De nombreux modèles ont été déjà développés et c'est dans ce contexte que le projet EPEA a été lancé.

1.5. Contexte des travaux

Le projet EPEA (EMC Platform for Embedded Applications) appartient au Domaine d'Activités Stratégiques Systèmes Embarqués du pôle de compétitivité Aerospace Valley. Il a démarré en juillet 2007 pour une durée de trois ans.

Il s'appuie sur la création d'une plateforme de modélisation et simulation CEM et concerne les outils d'ingénierie CEM et les méthodes de mesures innovantes, destinées au développement de modèles. Il adresse des domaines non encore couverts comme la modélisation de l'immunité des composants électroniques et la modélisation d'équipements avec leurs interfaces systèmes. Plus précisément il vise à :

- Innover en développant une méthode générique pour modéliser la susceptibilité et les émissions des composants électroniques.
- Développer des méthodes de qualification des outils de simulation pour les applications industrielles.
- Développer et proposer des modèles d'émission d'équipements (maquette virtuelle) utilisables au niveau système.

Les partenaires du projet travaillent dans le domaine de la CEM au niveau composant, équipement et système. Ce sont (figure 27) :

- des grands groupes : Airbus, Alcatel Alénia Space, EADS Astrium, Siemens-VD0 (Toulouse), Atmel (Nantes) et Thales (Pessac).
- des PME : Humirel, Nexio (Toulouse) et Flomerics (Orsay).
- des centres de recherche et des académiques : ESEO (Angers), CNES, EADS-CRC, ONERA (Toulouse), IRSEEM (ESIGELEC Rouen), LESIA (INSA Toulouse) et LESIA (IUT Tarbes).

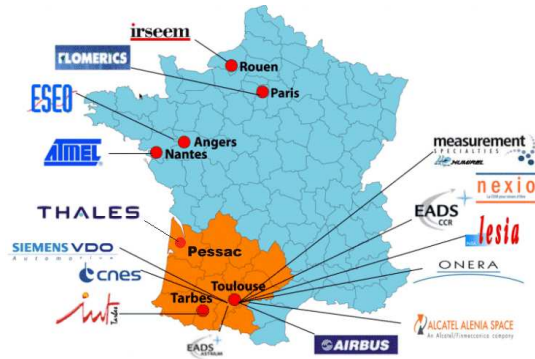


Figure 27 : Partenaires du projet EPEA

1.5.1. Modules du projet

Le projet EPEA comporte six lots ou Work-Packages :

- Le WP0 est chargé de manager et coordonner le projet.
- Le WP1 traite sur la modélisation de l'immunité CEM des composants. Il a pour objectif d'élaborer le format des modèles de susceptibilités conduites et rayonnées, la caractérisation des paramètres des modèles, sa validation et la normalisation auprès des organismes UTE et IEC.
- Le WP2 aborde la modélisation des composants et cartes par la mesure en champ proche ainsi que le développement et la validation d'un outil de mesure champ proche. Mes travaux de thèse s'inscrivent dans ce groupe de travail. Nous détaillerons les objectifs de nos travaux dans le paragraphe suivant.
- Le WP3 travaille sur le développement des méthodes d'évaluation et de validation des outils de simulation CEM pour les équipements. Les méthodes sont testées sur des cas canoniques pour démontrer la fiabilité de la prédiction CEM de chaque simulateur.
- Le WP4 étudie la simulation de l'émission d'un équipement avec ses interfaces système. Le modèle est comparé à une mesure de l'émission (rayonnée et conduite) d'un équipement sur un banc d'essai incluant ses interfaces (connecteurs, câblages, ...).
- Le WP5 établit et organise la plateforme (pendant et après le projet). Il établit la structure juridique, les accords de partenariat, les accords commerciaux et les aspects de propriétés industrielles et intellectuelles. La mise en place des sessions de formation et les actions de communication (portail web, conférences, publications, ...) sont aussi abordées.

1.5.2. Work-Package 2 et objectifs de la thèse

L'objectif du WP2 est de concevoir, développer et caractériser un outil commun de mesure de champ proche dédié aux cartes électroniques et aux composants. Cet outil sera validé par des confrontations mesures/simulations sur des cas tests. La conception et la caractérisation des sondes utilisées sur le banc de mesures sont aussi abordées ainsi que les techniques de traitement du signal et de post-traitement

nécessaires aux mesures en champ proche. La dernière partie porte sur les applications et les extensions des techniques champ proche notamment pour la modélisation des cartes et composants et pour la validation des outils de simulation.

Mes travaux de thèse s'inscrivent dans ce contexte. L'objectif est de développer un modèle des émissions rayonnées de composants et dispositifs électroniques qui puisse recréer le même champ électromagnétique que le système caractérisé. Ainsi, quel que soit le point d'observation, nous devons être capables d'évaluer son champ électrique et son champ magnétique émis. La connaissance des champs peut être utile pour évaluer le rayonnement global d'une carte et estimer les couplages avec d'autres cartes ou composants.

Le modèle à développer doit répondre à plusieurs critères :

- au niveau de sa conception, il doit être le plus simple possible (i.e. limiter le nombre de données d'entrée à son strict minimum et mettre en place une procédure de construction qui soit la plus rapide possible),
- il doit être générique, sa construction ne doit pas demander de connaissances particulières sur l'architecture interne du composant,
- le modèle doit être facilement exploitable par l'ingénieur concepteur de dispositifs électroniques. Il doit pouvoir être utilisé en tant que tel pour estimer le rayonnement en champ lointain par exemple et doit être intégrable dans les outils de simulation électromagnétique afin d'estimer les couplages avec des pistes de PCBs, des câbles, des enceintes métalliques...

L'un de partenaires du projet EPEA, Flomerics, proposait le logiciel électromagnétique Microstripes (avant que ce dernier soit repris par CST), logiciel capable de calculer les champs électromagnétiques et d'analyser des structures d'un point de vue CEM. Ainsi, nous avons testé ce logiciel sur notre problématique.

1.6. Insertion des cartes des champs sous Microstripes

Microstripes de CST ([53]) est un logiciel de simulation électromagnétique basé sur la méthode temporelle TLM (Transmission Line Matrix). Il permet de créer un modèle appelé « Compact Source » basé sur l'utilisation des surfaces équivalentes qui rayonnent les mêmes champs électrique et magnétique que le dispositif.

L'objectif dans ce cas est d'intégrer, dans le logiciel, les cartographies champ proche rayonnées par un dispositif. La démarche consiste à :

- Mesurer les composantes tangentielles du champ magnétique H_x et H_y au-dessus du composant.
- Développer une routine sous MatLab pour convertir les fichiers de mesure en un fichier source *.esf* pour Microstripes.
- Simuler sous Microstripes et exporter les résultats pour comparer avec la mesure.

Les composantes H_x et H_y sur la surface équivalente nous permettent de calculer la densité de courant surfacique électrique grâce à :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \rightarrow \begin{cases} J_{s,x} = H_y \\ J_{s,y} = -H_x \end{cases} \quad (73)$$

Puisque nous ne travaillons qu'avec le champ magnétique, nous considérons le champ électrique nul et en conséquence, il n'y a pas de densités de courant magnétique \vec{M}_s sur la surface :

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (74)$$

Une source de rayonnement sous Microstripes est définie par un parallélépipède. Toutes les surfaces de la cellule ont une valeur de courant associée. Pour l'adapter à notre cas (mesure sur une surface plane), nous attribuons les valeurs mesurées à la surface supérieure et zéro sur toutes les autres comme indiqué sur la figure 28.

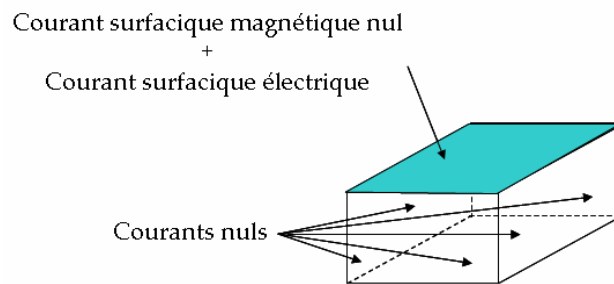


Figure 28 : Représentation d'une source sous Microstripes

Nous avons appliqué cette méthode à un circuit oscillateur (figure 29). Il s'agit d'une carte électronique composée d'un quartz et de différents inverseurs et qui fonctionne à 40MHz ; elle est alimentée par une batterie 9V.

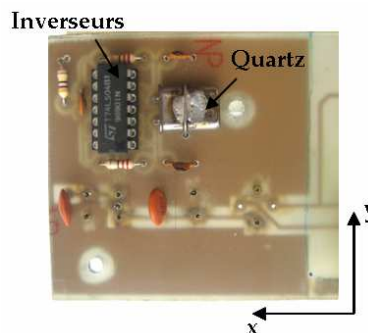


Figure 29 : Circuit oscillateur

La figure 30 compare les champs magnétiques mesurés aux champs obtenus par la simulation sous Microstripes à la même hauteur où nous avons effectué la mesure des composantes H_x et H_y . Nous trouvons des profils similaires mais il existe un écart de 10dB (de moins en simulation) sur le niveau de champ.

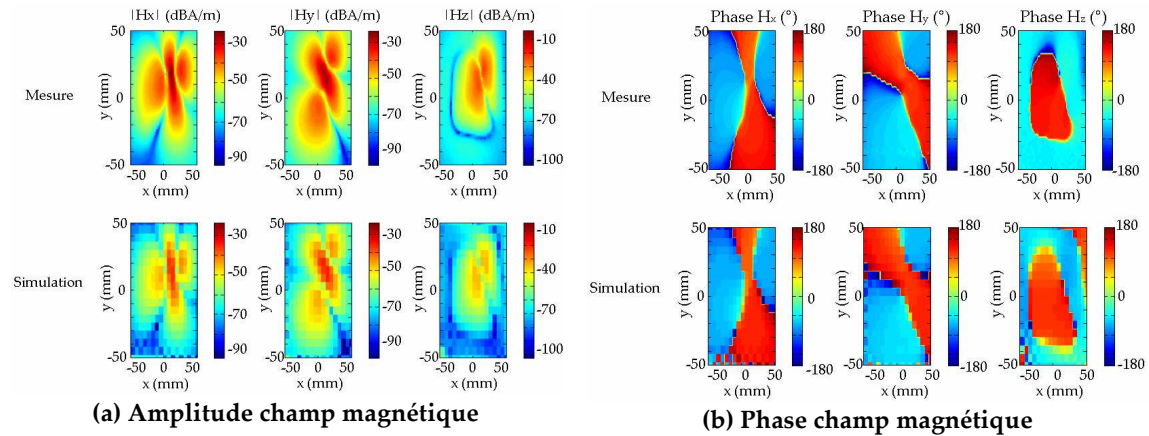


Figure 30 : Champ magnétique simulé et mesuré

L'utilisation du logiciel Microstripes demande le développement d'un programme permettant la transformation du format du fichier de mesure au format pour l'intégration de la carte de champ (maillage sous forme de cellules). Les fichiers des champs obtenus par simulation (extension *.esf*) gardent également ce format qui est difficile à exploiter.

En effet, le volume de calcul est discrétisé en parallélépipèdes dont les dimensions peuvent ne pas être constantes selon un même axe. Sur la figure 31, nous montrons comment sont représentées les différentes cellules après exportation des résultats dans un fichier *.esf*.

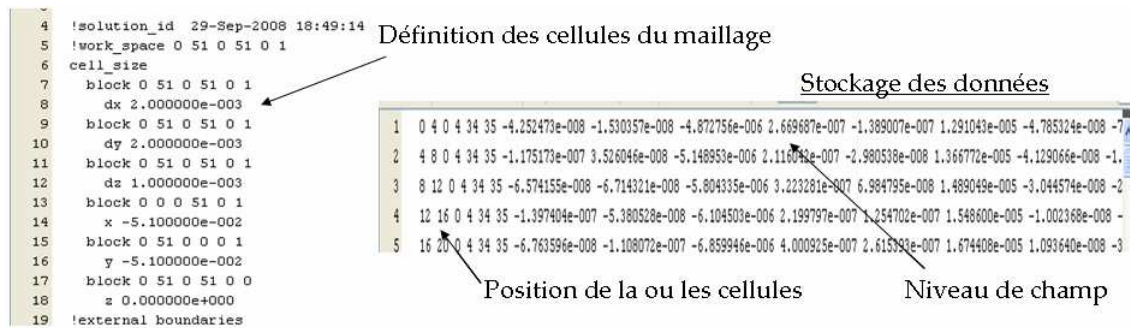


Figure 31 : Format d'un fichier *.esf*

La définition des cellules est effectuée en deux étapes (à gauche sur la figure 31). Nous indiquons d'abord la taille des cellules suivant chaque axe (valeurs après *dx*, *dy* et *dz*) puis le point d'origine de la première cellule (valeurs après *x*, *y* et *z*). Après la commande *block* le numéro de la ou des cellules concernées est précisé.

Les valeurs des champs obtenus par simulation sont associées à des cellules (à droite sur la figure 31). En début de ligne, les six premières colonnes font référence aux cellules numérotées ($n_{x_{min}}$ $n_{x_{max}}$ $n_{y_{min}}$ $n_{y_{max}}$ $n_{z_{min}}$ $n_{z_{max}}$). Le reste de la ligne consiste en douze colonnes représentant $Re(E_x)$ $Im(E_x)$ $Re(E_y)$ $Im(E_y)$ $Re(E_z)$ $Im(E_z)$ $Re(H_x)$ $Im(H_x)$ $Re(H_y)$ $Im(H_y)$ $Re(H_z)$ $Im(H_z)$.

Comme nous n'avions pas un accès permanent à ce logiciel (logiciel en évaluation pendant quelques mois), notre étude n'a pas pu être approfondie. En conclusion, le logiciel semble intéressant par le fait qu'il incorpore directement des cartes de champ. Il reste toutefois difficile à exploiter en termes de récupération des niveaux de champ et demande des études supplémentaires pour incorporer correctement les cartes de champ afin d'obtenir des niveaux de champ comparables à ceux des mesures. Pour nos travaux de recherche, nous allons alors nous intéresser particulièrement aux logiciels HFSS ([11]) d'Ansoft et Microwave Studio ([12]) de CST.

1.7. Conclusions

Les industriels travaillant sur des produits qui intègrent des systèmes électroniques embarqués doivent tenir compte de la Compatibilité Electromagnétique lors du développement par des raisons de qualité, économiques et normatives. Pour cela, ils essaient de prédire les éventuels signaux perturbateurs et les susceptibilités au sein de leurs cartes électroniques à l'aide de logiciels de simulation et des modèles équivalents de composants électroniques. C'est dans ce contexte que le projet EPEA et ces travaux de recherche ont été lancés.

L'un des aspects à étudier est les émissions rayonnées. Différents modèles ont été proposés dans plusieurs laboratoires de recherche mais aucun n'est parfaitement adapté à la problématique du projet EPEA. D'une part, les modèles basés sur des considérations mathématiques ne sont pas intégrables dans les logiciels commerciaux. D'autre part, le modèle basé sur les surfaces équivalentes n'est pas très conviviale en ce qui concerne l'exploitation des données sous Microstripes.

Un modèle champ magnétique basé sur de sources équivalentes a été déjà inséré dans un outil commercial à l'IRSEEM ; nous allons alors continuer à travailler sur ce modèle et nous allons essayer de le compléter en rajoutant la caractérisation du champ électrique.

Chapitre 2 : Développement d'un modèle champ électrique-magnétique 2D

2.1. Introduction

Comme évoqué dans le chapitre 1, avant le commencement de ces travaux de thèse, un modèle des émissions rayonnées ([6]) avait été développé au sein de l'IRSEEM. Ce modèle consiste à remplacer le dispositif étudié par un réseau de dipôles électriques placés dans un plan et dont les caractéristiques sont obtenues à l'aide de mesure champ proche magnétique. Il est intégrable dans des logiciels de simulation électromagnétique type HFSS et CST Microwave Studio mais il ne gère que le champ magnétique. Afin d'avoir un modèle plus complet, nous souhaitons alors incorporer le champ électrique dans le modèle.

Dans un premier temps, nous testons l'aptitude ou l'inaptitude du modèle existant à estimer le champ électrique. Pour ce faire, un diviseur de Wilkinson est pris comme dispositif test (figure 32a). Ce circuit est construit en technologie microruban sur un substrat de permittivité relative $\epsilon_r=4,4$ et d'épaisseur $h=1,6\text{mm}$; ses dimensions sont 44mm (x) \times 73mm (y).

Notre circuit est représenté et simulé sous HFSS à la fréquence de 1GHz (figure 32b) et les cartes de champ magnétique obtenues par simulation électromagnétique à 2mm au-dessus du diviseur sont récupérées et utilisées pour construire le modèle. Passer par une simulation HFSS permet d'acquérir rapidement les cartes de champ, cartes conformes à la théorie (comme nous le verrons dans le paragraphe 2.4.2).

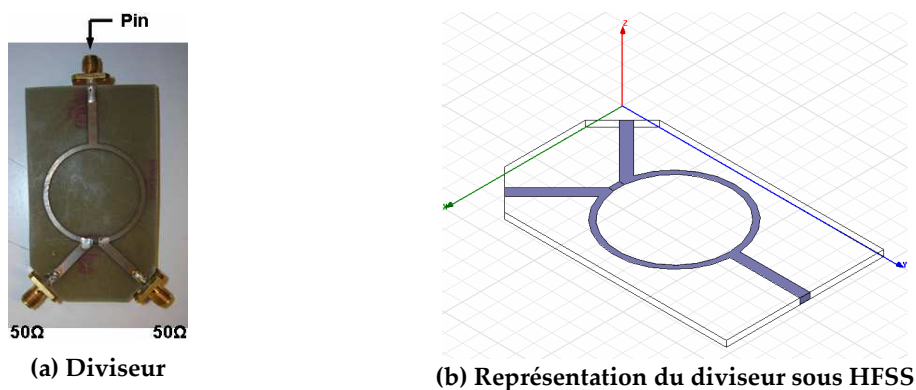


Figure 32 : Diviseur de puissance de Wilkinson

Le modèle comporte $23 \times 21 = 483$ dipôles électriques disposés régulièrement sur une surface de 44 mm selon l'axe x et 62 mm selon l'axe y . La figure 33 compare les champs magnétiques et électriques obtenus par le modèle à ceux obtenus par la simulation HFSS à 2mm.

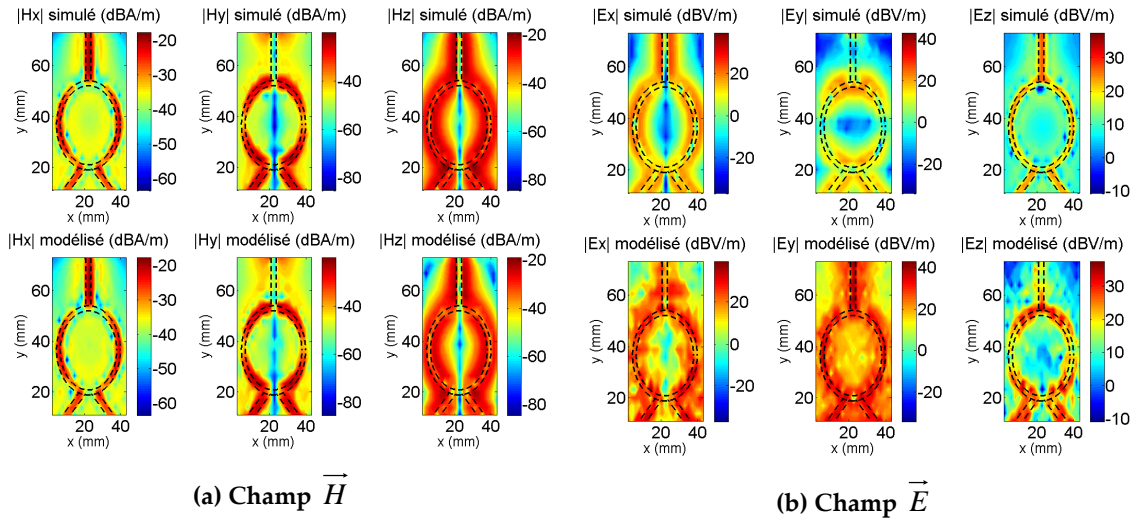


Figure 33 : Comparaison de la mesure et du modèle à 2mm (test)

Le modèle permet de retrouver le champ magnétique ; toutefois le champ électrique engendré par le modèle n'est pas conforme ni en amplitude ni en profil avec le champ fourni par HFSS.

Dans le chapitre 1, nous avons vu que la permittivité relative joue un rôle très important sur le champ électrique. A partir du test précédent, nous utilisons maintenant la valeur de la permittivité relative effective (voir annexe B) pour calculer le champ électrique à partir du réseau de dipôles électriques obtenu via les cartographies du champ magnétique uniquement. Dans le cas du diviseur de puissance de Wilkinson, ϵ_{eff} vaut 3,3249. La figure 34 montre les cartographies obtenues par HFSS et notre modèle.

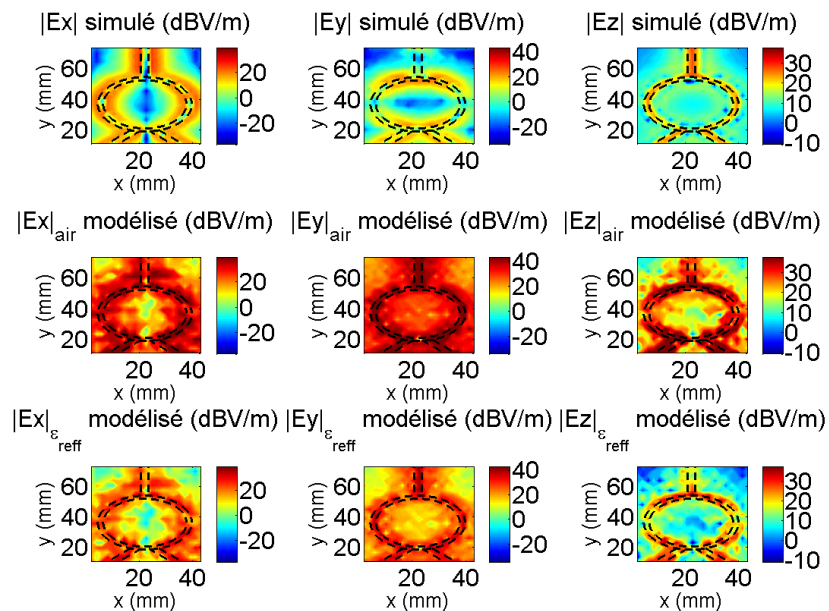


Figure 34 : Comparaison du champ électrique obtenu par HFSS, par le modèle avec $\epsilon_r = 1$ (air) et avec $\epsilon_{\text{reff}} = 3,3249$ à 2mm

Nous remarquons que l'utilisation de la permittivité relative effective permet d'améliorer légèrement le niveau du champ électrique mais le profil n'est toujours pas correct. Les résultats insuffisamment satisfaisants nous amènent à réfléchir sur une autre méthode de modélisation décrite par la suite.

2.2. Méthodologie de modélisation

Comme le réseau de dipôles électriques seul ne peut pas prédire le champ électromagnétique total au-dessus d'un dispositif électronique, un nouveau modèle des émissions rayonnées est alors proposé ([PFL2]-[PFL4],[PFL11]). Il est constitué, comme le modèle précédent, d'un réseau de dipôles électriques mais nous lui rajoutons d'autres types de sources de rayonnement : des dipôles magnétiques. Au final, ce nouveau modèle est basé sur un réseau de dipôles électriques et magnétiques contenus dans un plan XY (figure 35).

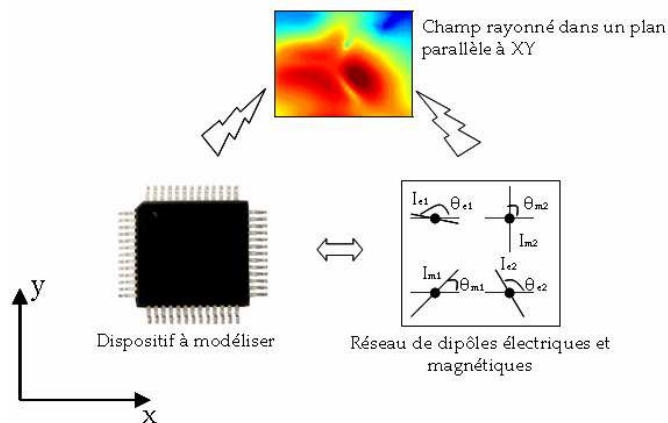


Figure 35 : Modèle des émissions rayonnées

Dans notre modèle, il est possible de positionner au même endroit une source électrique et une source magnétique. La représentation des deux types de dipôles dans un plan XY est montrée dans la figure suivante :

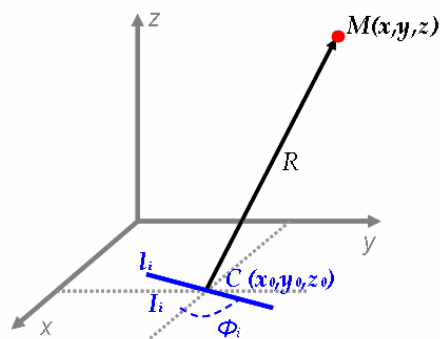


Figure 36 : Représentation d'un dipôle (électrique ou magnétique) contenu dans le plan XY

où :

- $M(x, y, z)$ est le point de l'espace où les champs électrique et magnétique sont évalués,
- $C(x_0, y_0, z_0)$ est le centre du dipôle,
- l_i correspond à la longueur du dipôle,
- R est la distance entre le point M et le centre C du dipôle,
- I_i est le courant (électrique ou magnétique) qui parcourt le dipôle (électrique ou magnétique) et
- ϕ_i est l'orientation du dipôle (électrique ou magnétique) dans le plan XY.

Les expressions mathématiques utilisées pour établir le modèle correspondent à celles des champs créés par des dipôles électriques et magnétiques contenus dans le plan XY. Elles sont obtenues à partir des expressions du potentiel vecteur magnétique \vec{A} et du potentiel vecteur électrique \vec{F} [10] :

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\ell} \vec{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkr}}{r} dl' \quad (75)$$

$$\vec{F}(x, y, z) = \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_{\ell} \vec{I}_m(x', y', z') \frac{e^{-jkr}}{r} dl' \quad (76)$$

où (x, y, z) représente les coordonnées du point M où le potentiel vecteur est déterminé, (x', y', z') est un point de la source, r est la distance du point source au point M , k est le nombre d'onde et ℓ le chemin le long de la source. Si nous prenons le cas d'un dipôle infinitésimal de longueur l_i et de largeur a ($l_i \ll \lambda$ et $a \ll \lambda$), le courant I_i peut être considéré constant et nous avons l'approximation suivante :

$$r = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \approx \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2} = R = \text{constante} \quad (77)$$

A partir des potentiels vecteurs \vec{A} et \vec{F} , il est possible d'obtenir les champs électrique \vec{E}_A et magnétique \vec{H}_A rayonnés par un dipôle électrique et les champs électrique \vec{E}_F et magnétique \vec{H}_F rayonnés par un dipôle magnétique :

$$\vec{H}_A = \frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (78)$$

$$\vec{E}_A = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \vec{\nabla} \times \vec{H}_A \quad (79)$$

$$\vec{E}_F = -\frac{1}{\varepsilon} \vec{\nabla} \times \vec{F} \quad (80)$$

$$\vec{H}_F = j \frac{1}{\omega\mu} \vec{\nabla} \times \vec{E}_F \quad (81)$$

Les expressions, en coordonnées cartésiennes, des trois composantes des champs rayonnés en M par un dipôle électrique placé sur un plan XY s'écrivent comme suit (Annexe C) :

$$E_{A,x} = \frac{k^2}{j\omega\varepsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ \begin{array}{l} R^2 \cos(\phi_e) \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \\ -(x-x_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\cos(\phi_e) + (y-y_0)\sin(\phi_e)] \end{array} \right\} \quad (82)$$

$$E_{A,y} = \frac{k^2}{j\omega\varepsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ \begin{array}{l} R^2 \sin(\phi_e) \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \\ -(y-y_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\cos(\phi_e) + (y-y_0)\sin(\phi_e)] \end{array} \right\} \quad (83)$$

$$E_{A,z} = -\frac{k^2}{j\omega\varepsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} (z-z_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\cos(\phi_e) + (y-y_0)\sin(\phi_e)] \quad (84)$$

$$H_{A,x} = \frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} (1 + jkR) (z-z_0) \sin(\phi_e) \quad (85)$$

$$H_{A,y} = -\frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} (1 + jkR)(z - z_0) \cos(\phi_e) \quad (86)$$

$$H_{A,z} = -\frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} (1 + jkR) [(x - x_0) \sin(\phi_e) - (y - y_0) \cos(\phi_e)] \quad (87)$$

Pour un dipôle magnétique, nous obtenons (Annexe D) :

$$E_{F,x} = -\frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} (1 + jkR)(z - z_0) \sin(\phi_m) \quad (88)$$

$$E_{F,y} = \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} (1 + jkR)(z - z_0) \cos(\phi_m) \quad (89)$$

$$E_{F,z} = \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} (1 + jkR) [(x - x_0) \sin(\phi_m) - (y - y_0) \cos(\phi_m)] \quad (90)$$

$$H_{F,x} = \frac{k^2}{j\omega\mu} \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ \begin{array}{l} R^2 \cos(\phi_m) \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \\ -(x - x_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x - x_0) \cos(\phi_m) + (y - y_0) \sin(\phi_m)] \end{array} \right\} \quad (91)$$

$$H_{F,y} = \frac{k^2}{j\omega\mu} \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ \begin{array}{l} R^2 \sin(\phi_m) \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \\ -(y - y_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x - x_0) \cos(\phi_m) + (y - y_0) \sin(\phi_m)] \end{array} \right\} \quad (92)$$

$$H_{F,z} = -\frac{k^2}{j\omega\mu} \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} (z - z_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x - x_0) \cos(\phi_m) + (y - y_0) \sin(\phi_m)] \quad (93)$$

Puisque le modèle de rayonnement est composé d'un réseau de dipôles, les champs totaux en un point $M(x, y, z)$ de l'espace sont créés par la contribution de tout le réseau :

$$\begin{aligned} E_p(x, y, z) &= \sum_{i=1}^{Ne} E_{A,p,i}(x, y, z) + \sum_{j=1}^{Nm} E_{F,p,j}(x, y, z) \\ &= \sum_{i=1}^{Ne} [f_{A,p,i}(x, y, z) I_{e,i} \sin(\phi_{e,i}) + g_{A,p,i}(x, y, z) I_{e,i} \cos(\phi_{e,i})] + \\ &\quad + \sum_{j=1}^{Nm} [f_{F,p,j}(x, y, z) I_{m,j} \sin(\phi_{m,j}) + g_{F,p,j}(x, y, z) I_{m,j} \cos(\phi_{m,j})] \end{aligned} \quad (94)$$

$$\begin{aligned} H_p(x, y, z) &= \sum_{i=1}^{Ne} H_{A,p,i}(x, y, z) + \sum_{j=1}^{Nm} H_{F,p,j}(x, y, z) \\ &= \sum_{i=1}^{Ne} [h_{A,p,i}(x, y, z) I_{e,i} \sin(\phi_{e,i}) + q_{A,p,i}(x, y, z) I_{e,i} \cos(\phi_{e,i})] + \\ &\quad + \sum_{j=1}^{Nm} [h_{F,p,j}(x, y, z) I_{m,j} \sin(\phi_{m,j}) + q_{F,p,j}(x, y, z) I_{m,j} \cos(\phi_{m,j})] \end{aligned} \quad (95)$$

où p représente l'une des composantes des champs (x , y ou z), N_e est le nombre de dipôles électriques, N_m le nombre de dipôles magnétiques, f , g , h et q sont des fonctions dépendant de la distance entre la source et le point d'observation, de la fréquence et de la longueur du dipôle.

Pour notre méthode de modélisation, certains paramètres de ces dipôles sont fixés au préalable : leur nombre, leurs centres et leurs longueurs. La fréquence de travail est aussi considérée comme un paramètre fixé ; en effet, un modèle différent est calculé pour chaque fréquence et correspond à une activité spécifique du circuit. Les variables inconnues sont les courants I_e et les orientations ϕ_e pour les dipôles électriques et les courants I_m et les orientations ϕ_m pour les dipôles magnétiques.

Pour obtenir un modèle qui recrée le plus précisément possible les champs magnétique et électrique, nous décidons de prendre les champs \vec{E} et \vec{H} comme données d'entrée. Ainsi, la détermination des inconnues du modèle est effectuée à l'aide des cartographies des champs tangentiels électriques E_x , E_y , et magnétiques H_x et H_y (en amplitude et phase) à une certaine hauteur d au-dessus du dispositif à caractériser. Une fois les cartographies champ proche obtenues, le problème est représenté sous forme matricielle.

$$\begin{pmatrix} [E_x] \\ [E_y] \\ [H_x] \\ [H_y] \end{pmatrix}_{s \times 1} = [\alpha]_{s \times t} \begin{pmatrix} [I_e \sin(\phi_e)] \\ [I_e \cos(\phi_e)] \\ [I_m \sin(\phi_m)] \\ [I_m \cos(\phi_m)] \end{pmatrix}_{t \times 1} \quad (96)$$

avec $s/4$ le nombre de points où nous nous intéressons aux champs et $t/2$ le nombre de dipôles de notre réseau. Les éléments α_{ij} de la matrice dépendent de la fréquence, des centres et des longueurs des dipôles.

Ce type de problème ($b = A \cdot x$) s'appelle problème inverse et peut être mal-conditionné, c'est-à-dire, que la solution x est potentiellement très sensible aux perturbations des données mesurées b . Pour améliorer l'état de la matrice A en termes de nombre de conditionnement, les champs mesurés et leurs lignes correspondantes dans la matrice $[\alpha]$ sont normalisés comme suit (l'indice n indiquant que les matrices sont normalisées) :

$$\begin{pmatrix} [E_x]_n \\ [E_y]_n \\ [H_x]_n \\ [H_y]_n \end{pmatrix}_{s \times 1} = [E, H]_n = \begin{pmatrix} \left[\frac{E_x}{\max(|E_x|)} \right]_{\frac{s}{4} \times 1} \\ \left[\frac{E_y}{\max(|E_y|)} \right]_{\frac{s}{4} \times 1} \\ \left[\frac{H_x}{\max(|H_x|)} \right]_{\frac{s}{4} \times 1} \\ \left[\frac{H_y}{\max(|H_y|)} \right]_{\frac{s}{4} \times 1} \end{pmatrix} \quad (97)$$

$$[\alpha_n]_{s \times t} = \begin{pmatrix} \left[\begin{array}{ccc} \alpha_{1,1} & \dots & \alpha_{1,t} \\ \frac{\alpha_{1,1}}{\max(|E_x|)} & \dots & \frac{\alpha_{1,t}}{\max(|E_x|)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{\frac{s}{4},1} & \dots & \alpha_{\frac{s}{4},t} \\ \frac{\alpha_{\frac{s}{4},1}}{\max(|E_x|)} & \dots & \frac{\alpha_{\frac{s}{4},t}}{\max(|E_x|)} \end{array} \right]_{\frac{s}{4} \times t} \\ \left[\begin{array}{ccc} \alpha_{\frac{s}{4}+1,1} & \dots & \alpha_{\frac{s}{4}+1,t} \\ \frac{\alpha_{\frac{s}{4}+1,1}}{\max(|E_y|)} & \dots & \frac{\alpha_{\frac{s}{4}+1,t}}{\max(|E_y|)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{\frac{s}{2},1} & \dots & \alpha_{\frac{s}{2},t} \\ \frac{\alpha_{\frac{s}{2},1}}{\max(|E_y|)} & \dots & \frac{\alpha_{\frac{s}{2},t}}{\max(|E_y|)} \end{array} \right]_{\frac{s}{4} \times t} \\ \left[\begin{array}{ccc} \alpha_{\frac{s}{2}+1,1} & \dots & \alpha_{\frac{s}{2}+1,t} \\ \frac{\alpha_{\frac{s}{2}+1,1}}{\max(|H_x|)} & \dots & \frac{\alpha_{\frac{s}{2}+1,t}}{\max(|H_x|)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{\frac{3s}{4},1} & \dots & \alpha_{\frac{3s}{4},t} \\ \frac{\alpha_{\frac{3s}{4},1}}{\max(|H_x|)} & \dots & \frac{\alpha_{\frac{3s}{4},t}}{\max(|H_x|)} \end{array} \right]_{\frac{s}{4} \times t} \\ \left[\begin{array}{ccc} \alpha_{\frac{3s}{4}+1,1} & \dots & \alpha_{\frac{3s}{4}+1,t} \\ \frac{\alpha_{\frac{3s}{4}+1,1}}{\max(|H_y|)} & \dots & \frac{\alpha_{\frac{3s}{4}+1,t}}{\max(|H_y|)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{s,1} & \dots & \alpha_{s,t} \\ \frac{\alpha_{s,1}}{\max(|H_y|)} & \dots & \frac{\alpha_{s,t}}{\max(|H_y|)} \end{array} \right]_{\frac{s}{4} \times t} \end{pmatrix} \quad (98)$$

Une discussion sur la normalisation est abordée à la fin de ce chapitre (paragraphe 2.7.1).

L'inversion de la matrice $[\alpha_n]$ et une division élément par élément nous permettent d'obtenir les orientations ϕ_e et ϕ_m :

$$[\alpha_n]^{-1} \begin{pmatrix} [E_x]_n \\ [E_y]_n \\ [H_x]_n \\ [H_y]_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [I_e \sin(\phi_e)] \\ [I_e \cos(\phi_e)] \\ [I_m \sin(\phi_m)] \\ [I_m \cos(\phi_m)] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [A] \\ [B] \\ [C] \\ [D] \end{pmatrix} \quad (99)$$

$$\phi_e = \arctg\left(\frac{[A]}{[B]}\right), \text{ avec une division élément par élément} \quad (100)$$

$$\phi_m = \arctg\left(\frac{[C]}{[D]}\right), \text{ avec une division élément par élément} \quad (101)$$

L'inversion de matrice est réalisée au sens des moindres carrés et fonctionne avec des matrices non carrées. Cette méthode utilise l'expression suivante pour déterminer le vecteur $[x]$ des inconnues :

$$[x] = ([A]^t [A])^{-1} [A]^t [b] \quad (102)$$

où $[b]$ est le vecteur contenant les cartographies des champs et $[A]$ la matrice à inverser.

Après l'obtention des orientations des dipôles, une deuxième matrice $[\beta]$ est définie, elle contient des paramètres dépendant des coordonnées spatiales mais aussi des orientations ϕ_e et ϕ_m .

$$\begin{pmatrix} [E_x] \\ [E_y] \\ [H_x] \\ [H_y] \end{pmatrix}_{s \times 1} = [\beta]_{s \times (t/2)} \begin{pmatrix} [I_e] \\ [I_m] \end{pmatrix}_{(t/2) \times 1} \quad (103)$$

Nous effectuons à nouveau une normalisation sur $[\beta]$ et grâce à son inversion, les variables I_e et I_m du modèle sont évaluées.

$$\begin{pmatrix} [I_e] \\ [I_m] \end{pmatrix} = [\beta_n]^{-1} \begin{pmatrix} [E_x]_n \\ [E_y]_n \\ [H_x]_n \\ [H_y]_n \end{pmatrix} \quad (104)$$

Une fois le modèle obtenu, nous commençons par le valider en calculant les champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} à la même distance (d) que celle dont nous sommes partis pour construire le modèle. Ensuite, il est possible de calculer le champ électromagnétique à une distance d' plus grande. La figure 37 montre la démarche complète de modélisation.

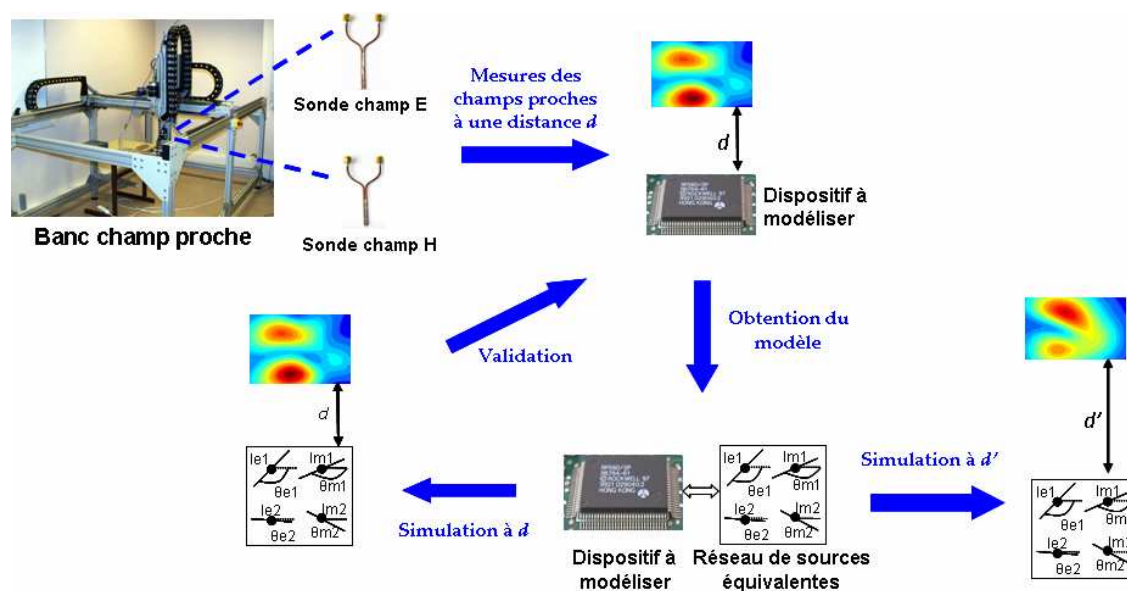


Figure 37 : Démarche de modélisation

Pour obtenir les cartographies qui nous permettront de construire notre modèle, nous effectuons des mesures avec un banc champ proche dont le fonctionnement et les caractéristiques sont décrits par la suite.

2.3. Mesure en champ proche

2.3.1. Banc de mesure champ proche

Pour réaliser les mesures nécessaires pour l'obtention du modèle, nous utilisons un des bancs champ proche de l'IRSEEM [54]. Le premier est composé d'un robot cinq axes (3 translations, 2 rotations) avec une résolution mécanique de $10\mu\text{m}$ pour les directions (x,y,z) et de $0,009^\circ$ pour les deux rotations. Les déplacements maximaux sont de 200cm (x) \times 100cm (y) \times 60cm (z). Le second banc est composé d'un robot trois axes (translations) avec une résolution mécanique de $5\mu\text{m}$ et des déplacements maximaux de 50cm (x) \times 50cm (y) \times 15cm (z).

Pour mesurer le champ émis, nous utilisons successivement plusieurs sondes sensibles chacune à une certaine composante du champ électrique ou magnétique. Les sondes sont placées sur le bras du robot qui, commandé par un PC, les déplace au-dessus du dispositif sous test (DST). Le PC effectue l'acquisition des données mesurées par un analyseur de réseau (VNA) ou un analyseur de spectre (figure 38). Ces données (tensions) sont converties en champs électrique et magnétique (amplitude et phase) grâce à un calibrage de sondes que nous présentons dans les paragraphes suivants.

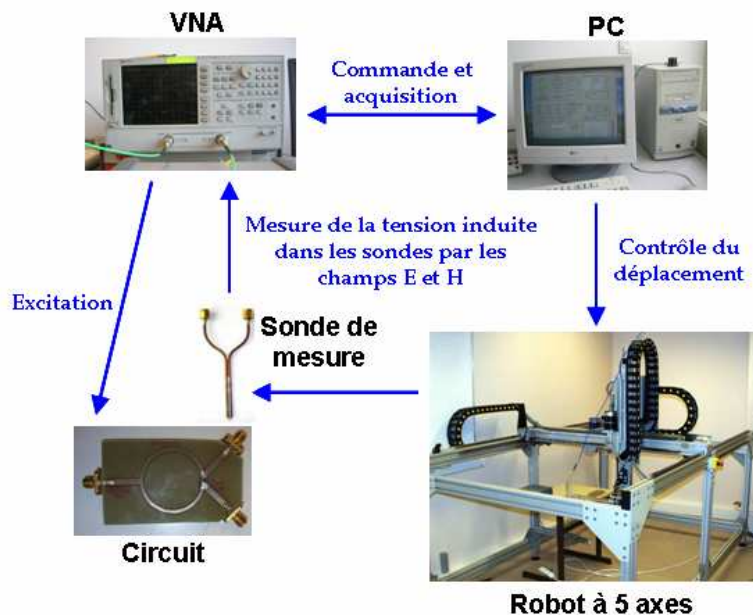


Figure 38 : Configuration de mesure avec le banc champ proche

2.3.2. Sondes de mesure

La figure 39 présente les sondes de mesure utilisées. La sonde (a) est un dipôle électrique qui capte les composantes tangentielles du champ électrique (E_x et E_y en tournant la sonde de 90° autour de l'axe z) [55]. Le dipôle est construit à partir de deux câbles coaxiaux adjacents. Chaque brin du dipôle a 3mm de longueur et provient du conducteur central des câbles coaxiaux. La sonde est connectée à un coupleur hybride 180° qui sert de balun en permettant de retrouver la tension différentielle entre les deux âmes des deux câbles coaxiaux. L'analyseur mesure la différence entre les deux signaux d'entrée du coupleur.

Pour mesurer la composante normale du champ électrique (E_z) nous utilisons la sonde (b). Il s'agit d'un câble coaxial d'impédance caractéristique 50Ω en circuit ouvert. La masse du coaxial est prolongée à son extrémité par un plateau carré afin d'améliorer les performances de la sonde [56]. Cette sonde doit être placée perpendiculairement au dispositif sous test pour mesurer la composante normale du champ \vec{E} .

La dernière sonde [57] mesure le champ magnétique. Il s'agit d'une petite boucle de surface $3,14\text{mm}^2$ réalisée à partir du conducteur central de deux câbles coaxiaux adjacents. Nous utilisons aussi dans ce cas un coupleur hybride 180° comme balun. La boucle mesure le champ magnétique perpendiculaire à sa surface, la sonde (c) nous permet d'avoir les composantes tangentielles (H_x et H_y) et la sonde (d), qui a un coude de 90° , la composante normale (H_z).

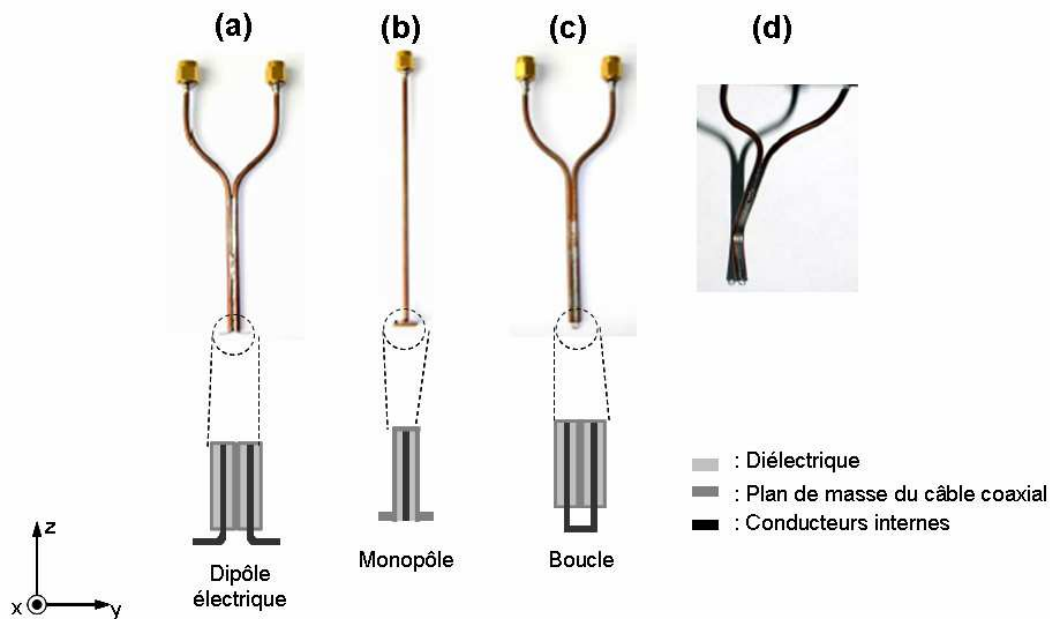


Figure 39 : Sondes de mesure

2.3.3. Chaînes de mesure et son calibrage

Entre la sonde captant les champs rayonnés et l'appareil de mesure, nous intercalons plusieurs dispositifs (un coupleur hybride 180° , un amplificateur faible bruit pour améliorer la sensibilité de la chaîne de mesure, des câbles pouvant atteindre quelques mètres). Pour passer de la tension mesurée par l'appareil de mesure aux niveaux de champ, il est nécessaire de réaliser un calibrage de la chaîne. Nous décrivons maintenant la procédure suivie.

2.3.3.1. Composantes tangentielles du champ électrique

La chaîne de mesure des composantes tangentielles E_x et E_y est représentée sur la figure 40.

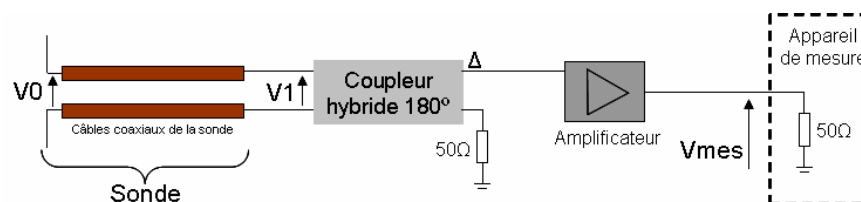


Figure 40 : Chaîne de mesure pour la sonde champ électrique tangentielle

La sonde dipôle électrique différentielle est branchée aux ports d'entrée d'un coupleur hybride 180° . Nous nous intéressons à la sortie Δ du coupleur que nous branchons à un amplificateur. La sortie de l'amplificateur est ensuite connectée à l'appareil de mesure qui sera soit un analyseur de spectre soit un analyseur de réseaux.

L'appareil de mesure nous fournit des données qui peuvent être facilement transformées en tension (V_{mes}). Le calibrage consiste donc à trouver le facteur a qui

permet de relier la tension V_{mes} au champ E_t tangentiel mesuré par notre sonde ($E_t = aV_{mes}$).

Il est toujours possible de réaliser théoriquement ou par simulation électrique le calibrage de la chaîne de mesure mais pour ce faire il est nécessaire de modéliser la sonde i.e. de trouver une expression liant V_0 au champ tangentiel. Cela étant un peu délicat dans le cadre du dipôle, nous préférons utiliser un circuit dont nous connaissons le rayonnement théorique $E_{t,theo}$. Le facteur a est alors calculé comme $a = E_{t,theo} / V'_{mes}$ (où V'_{mes} est la mesure du rayonnement du circuit étalon).

2.3.3.2. Composante normale du champ électrique

La chaîne de mesure de la composante normale E_z (figure 41) est composée de la sonde monopôle branchée au port d'entrée de l'amplificateur. La sortie de l'amplificateur est connectée à l'appareil de mesure.

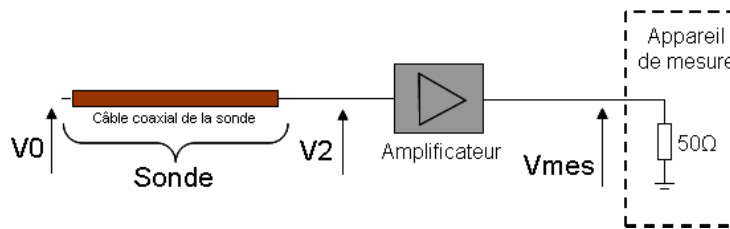


Figure 41 : Chaîne de mesure pour la sonde champ électrique normal

Dans ce cas, le facteur à déterminer est b ($E_n = bV_{mes}$). Il est également calculé à l'aide d'un circuit dont nous connaissons le rayonnement théorique $E_{n,theo}$ ($b = E_{n,theo} / V'_{mes}$).

2.3.3.3. Champ magnétique

La chaîne de mesure du champ magnétique (figure 42) comporte la sonde boucle différentielle branchée aux ports d'entrée du coupleur hybride 180° . La sortie Δ du coupleur est branchée à l'amplificateur. La sortie de celui-ci est connectée à l'appareil de mesure.

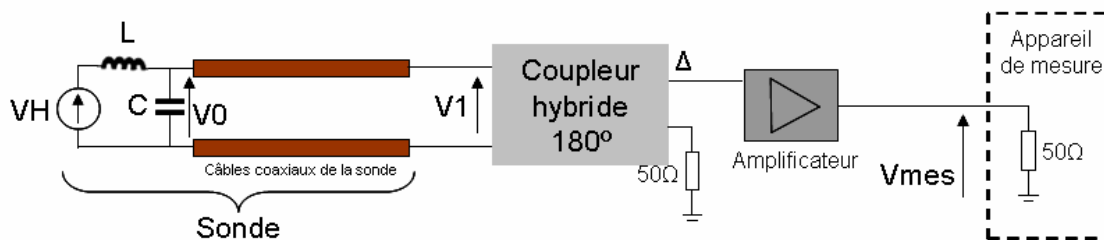


Figure 42 : Chaîne de mesure pour la sonde champ magnétique

En pratique, le calibrage peut se faire en suivant la même méthodologie que pour le champ électrique. Cependant dans le cas des sondes champ magnétique, il est

possible de modéliser simplement la boucle à l'aide d'éléments discrets [58] (self en parallèle avec un condensateur), et nous allons trouver le facteur de la chaîne par une simulation électrique sous ADS (Advanced Design System d'Agilent Technologies [59]).

Pour obtenir le facteur d'antenne, nous commençons par mesurer les paramètres S du coupleur hybride considéré comme un dispositif à trois ports (le quatrième port est chargé constamment sur 50Ω) et nous le convertissons en un dispositif à deux ports à l'aide d'une simulation sous ADS (figure 43).

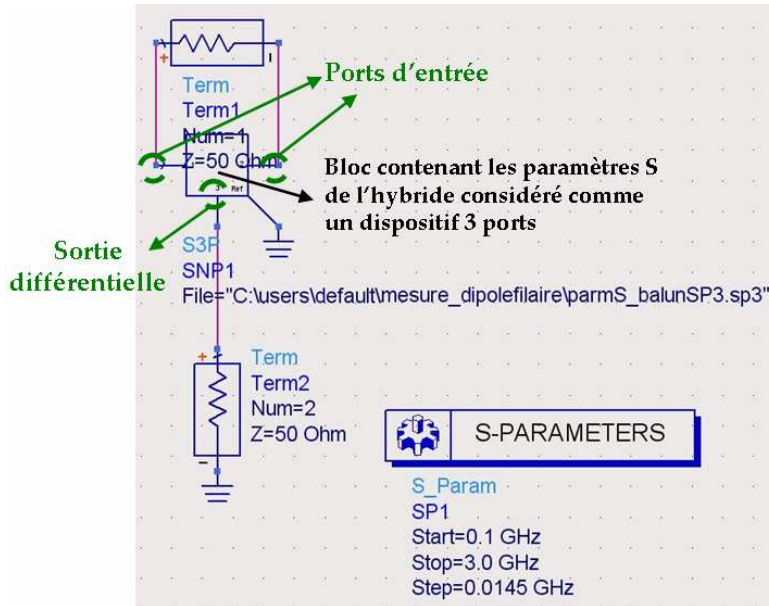


Figure 43 : Transformation des paramètres S du coupleur de 3 à 2 ports

Par cette configuration, l'hybride est attaqué de façon différentielle à l'aide d'un port.

Nous mesurons également les paramètres S de l'amplificateur. Ensuite, nous transformons tous ces paramètres S en paramètres chaîne ABCD en utilisant les expressions suivantes [60] :

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\
 B &= Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\
 C &= \frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\
 D &= \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}
 \end{aligned}
 \tag{105}$$

L'utilisation des paramètres ABCD nous permet de cascader deux dispositifs dont nous connaissons les paramètres respectifs (figure 44).

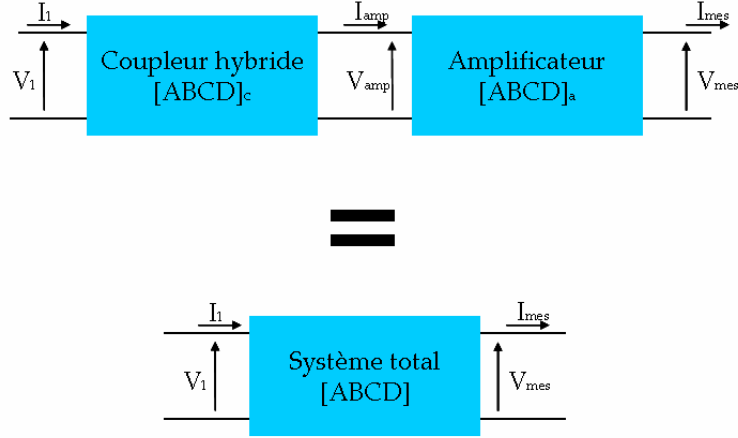


Figure 44 : Systèmes en cascade et système total

Les équations suivantes permettent de relier les tension-courant V_1-I_1 aux tension-courant $V_{mes}-I_{mes}$:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_c & B_c \\ C_c & D_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{amp} \\ I_{amp} \end{pmatrix} \quad (106)$$

$$\begin{pmatrix} V_{amp} \\ I_{amp} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{mes} \\ I_{mes} \end{pmatrix} \quad (107)$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_c & B_c \\ C_c & D_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{mes} \\ I_{mes} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{mes} \\ I_{mes} \end{pmatrix} \quad (108)$$

Ainsi, les tensions V_1 et V_{mes} sont reliées par :

$$V_1 = AV_{mes} + BI_{mes} = AV_{mes} + B \frac{V_{mes}}{50} = \left(A + \frac{B}{50} \right) V_{mes} = \left[A_c \left(A_a + \frac{B_a}{50} \right) + B_c \left(C_a + \frac{D_a}{50} \right) \right] V_{mes} \quad (109)$$

En ce qui concerne la dernière partie de la chaîne, nous modélisons la sonde comme deux câbles coaxiaux, une source de tension V_H , une self L avec sa résistance R et un condensateur C ([58],[10]) dont les valeurs peuvent être approximées à l'aide des expressions suivantes :

$$L = 2\mu_0 \frac{b}{\pi} \left(\ln \left(\frac{b}{a} \right) - 0,774 \right) = 1,65nH \quad (110)$$

$$C = \frac{2\epsilon_0 b'}{\ln \left(\frac{8b'}{a} \right) - 2} = 11,8fF \quad (111)$$

$$R = \frac{2b}{\pi a} \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} = 1,14 \cdot 10^{-6} \sqrt{f} \quad (112)$$

où $a=0,255mm$ est le rayon du fil de la boucle et $b=2b'=1,77mm$ est le côté de la boucle carrée (considérée en cuivre). Pour déterminer la capacité, nous approximons la

boucle carrée par une boucle ronde. Cela nous permet d'avoir une première approximation de la valeur de la capacité. Comme celle-ci est très faible, elle influe très peu sur les résultats pour nos fréquences et par conséquent, nous pouvons nous satisfaire de l'approximation.

Il nous reste à déterminer la longueur exacte des câbles coaxiaux. Pour ce faire, nous mesurons les paramètres S de la sonde selon la configuration de la figure 45.

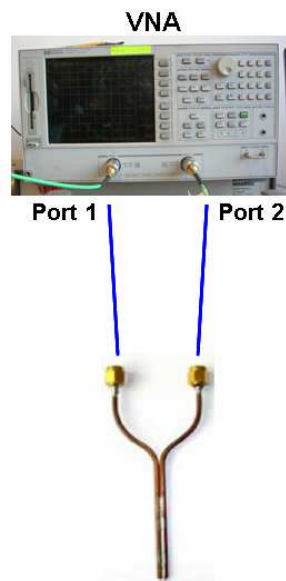


Figure 45 : Configuration de la mesure des paramètres S de la sonde

Nous incorporons ensuite les paramètres S mesurés dans une simulation ADS et nous réalisons une optimisation de la longueur des câbles par rapport aux paramètres S mesurés (figure 46). L'optimisation consiste à minimiser les quatre fonctions « objectif » suivantes :

$$erreur1 = |\Re(S_{1,1(mesure)}) - \Re(S_{1,1(modèle)})| \quad (113)$$

$$erreur2 = |\Re(S_{2,1(mesure)}) - \Re(S_{2,1(modèle)})| \quad (114)$$

$$erreur3 = |\Im(S_{1,1(mesure)}) - \Im(S_{1,1(modèle)})| \quad (115)$$

$$erreur4 = |\Im(S_{2,1(mesure)}) - \Im(S_{2,1(modèle)})| \quad (116)$$

Il est à noter que nous pouvons également, pour affiner les résultats, utiliser la valeur de l'inductance comme critère d'optimisation.

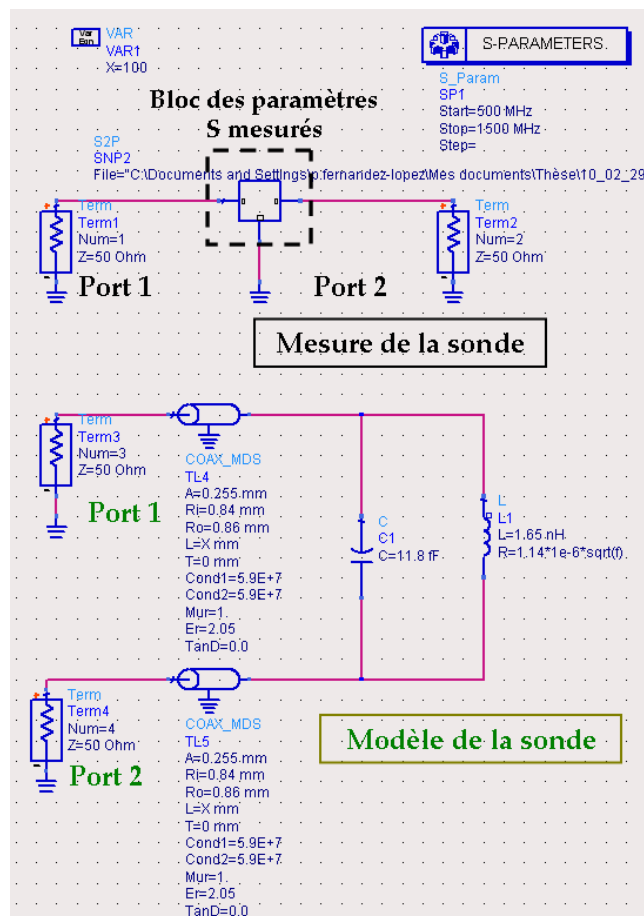


Figure 46 : Simulation du modèle de la sonde sous HFSS

Les caractéristiques du câble coaxial sont connues :

- Permittivité du diélectrique : 2,05 (diélectrique supposé sans pertes)
- Métal utilisé : cuivre
- Rayon de l'âme centrale : 0,255mm
- Rayon du diélectrique : 0,84mm.

Une fois la longueur obtenue (10cm environ), nous simulons la chaîne complète (figure 47).

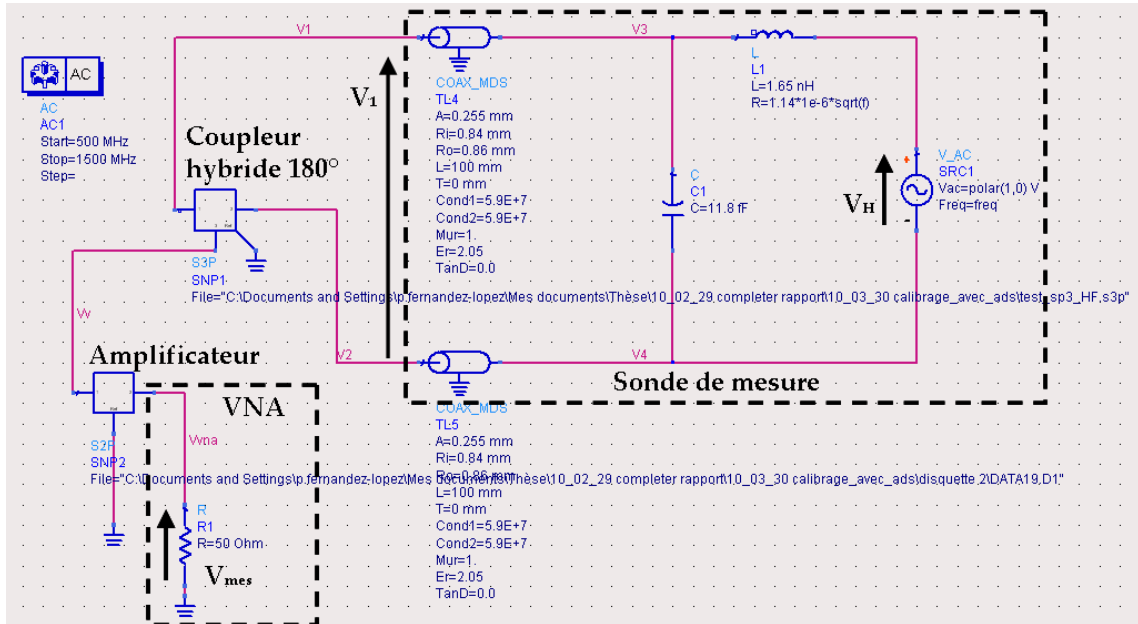


Figure 47 : Schéma de simulation de la chaîne de mesure champ magnétique sous ADS

Cette simulation nous permet d'une part de valider le passage entre V_{mes} et V_1 et d'autre part, de calculer le facteur d entre V_H et V_1 ($V_H = dV_1$). Pour finaliser l'étude, le niveau de champ magnétique est calculé comme :

$$H = \frac{1}{j\omega\mu_0 S} V_H \quad (117)$$

avec S la surface la boucle. Nous supposons que le champ magnétique est constant sur la surface de la boucle.

L'avantage du calibrage à partir de la simulation ADS est qu'il est possible de recalculer aisément le facteur de couplage si un élément de la chaîne est remplacé (amplificateur, coupleur hybride...). En effet, en modifiant les paramètres S des éléments changés, nous pouvons estimer le facteur d'antenne sans refaire une mesure du rayonnement d'un circuit étalon. Par contre, pour le champ électrique, cela n'est pas possible car la modélisation des brins est plus délicate et ne fait pas partie de notre étude. Par conséquent, dans le cas du champ électrique, nous sommes obligés de passer par une mesure.

2.3.4. Validation du calibrage

Nous faisons le calibrage des différentes chaînes de mesure et nous le validons à partir d'un circuit étalon dont nous connaissons le rayonnement théorique. Il s'agit d'un câble au-dessus d'un plan de masse (figure 48).

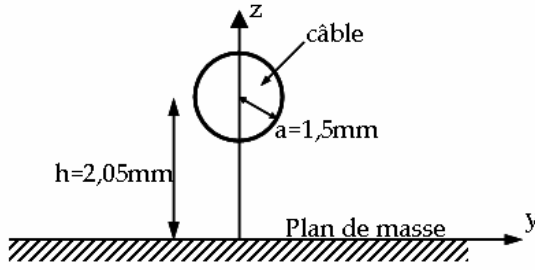


Figure 48 : Câble au-dessus d'un plan de masse

Les expressions théoriques des champs rayonnés sont [57]:

$$E_y = 8K \frac{yzn}{(y^2 + (z+n)^2)(y^2 + (z-n)^2)} \quad (118)$$

$$E_z = 4K \frac{n(y^2 - z^2 + n^2)}{(y^2 + (z+n)^2)(y^2 + (z-n)^2)} \quad (119)$$

$$H_y = -\frac{1}{\eta} E_z \quad (120)$$

$$H_z = \frac{1}{\eta} E_y \quad (121)$$

où

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}, \quad n = \sqrt{h^2 - a^2} \quad \text{et} \quad K = \frac{\sqrt{2PZ_c}}{\ln\left(\frac{h+n}{h-n}\right)}.$$

Pour obtenir les facteurs d'antenne des différentes sondes, nous mesurons les champs à 2mm au-dessus du câble, à 40MHz et à 967MHz (fréquences de nos circuits tests) et nous calculons le rayonnement théorique à 2mm.

La figure 49 et la figure 50 comparent, en amplitude et phase, les champs électrique et magnétique tangentiel et normal à 2 et 10mm obtenus par mesure et par la théorie. Sur les figures à 2mm, les mesures sont représentées après avoir été multipliées par un facteur correctif (comme expliqué dans le paragraphe 2.3.3 pour chaque type de sonde) permettant de faire coïncider le maximum de la mesure et de la théorie. Ce facteur est ensuite appliqué sur les mesures à 10mm.

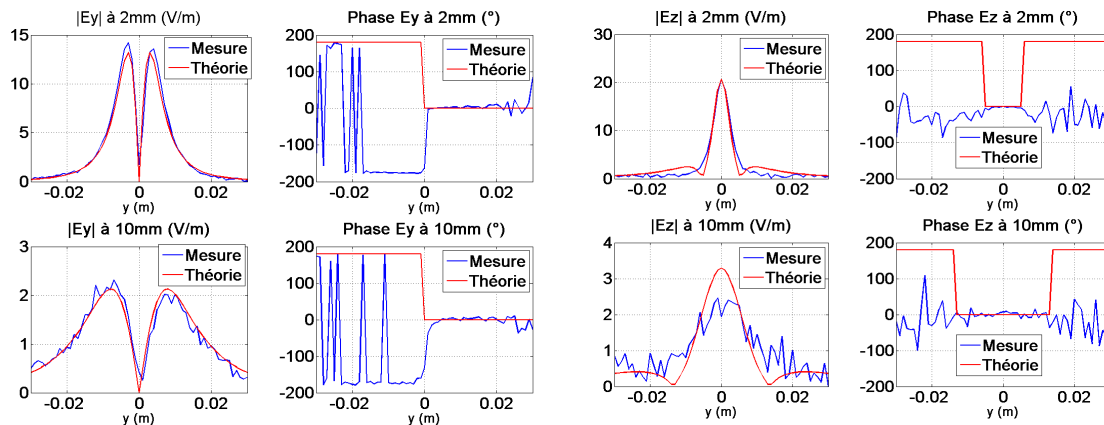


Figure 49 : Coupes du rayonnement du champ \vec{E} à 2 et 10mm ($f = 40\text{MHz}$)

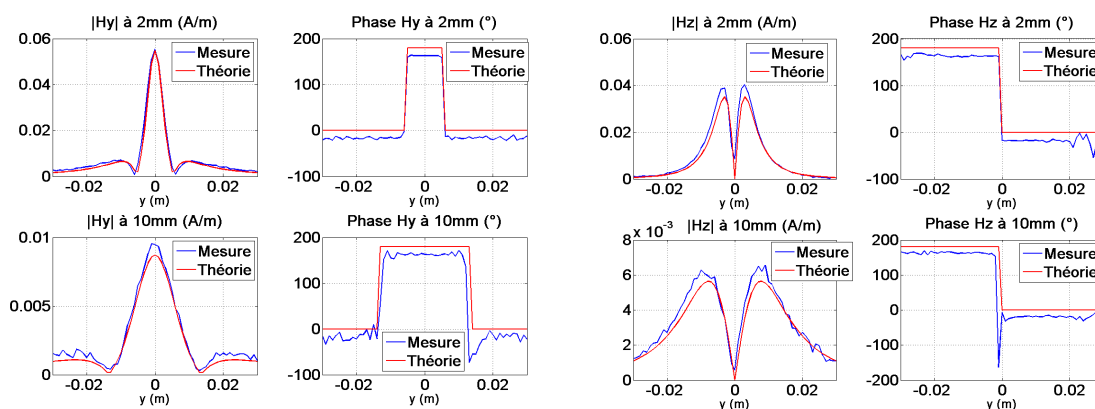


Figure 50 : Coupes du rayonnement du champ \vec{H} à 2 et 10mm ($f = 40\text{MHz}$)

Il est important de noter qu'à 40MHz, les sondes champ électrique et champ magnétique conservent les profils des champs et nous retrouvons une bonne concordance. Il y a quelques problèmes au niveau de la phase de la composante E_z dus aux faibles niveaux de tension mesurés dans les zones concernées (niveaux très proches du niveau de bruit de l'analyseur).

Les sauts de phase brusques visibles sur la composante E_y sont dus aux imprécisions de mesure juste quand la phase est proche de $\pm 180^\circ$.

Nous effectuons également un calibrage à 967MHz. La figure 51 et la figure 52 présentent les mesures à 2mm corrigées d'un facteur permettant comme précédemment de faire coïncider le maximum de la mesure à celui de la théorie. Ce facteur est ensuite appliqué aux mesures à 20mm.

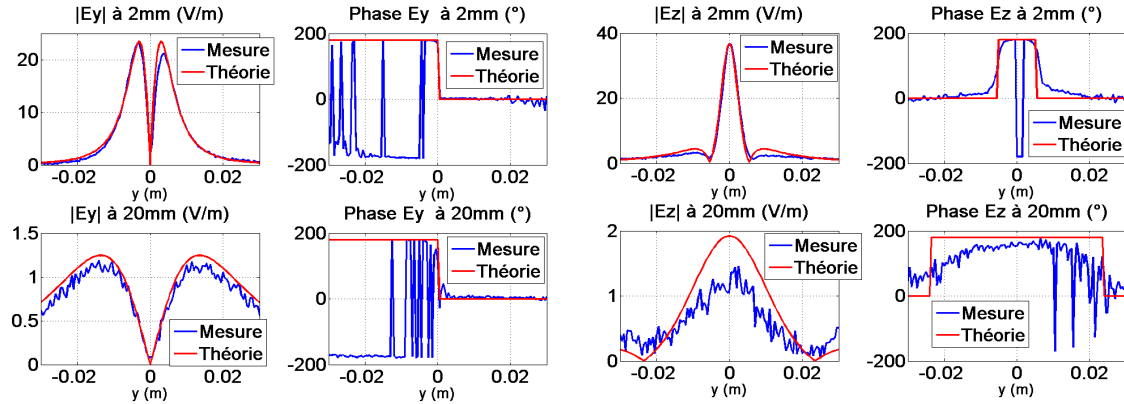


Figure 51 : Coupes du rayonnement du champ \vec{E} à 2 et 20mm ($f = 967\text{MHz}$)

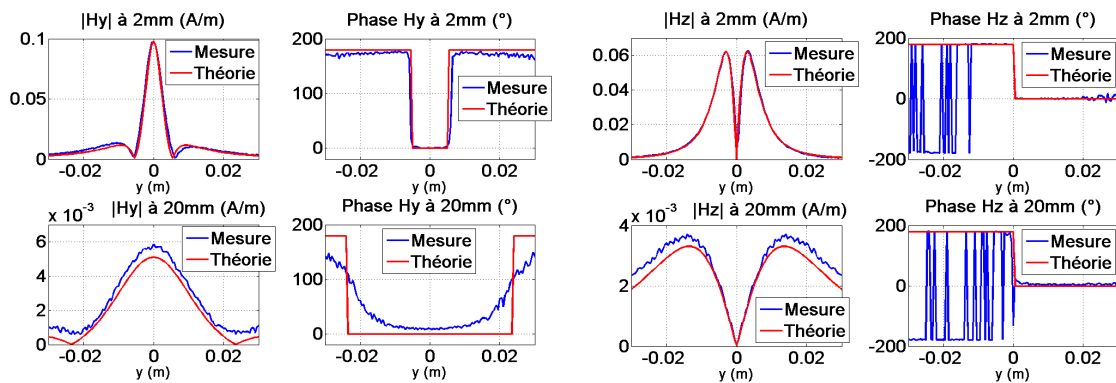


Figure 52 : Coupes du rayonnement du champ \vec{H} à 2 et 20mm ($f = 967\text{MHz}$)

Comme à 40MHz, à 967MHz, les sondes champ électrique et champ magnétique conservent les profils des champs et nous retrouvons une bonne concordance entre théorie et mesure.

Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe 2.3.3.3, dans le cas du champ magnétique, il est également possible de réaliser le calibrage par une simulation sous ADS et en utilisant les formules analytiques (109) et (117). La table 2 montre, pour les deux sondes champ magnétique, les valeurs des facteurs d'antenne en amplitude et phase obtenus à partir de la mesure (facteurs utilisés sur les figures précédentes) et par simulation ADS. Les valeurs obtenues par simulation sont du même ordre de grandeur que celles obtenues par la mesure, et valident le calibrage à 967MHz à partir d'ADS.

	Sonde H_i	Sonde H_n
Calibrage à partir de la mesure	0,71/ $_{171}^\circ$	0,83/ $_{-22}^\circ$
Calibrage à partir de ADS	0,73/ $_{155}^\circ$	0,73/ $_{-30}^\circ$

Table 2 : Facteurs d'antenne des sondes champ magnétique

Dans le cadre du projet EPEA, une caractérisation de deux sondes du champ électrique tangentiel (dont une présentée sur la figure 39) et deux sondes du champ magnétique tangentiel (dont une présentée sur la figure 39) a été réalisée. Dans le même contexte, cinq laboratoires partenaires du projet ont réalisé des mesures du champ magnétique rayonné sur un même circuit test avec leurs bancs champ proche et les résultats ont été comparés à ceux issus d'un simulateur électromagnétique. Ces travaux ont été présentés dans [PFL5].

2.3.5. Mesure de la phase pour les circuits actifs

La mesure de la phase sur des dispositifs pouvant être alimentés par un VNA est simple. Un courant est injecté au circuit à travers le port 1 du VNA et la sonde de mesure est connectée au port 2. Les paramètres $[S_{21}]$ mesurés par l'appareil sont ensuite traités pour avoir les niveaux des champs et la phase. Par contre, cette méthode n'est pas appropriée pour la mesure du rayonnement d'un dispositif actif qui génère son propre signal car il n'est pas possible d'injecter un courant externe avec le VNA.

Pour effectuer la mesure de la phase (et de l'amplitude) du rayonnement d'un tel circuit actif, il est nécessaire de définir une référence de phase sur le circuit et de la ramener au niveau de la référence du VNA ou de l'associer au champ émis pour une mesure à l'analyseur de spectre [9]. Dans ce dernier cas, la mesure est plus fastidieuse car il faut réaliser plusieurs scans engendrant par là-même un temps de mesure plus élevé. Cette technique est également plus complexe en raison d'un post-traitement mathématique supplémentaire. En revanche, utiliser un signal externe comme référence pour le VNA exige certaines conditions assez strictes en termes de puissance et de stabilité du signal de référence [61].

Pour nos circuits tests, le niveau de référence est suffisamment élevé et stable pour que le VNA synchronise et par conséquent soit choisi pour les mesures. Pour la mesure d'un dispositif actif, l'analyseur de réseau est configuré en mode « External Source Mode » et sa source interne est coupée. Pour avoir un signal de référence provenant du circuit, nous utilisons une antenne double spire qui est positionnée à proximité d'un composant de la carte dont le rayonnement est stable (par exemple un quartz). Cette boucle, en n'étant pas en contact direct avec le circuit, permet de ne pas le perturber ; elle reste immobile pendant toute la mesure, elle a une grande surface ($314,16\text{mm}^2$) pour augmenter sa sensibilité et elle est connectée au port d'entrée de référence R de l'analyseur.

La sonde de mesure du champ rayonné par le circuit est quant à elle connectée au port 1 (signal A) de l'analyseur et le robot la déplace au-dessus du circuit.

En utilisant cette configuration, l'analyseur mesure le signal A/R (A : reflection power, R : reference power).

La configuration pour la mesure du rayonnement d'un dispositif actif est présentée sur la figure 53.

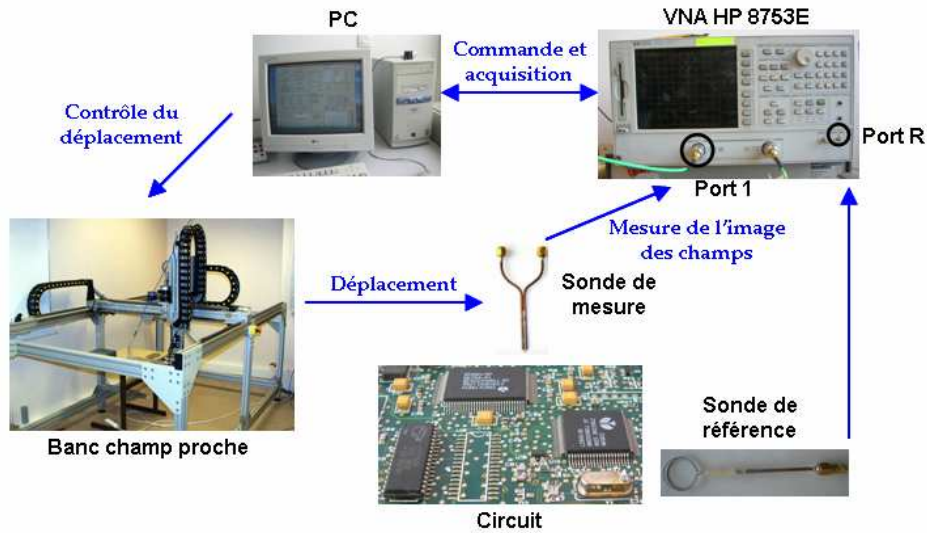


Figure 53 : Configuration pour effectuer les mesures sur un circuit actif

2.4. Application du modèle sur des circuits passifs

Pour construire les modèles de dispositifs, nous commençons par utiliser les cartographies des champs obtenues à partir de simulations HFSS. En effet, les mesures étant relativement longues à réaliser, nous optons pour les cartes issues d'une simulation électromagnétique car dans un premier temps, seule la validation de la démarche de modélisation nous intéresse.

Nous allons donc d'abord valider la procédure de modélisation sur des dispositifs passifs que l'on peut dessiner sous HFSS. Les dispositifs choisis travaillent à une fréquence proche de 1GHz et sont : une ligne microruban, un coupleur hybride 90° (voir annexe E) et le diviseur de puissance de Wilkinson précédemment utilisé. Pour chaque circuit, nous présentons une comparaison entre les cartes de champ obtenues à partir du modèle et celles issues des simulations. Pour quantifier l'erreur commise, nous utilisons l'expression suivante :

$$erreur = \frac{\sum_{i=1}^S |f_{mesu}(M_i) - f_{mod}(M_i)|^2}{\sum_{j=1}^S |f_{mesu}(M_j)|^2} \quad (122)$$

où f est le champ électrique ou magnétique, S le nombre de points des cartographies de champ et M_i le point où le champ est évalué.

2.4.1. Ligne microruban

Nous commençons par un dispositif simple qui nous permet de valider la procédure de modélisation et en même temps d'évaluer l'aptitude du modèle à déterminer les vraies sources de rayonnement ou du moins à fournir des informations sur ces vraies sources. Ainsi, une ligne microruban en circuit ouvert, de

longueur $L=143\text{mm}=0,87\lambda_g$ (λ_g est la longueur d'onde dans le circuit, $\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}$) et alimentée via une ligne coaxiale par un signal à 1GHz est étudiée (figure 54). La dimension du substrat est de 101,56mm (x) x 243mm (y), son épaisseur est $h = 0,8\text{mm}$ et sa permittivité relative $\epsilon_r=4,4$.

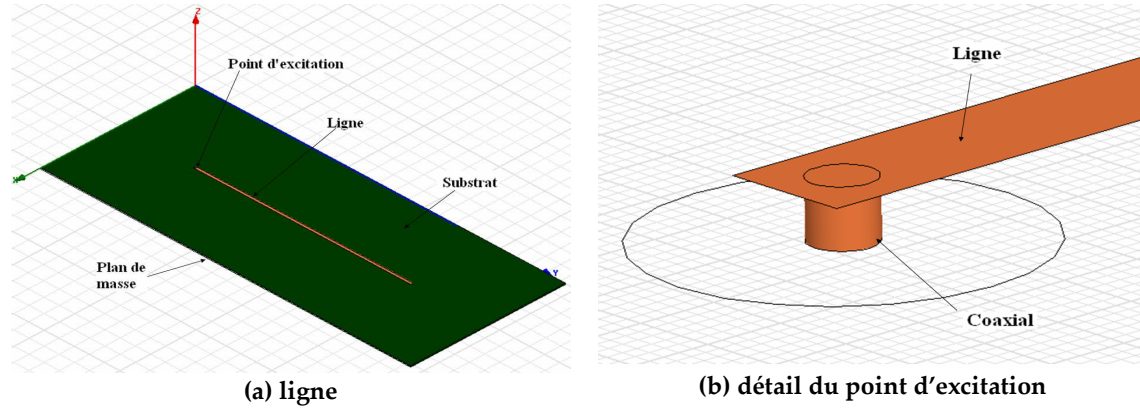


Figure 54 : Ligne microruban sous HFSS

Le port d'excitation de la ligne est placé du côté « plan de masse » afin qu'il ne vienne pas perturber le rayonnement de la ligne. Le modèle est construit à partir des cartographies à 2mm. La surface scannée est de 40,5mm (x) x 185mm (y) avec 28 points suivant x et 38 suivant y . Pour l'obtention du modèle, nous utilisons un réseau de 1064 dipôles électriques et 1064 dipôles magnétiques, deux dipôles voisins étant distants de 1,5mm suivant x et de 5mm suivant y .

Les courants électriques et magnétiques I_e et I_m fournis par le modèle sont représentés sur la figure 55.

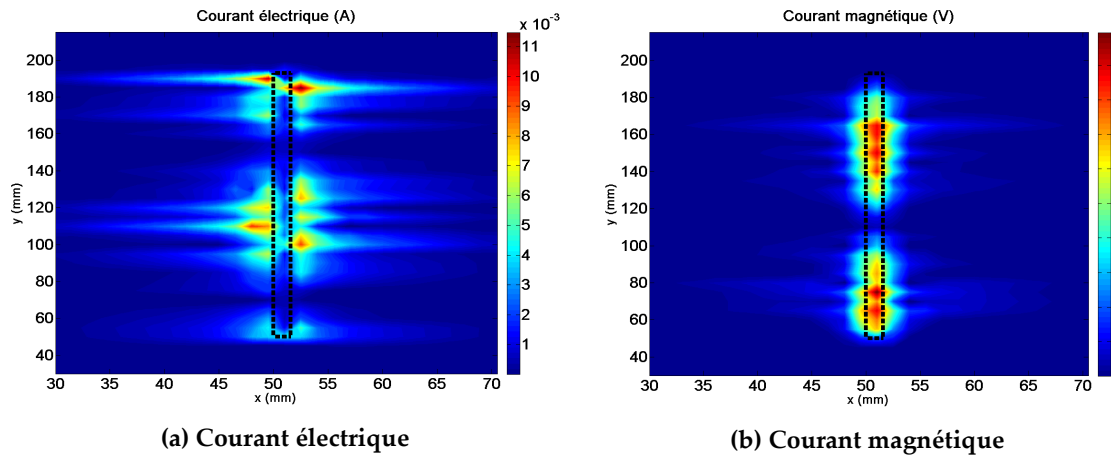


Figure 55 : Courants des dipôles du modèle de la ligne

Nous constatons qu'entre deux maxima de courant consécutifs il y a $\lambda_g/2$, et qu'entre un maximum de courant électrique et un maximum de courant magnétique il y a $\lambda_g/4$. Cela est bien conforme au phénomène d'onde stationnaire sur une ligne de

transmission ([62]). Les sources sont localisées au niveau de la ligne, là où les sources réelles sont. Une similitude apparaît alors entre d'une part la disposition des dipôles électriques et le champ électrique et d'autre part la disposition des dipôles magnétiques et le champ magnétique.

Sur la figure 56 et sur la figure 57, nous représentons les cartes obtenues par le modèle de la ligne et nous les comparons avec les cartes de champs HFSS à 2 et 10mm. Le profil de la ligne est représenté en pointillés.

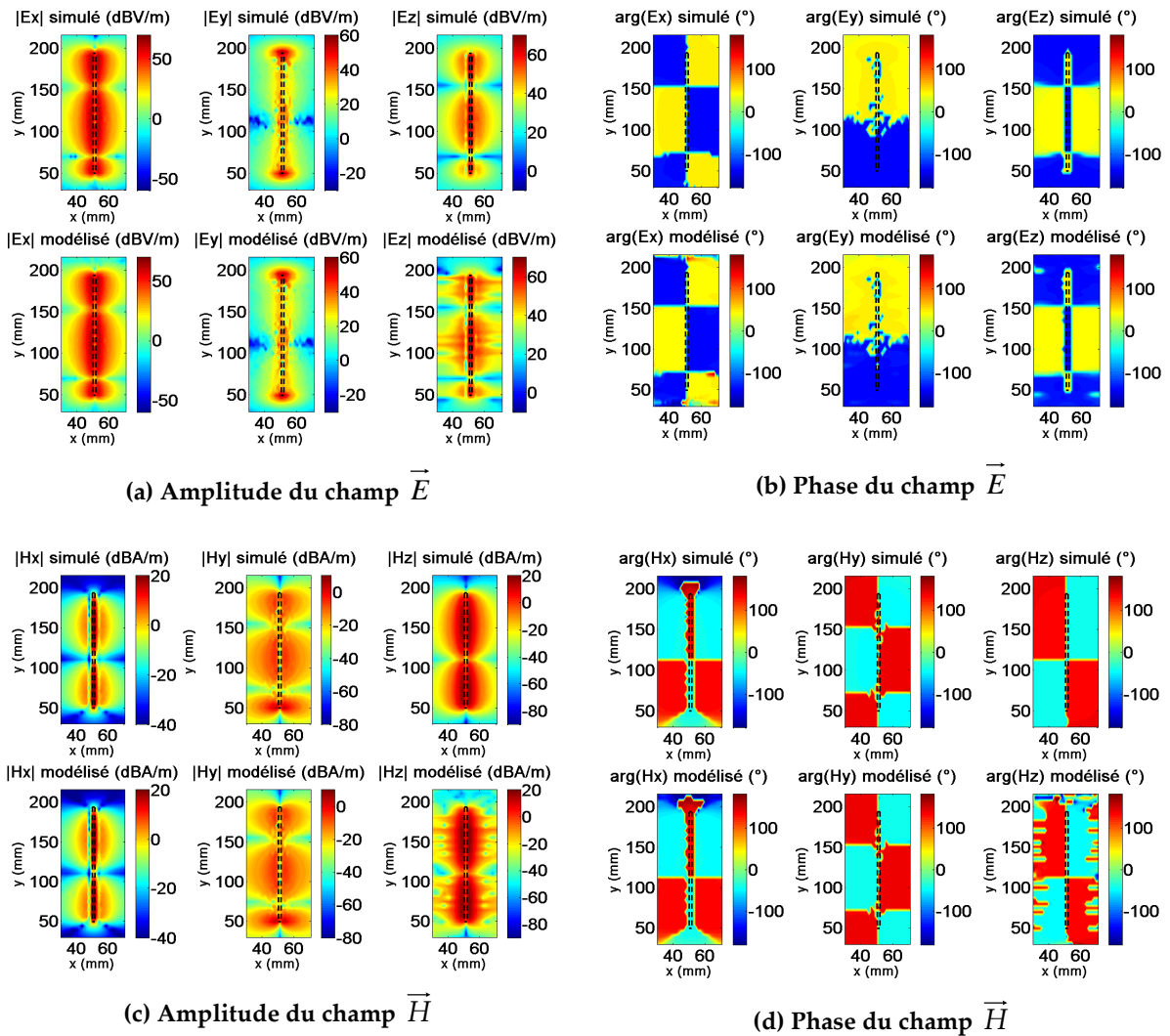


Figure 56 : Simulation HFSS et modèle de la ligne microruban à 2mm

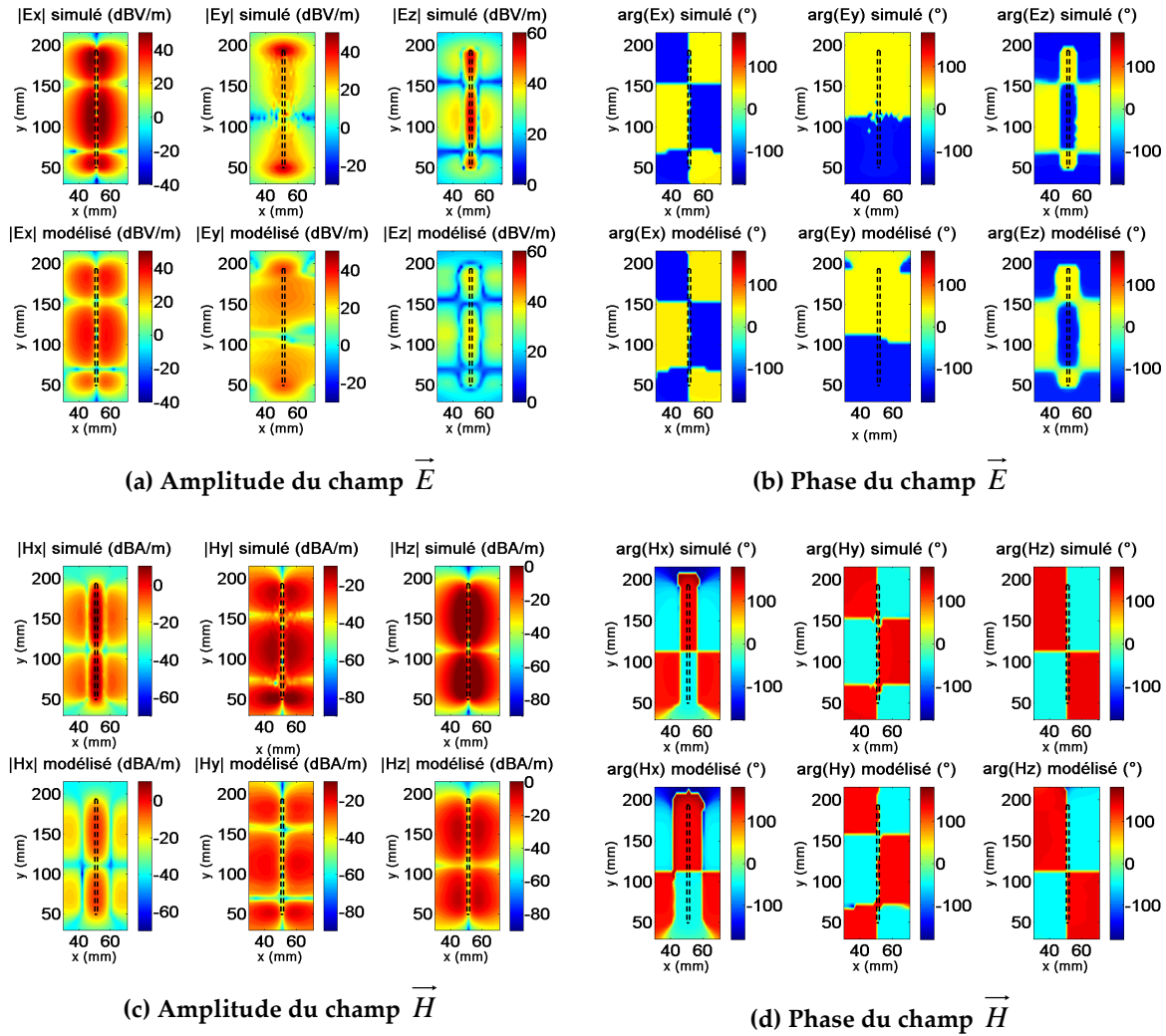


Figure 57 : Simulation HFSS et modèle de la ligne microruban à 10mm

Nous notons une bonne concordance en termes de profils des champs. Les composantes x et y sont pratiquement les mêmes que celles de la simulation HFSS, par contre, sur la composante z , nous avons quelques différences de niveau. En effet, le modèle est calculé à partir des composantes tangentielles de telle sorte qu'il coïncide au mieux avec ces composantes et la composante normale est déterminée par le modèle.

Pour mieux apprécier l'écart entre le modèle et les cartes HFSS, nous calculons les erreurs obtenues pour les trois composantes à 2 et 10mm :

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
2mm	$6,9889 \cdot 10^{-8}$	$2,8569 \cdot 10^{-6}$	0,0026	$1,9023 \cdot 10^{-6}$	$1,1906 \cdot 10^{-6}$	0,0014
10mm	0,0236	0,0305	0,0249	0,0219	0,0128	0,0213

Table 3 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle de la ligne microruban

Les composantes tangentielle à 2mm (hauteur des cartographies permettant de construire le modèle) ont une erreur très petite tandis que pour la composante z et pour les champs à 10mm cette erreur augmente. Cependant, l'erreur reste acceptable.

Ces résultats nous permettent de valider notre procédure de modélisation. Il est à noter que comme la ligne est orientée selon l'axe y , la composante y des champs électrique et magnétique le long de la ligne est très faible vis-à-vis de la composante x . La procédure de modélisation, en normalisant les champs, évite de déséquilibrer le vecteur « champs » (vecteur formé par les composantes tangentielles des champs électrique et magnétique) et réduit les imprécisions que pourrait engendrer la division effectuée pour calculer les orientations. Afin de nous mettre dans un cas plus générale en termes de disposition de champ, nous étudions un second circuit passif présentant une distribution de champs selon x et y .

2.4.2. Diviseur de puissance de Wilkinson

Pour cette étude, le diviseur de Wilkinson présenté dans l'introduction de ce chapitre est utilisé et caractérisé à 967MHz, i.e. à sa fréquence centrale de fonctionnement. La particularité de ce circuit est qu'il présente des lignes courbées et par conséquent, les composantes x et y des champs sont à peu près du même ordre de grandeur. Le diviseur va ainsi permettre de tester l'aptitude de la démarche de modélisation à trouver des emplacements de dipôles conformes à la forme des lignes.

Sur la figure 58, nous montrons les cartes des champs électrique et magnétique rayonnés par le diviseur à 2mm issues de la mesure et de la simulation sous HFSS. Nous constatons un bon accord entre les cartes sauf pour le cas de E_z . Cela est dû au fait que la sonde monopôle n'est pas suffisamment performante comme nous l'avons vu dans le paragraphe 2.3.4.

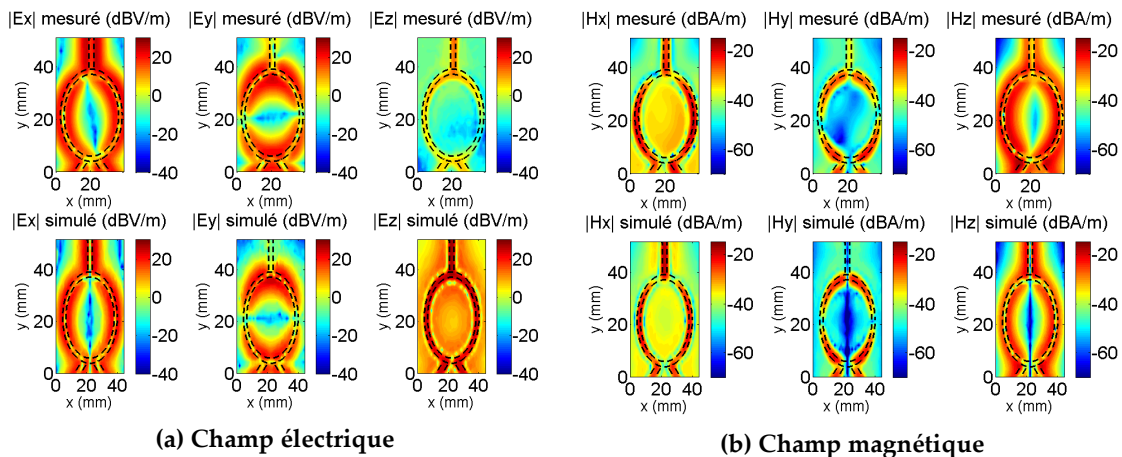


Figure 58 : Champs électrique et magnétique issues de la mesure et d'une simulation HFSS

Comme nous l'avons précisé en début du paragraphe 2.4, nous construisons dans un premier temps le modèle à partir des cartes obtenues d'une simulation

HFSS. Cela nous permettra de nous affranchir des imprécisions sur l'alignement des sondes vis-à-vis du circuit.

Le modèle est construit à partir des cartographies à 2mm au-dessus du circuit. Ces cartes de champs ont été obtenues sur une surface de 44mm (x) x 62mm (y) et le nombre de points de mesure est de 23 suivant l'axe x et 21 suivant l'axe y . Pour l'obtention du modèle, nous utilisons un réseau de 483 dipôles électriques et 483 dipôles magnétiques avec un espacement de 2mm suivant x et de 3,1mm suivant y .

La figure 59 montre les courants électriques et magnétiques (I_e et I_m respectivement) obtenus via la procédure de modélisation.

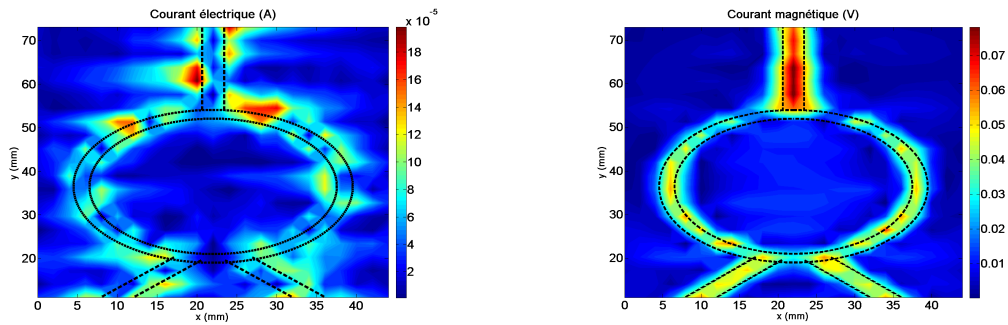
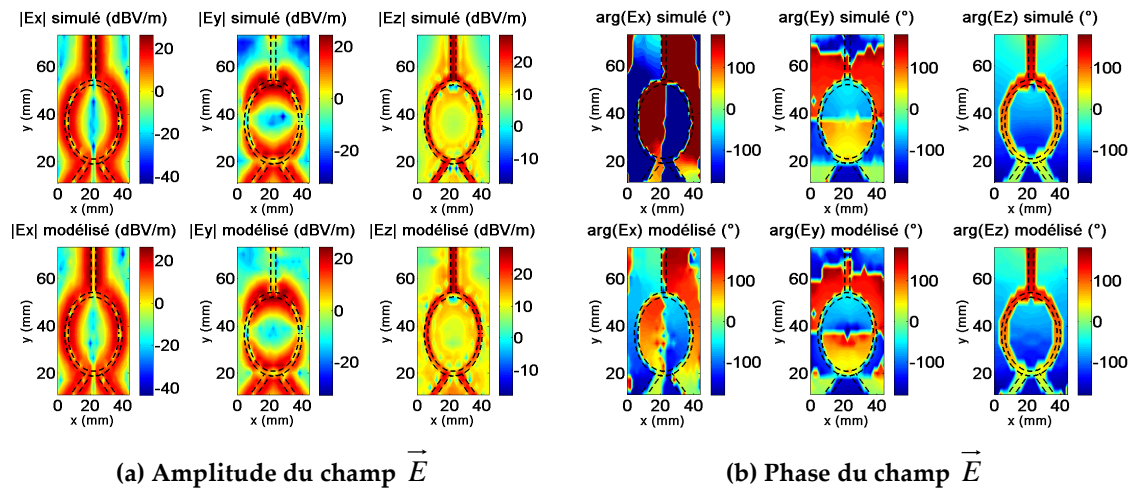


Figure 59 : Courants électrique I_e et magnétique I_m des dipôles du modèle du diviseur

Nous remarquons que les courants sont sur les parties métalliques du circuit. Il est alors possible d'identifier les vraies sources de rayonnement pour des dispositifs simples.

A partir du modèle, nous simulons le rayonnement du réseau de dipôles pour calculer les champs à 2mm et valider la démarche. La figure 60 compare les champs en amplitude et phase obtenus par modélisation à ceux obtenus par simulation sous HFSS à 2mm.



(a) Amplitude du champ \vec{E}

(b) Phase du champ \vec{E}

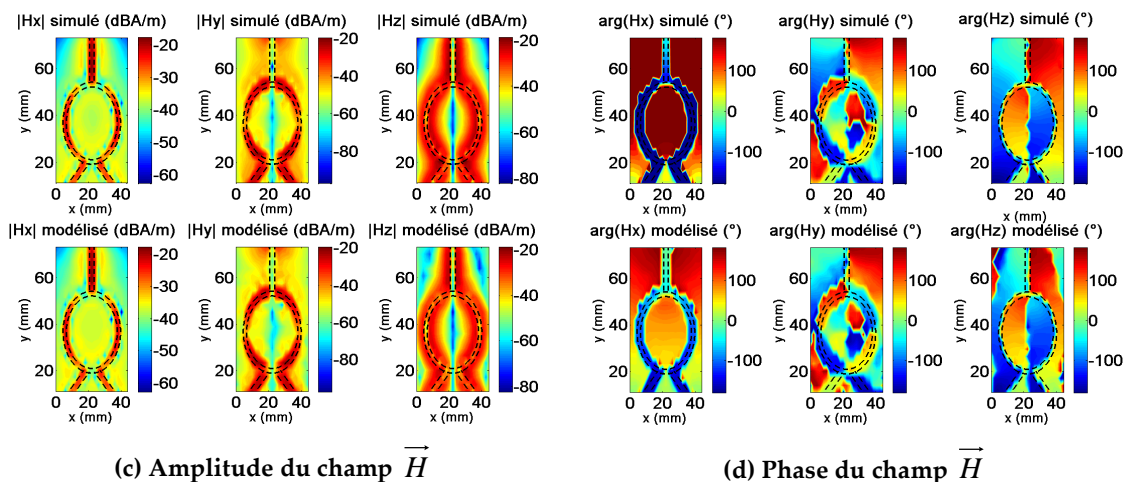
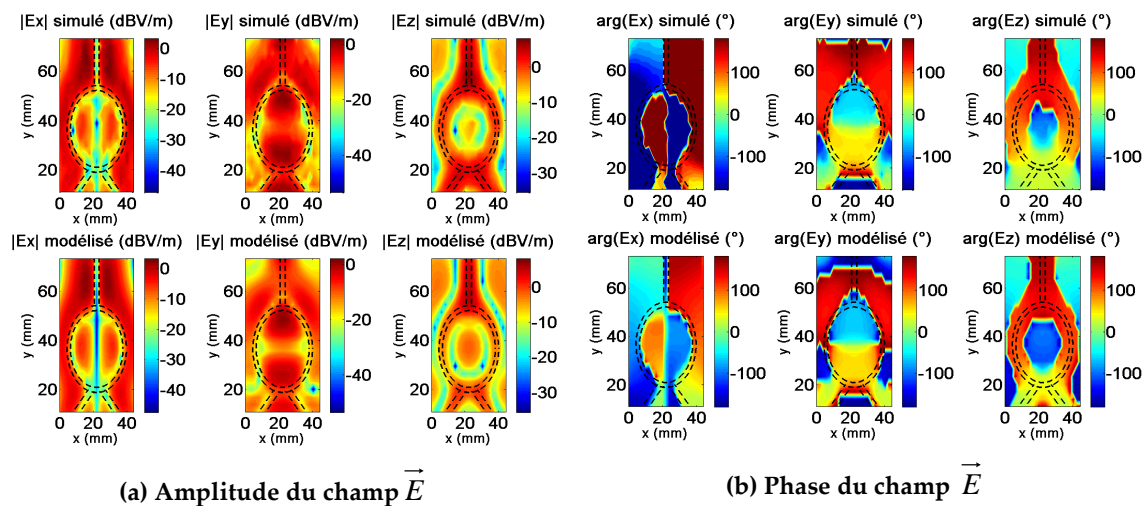


Figure 60 : Modèle et simulation HFSS du diviseur à 2mm

La figure 61 compare, en amplitude et phase, les champs obtenus par modélisation à ceux issus de la simulation sous HFSS à une distance supérieure à celle utilisée pour construire le modèle (10mm vs 2mm).



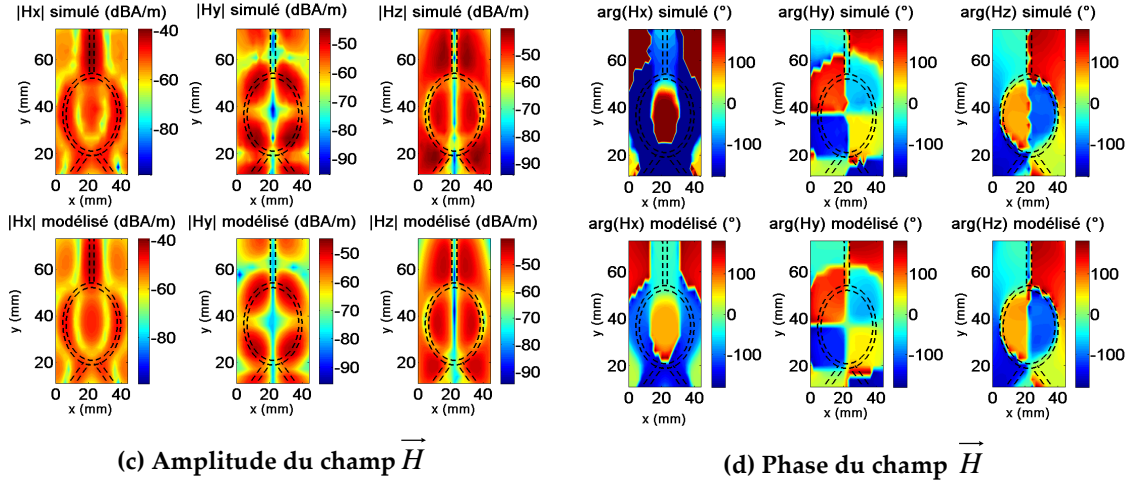


Figure 61 : Modèle et simulation HFSS du diviseur à 10mm

Le modèle est capable de reconstruire les champs à la même hauteur où les cartographies sous HFSS ont été prises (*d*) et permet également de déterminer la composante *z* des champs (composante non utilisée pour construire le modèle). Les figures montrent une bonne similitude entre les cartographies des champs obtenues par modélisation et celles obtenues par simulation du dispositif sous HFSS à une distance supérieure à *d* en amplitude et phase.

La table 4 montre les erreurs calculées pour toutes les composantes des champs à 2 et 10mm.

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
2mm	0,0021	0,0063	0,0383	0,0016	0,0041	0,0642
10mm	0,0316	0,1239	0,2139	0,0807	0,0843	0,1026

Table 4 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle du diviseur

Si nous comparons ces valeurs à celles calculées pour la ligne microruban (table 3), nous trouvons qu'elles sont pratiquement du même ordre de grandeur à 10mm et qu'elles sont plus élevées à 2mm tout en restant tout à fait raisonnables.

Les résultats obtenus nous permettent de valider la procédure de modélisation et prouvent qu'il est possible de recréer les champs \vec{E} et \vec{H} au-dessus du dispositif.

A titre indicatif, le temps d'obtention du modèle sous MatLab est de 56 secondes sur un PC de 1Go de RAM et avec un processeur fonctionnant à 1,86GHz.

2.5. Application du modèle sur des circuits actifs

Comme il n'est pas toujours possible de dessiner n'importe quelle structure sous un logiciel de simulation, notamment pour les circuits actifs, nous effectuons par la suite des mesures en champ proche électrique et magnétique avec le banc de

l'IRSEEM. Nous suivons la méthode décrite dans la section 2.3 pour réaliser la mesure et le calibrage des sondes.

La figure 62 montre le circuit actif utilisé. Il s'agit d'une carte électronique composée d'un quartz et de différents inverseurs et qui fonctionne à 40MHz ; elle est alimentée par une batterie 9V placée derrière le plan de masse pour ne pas contribuer au rayonnement de la face supérieure. Ses dimensions sont 60mm (x) x 60mm (y). Le schéma électrique du circuit est présenté sur la figure 63.

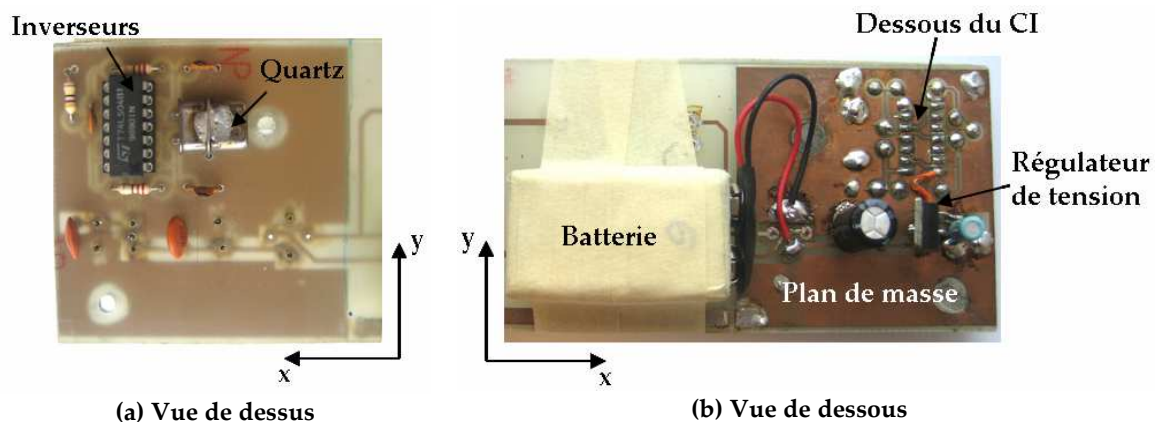


Figure 62 : Circuit oscillateur

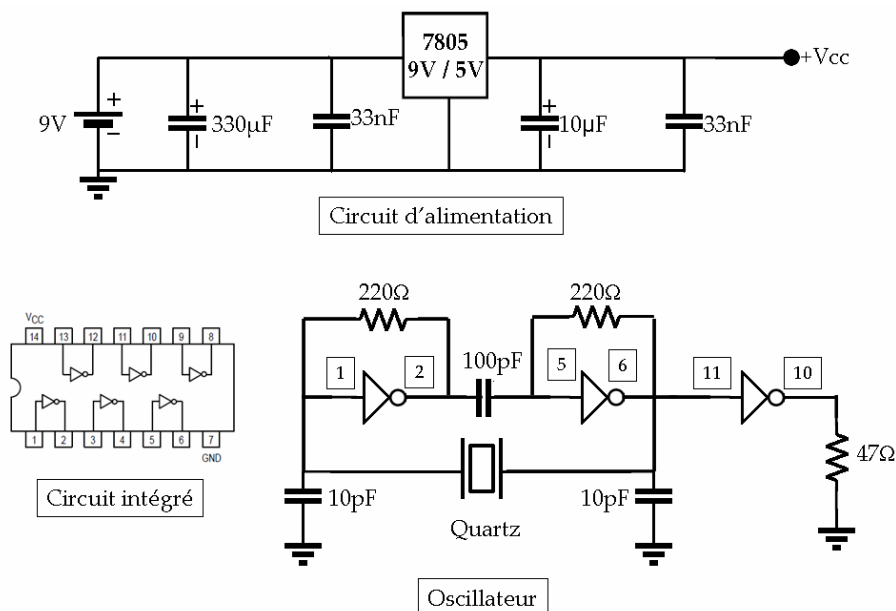


Figure 63 : Schéma électrique de l'oscillateur

Pour effectuer la mesure du rayonnement à 40MHz, nous plaçons la sonde de référence sous le circuit intégré car c'est là que nous avons un signal stable et de niveau suffisant. La configuration est présentée sur la figure 64.

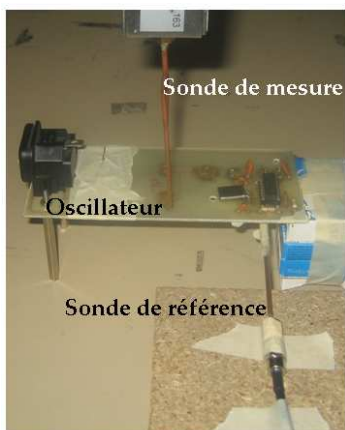
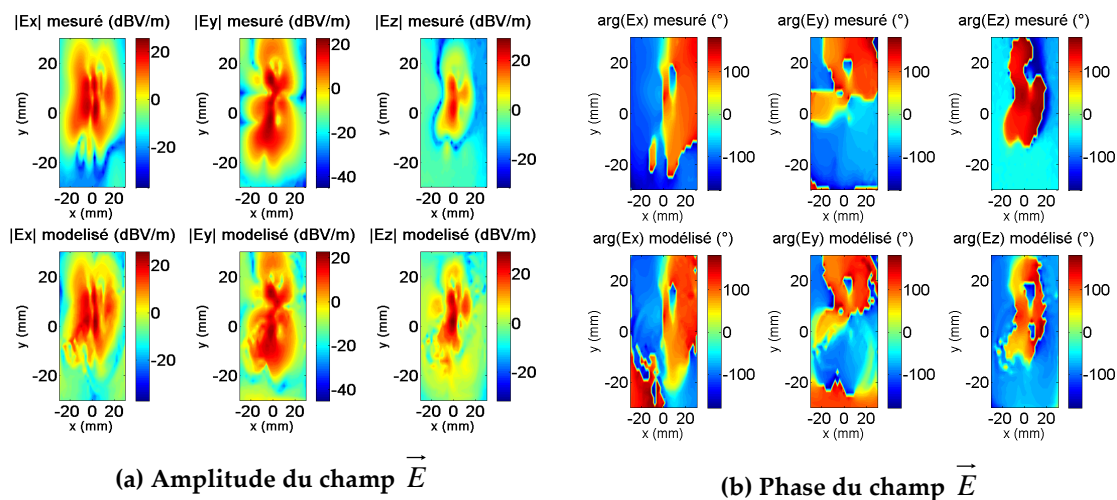


Figure 64 : Configuration de la mesure de l'oscillateur

Le modèle est construit à partir des mesures à 2mm et est ensuite utilisé pour obtenir le rayonnement à 10mm. Les cartographies des champs sont obtenues sur une surface de 60mm (x) x 60mm (y) avec un espacement de 2mm entre les points de mesure. Nous utilisons un réseau de 961 dipôles électriques et 961 dipôles magnétiques avec un espacement de 2mm suivant les deux directions x et y .

La figure 65 et la figure 66 montrent une comparaison des champs électrique et magnétique rayonnés par l'oscillateur à 2 et 10mm obtenus par la simulation et par la mesure.



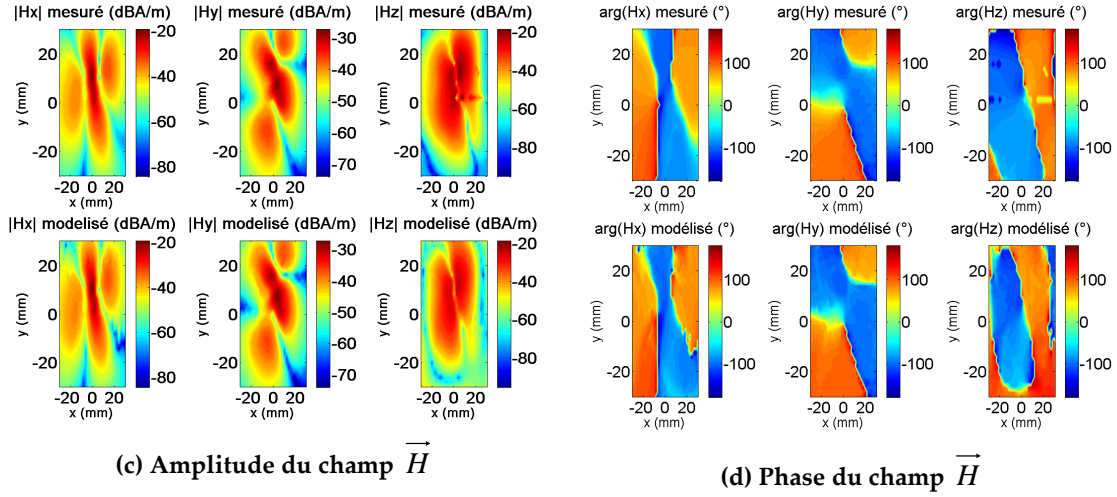


Figure 65 : Mesure et modèle de l'oscillateur à 2mm

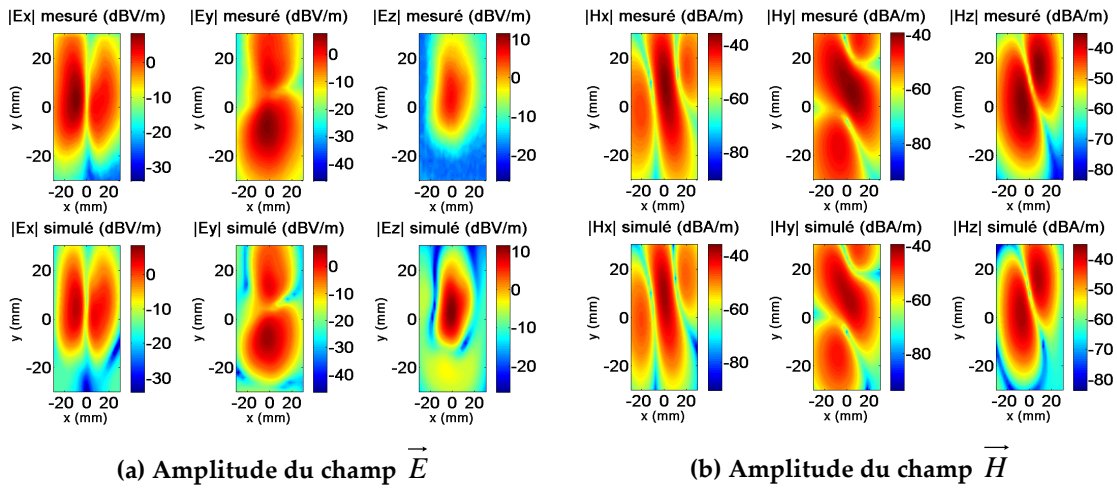


Figure 66 : Mesure et modèle de l'oscillateur à 10mm

Nous constatons une bonne concordance. Pour le cas de la composante E_z , nous avons des différences plus marquées car la sonde de mesure n'est pas suffisamment performante. Ceci n'est pas très préjudiciable car la composante normale du champ électrique n'intervient pas lors du calcul du modèle.

La table 5 montre les erreurs obtenues. Dans ce cas, l'expression pour évaluer l'erreur à 10mm est la suivante :

$$\text{erreur} = \frac{\sum_{i=1}^S (|f_{\text{mesu}}(M_i)| - |f_{\text{mod}}(M_i)|)^2}{\sum_{j=1}^S |f_{\text{mesu}}(M_j)|^2} \quad (123)$$

Nous utilisons cette expression car nous avons effectué la mesure avec l'analyseur de spectre pour avoir une meilleure sensibilité et nous ne disposons donc pas de la phase des champs à 10mm.

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
2mm	0,0574	0,0774	2,4889	0,0118	0,0049	0,2292
10mm	0,1009	0,0740	0,3128	0,0598	0,0721	0,0762

Table 5 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle de l'oscillateur

Ces erreurs confortent nos précédentes conclusions qui étaient obtenues par une analyse visuelle. A 2mm, toutes les erreurs sont du même ordre de grandeur sauf celle de E_z . A 10mm, l'erreur sur E_z est plus élevée mais elle reste plus raisonnable qu'à 2mm. Cela peut être dû au fait que le calibrage de la sonde E_z est délicat à faire. A 2mm, il peut exister des couplages parasites entre l'oscillateur et la sonde qui ne sont pas pris en compte dans le calibrage (effectué à partir d'un circuit de différente nature), couplages qui disparaissent en s'éloignant du circuit.

2.6. Insertion du modèle sous HFSS

2.6.1. Utilisation du modèle

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre 1, une des contraintes du modèle est d'être intégrable dans des outils de simulation électromagnétique commerciaux, et notamment HFSS, logiciel disponible au sein de notre laboratoire. Il s'agit de trouver une représentation sous HFSS de chaque type de dipôle (électrique et magnétique) utilisé par le modèle qui permette au final l'insertion de tout le réseau obtenu par la procédure de simulation. De cette façon, nous serions capables de simuler n'importe quel dispositif (passif ou actif) sous un simulateur.

Les précédentes études menées au sein de l'IRSEEM ([6],[PFL1],[PFL10]) ont montré qu'il est aisé de représenter un dipôle électrique sous HFSS par une ligne de courant (définition d'un rectangle sur lequel une source de courant est appliquée, figure 67).

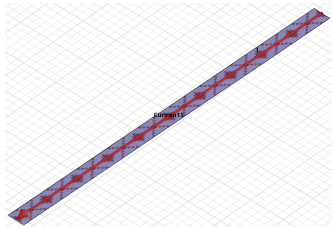


Figure 67 : Dipôle électrique sous HFSS

Il nous reste alors à déterminer comment représenter un dipôle magnétique.

2.6.1.1. Insertion d'un dipôle magnétique sous HFSS

Un dipôle magnétique n'est qu'un outil mathématique, il n'existe pas physiquement. De plus, il n'est pas possible de le dessiner comme un dipôle électrique et d'injecter un courant magnétique car le logiciel ne dispose pas de ce type de source. Pour sa représentation sous HFSS, nous avons pris en compte l'équivalence entre un dipôle magnétique et une boucle électrique perpendiculaire (figure 68) via la relation suivante [10]:

$$I_m l = j\omega\mu S I_{e0} \quad (124)$$

où I_m est le courant magnétique à travers le dipôle magnétique, l est la longueur du dipôle magnétique, ω est la fréquence angulaire, μ est la perméabilité du milieu, S est la surface de la boucle et I_{e0} le courant électrique à travers la boucle électrique.

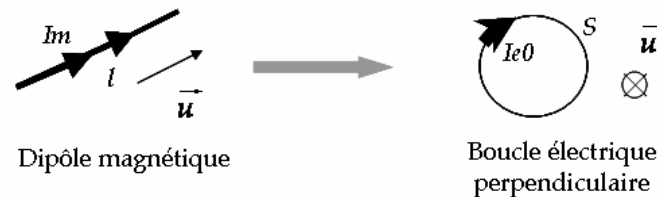


Figure 68 : Equivalence entre un dipôle magnétique et une boucle électrique

Le premier design testé est une surface PEC (conducteur électrique parfait) en forme de couronne avec un petit rectangle sur lequel on crée une source de courant I_{e0} (figure 69) :

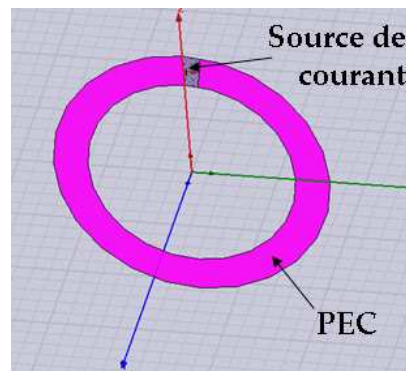


Figure 69 : Première tentative de représentation d'une boucle électrique sous HFSS

Cette représentation ne marche pas parce que :

- Notre modèle est basé sur des sources élémentaires non couplées entre elles. La définition d'une surface métallique (PEC) sous HFSS créera des couplages indésirables avec d'autres boucles à proximité.
- La source de courant définie pour exciter la boucle va rayonner.

La figure 70 souligne ce dernier effet en montrant le rayonnement théorique (équations (88)-(93),(124)) et le rayonnement issu de HFSS d'une boucle électrique de rayon 0,3mm placée dans le plan XY ($z=0$) parcourue par un courant de 2mA à 2mm.

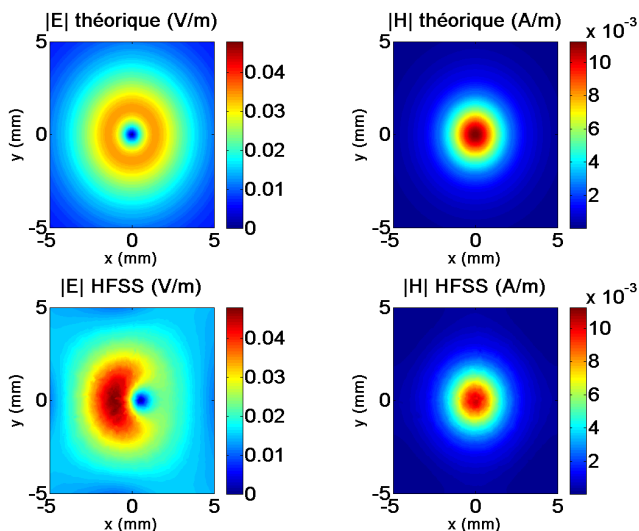


Figure 70 : Champs rayonnés par une boucle électrique

La deuxième option envisagée est de discrétiser la boucle ronde en plusieurs segments qui seront insérés comme étant des dipôles électriques parcourus par un courant I_{e0} (voir figure 71).

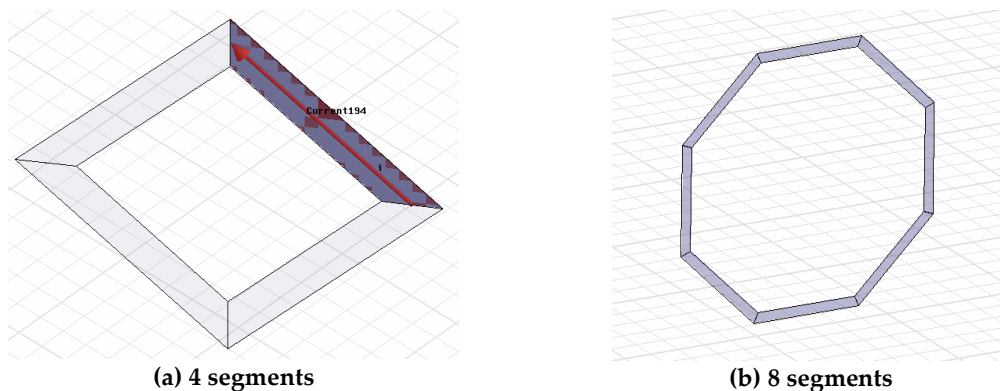


Figure 71 : Représentation d'un dipôle magnétique sous HFSS

2.6.1.2. Etude sur la validité de la représentation d'un dipôle magnétique comme une boucle électrique équivalente discrétisée

Nous présentons maintenant une étude de l'influence de plusieurs paramètres sur la validité de la représentation d'un dipôle magnétique comme une boucle électrique discrétisée. Les paramètres étudiés sont : le nombre de segments de discrétisation et la distance d'évaluation des champs (pour différentes fréquences de travail). En annexe (F), nous considérons également la fréquence de travail, la distance d'évaluation des champs, le rayon de la boucle électrique et l'orientation du dipôle magnétique dans le plan XY.

Pour cette étude, nous comparons les composantes des champs rayonnées par un dipôle magnétique (d.m.) et celles rayonnées par la boucle électrique équivalente

discrétisée (b.e.e.d.). Pour évaluer les différences, nous calculons l'erreur exprimée comme suit :

$$erreur = \frac{\sum_{i=1}^S |f_{d.m.}(M_i) - f_{b.e.e.d.}(M_i)|^2}{\sum_{j=1}^S |f_{d.m.}(M_j)|^2} \quad (125)$$

où f peut être le champ électrique ou magnétique créé par un dipôle magnétique ou par une boucle électrique équivalente discrétisée, S est le nombre de points des cartographies obtenues de la simulation et M_i le point où le champ est évalué. Nous estimons aussi les valeurs minimales et maximales des erreurs pour avoir une idée de l'écart que nous pouvons trouver :

$$\left. \begin{aligned} erreur_max &= \max_i \left(\frac{(|f_{mesu}(M_i)| - |f_{mod}(M_i)|)^2}{\frac{1}{S} \sum_{j=1}^S |f_{mesu}(M_j)|^2} \right) \\ erreur_min &= \min_i \left(\frac{(|f_{mesu}(M_i)| - |f_{mod}(M_i)|)^2}{\frac{1}{S} \sum_{j=1}^S |f_{mesu}(M_j)|^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (126)$$

Il faut également noter que tous les calculs que nous présentons par la suite ont été faits sous MatLab (pas d'insertion sous HFSS).

Nous définissons un dipôle magnétique avec les paramètres suivants :

- Fréquence : $f=1\text{GHz}$
- Longueur : $l_m=1\text{mm}$
- Courant : $I_m=0,095 \cdot \exp(j \cdot 0,2164) \text{ V}$
- Coordonnée du centre : $(0,0,0)$
- Orientation dans l'espace : $\phi_m=157,95^\circ$ et $\theta_m=90^\circ$ (dipôle dans le plan $z=0$).

Le courant et l'orientation ϕ_m ont été choisis aléatoirement pour éviter les cas simples (par exemple ϕ_m suivant un axe).

La distance d'évaluation des champs est $z = 2\text{mm}$ au-dessus du dipôle, le rayon de la b.e.e.d. est $0,3\text{mm}$. Nous évaluons les champs sur 26×26 points distribués sur une surface carrée de 20mm de côté.

Le choix d'un rayon de $0,3\text{mm}$ est en adéquation avec les contraintes inhérentes à HFSS. En effet, nous cherchons les dimensions les plus petites possibles pour rendre la source infinitésimale, pour être proches de la dimension d'un dipôle électrique (1mm) et pour être compatibles avec le maillage HFSS.

➤ Influence du nombre de segments de discrétisation de la boucle électrique équivalente

Dans un premier temps, nous étudions la variation du nombre de segments de discrétisation de la b.e.e.d. Nous nous intéressons particulièrement à une discrétisation de 4, 6, 8, 10 et 12 segments. Au-delà, le nombre de segments (correspondant à autant de sources) serait prohibitif pour le calcul de tout le réseau sous HFSS. La figure 72 montre les erreurs moyennes obtenues pour chaque nombre de segments et la table 6 les erreurs minimales et maximales.

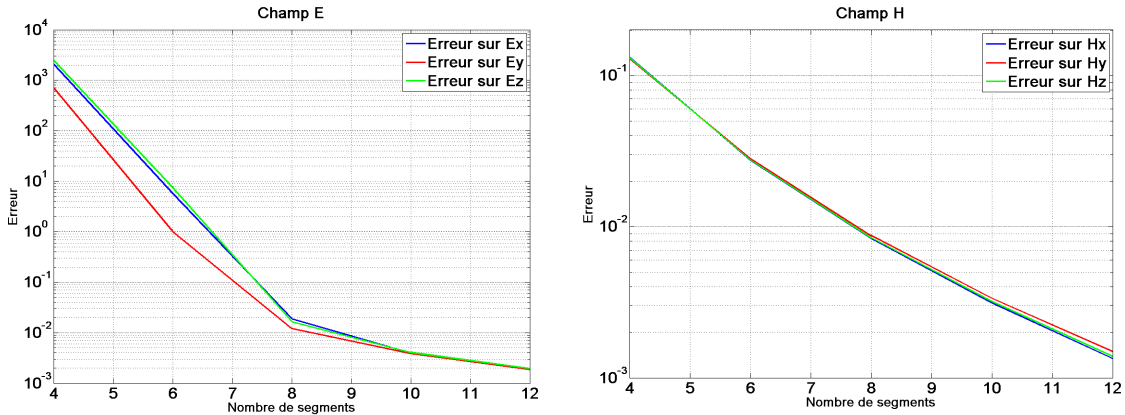


Figure 72 : Influence du nombre de segments de discrétisation de la boucle

		E _x	E _y	E _z	H _x	H _y	H _z
4 segments	Min	7,16·10 ⁻⁹	4,02·10 ⁻⁷	5,55·10 ⁻⁹	3,75·10 ⁻⁶	2,07·10 ⁻⁷	3,58·10 ⁻⁸
	Max	3,67·10 ⁵	1,01·10 ⁵	5,91·10 ⁵	1,12·10 ¹	5,74	8,18
6 segments	Min	1,68·10 ⁻⁵	1,68·10 ⁻⁵	6,50·10 ⁻⁷	7,77·10 ⁻⁸	7,37·10 ⁻⁸	8,04·10 ⁻⁹
	Max	1,27·10 ³	2,09·10 ²	1,81·10 ³	2,09	1,08	1,69
8 segments	Min	5,59·10 ⁻⁶	5,59·10 ⁻⁶	2,19·10 ⁻⁷	1,59·10 ⁻⁸	4,16·10 ⁻⁸	2,65·10 ⁻⁹
	Max	3,51	1,69	8,78·10 ⁻¹	5,58·10 ⁻¹	3,06·10 ⁻¹	5,17·10 ⁻¹
10 segments	Min	2,34·10 ⁻⁶	2,34·10 ⁻⁶	9,39·10 ⁻⁸	2,98·10 ⁻⁹	2,78·10 ⁻⁸	1,08·10 ⁻⁹
	Max	2,31·10 ⁻¹	2,00·10 ⁻¹	7,30·10 ⁻²	1,88·10 ⁻¹	1,16·10 ⁻¹	1,92·10 ⁻¹
12 segments	Min	1,14·10 ⁻⁶	1,14·10 ⁻⁶	4,72·10 ⁻⁸	5,67·10 ⁻¹⁰	4,71·10 ⁻⁹	5,20·10 ⁻¹⁰
	Max	8,78·10 ⁻²	8,85·10 ⁻²	3,30·10 ⁻³	7,43·10 ⁻²	4,97·10 ⁻⁶	7,97·10 ⁻²

Table 6 : Erreurs minimales et maximales sur les composantes de champ selon le nombre de segments

Nous remarquons que l'erreur diminue avec un nombre de segments plus élevé pour les deux champs, c'est qui est normal puisque la forme de la boucle s'approche plus de celle d'une boucle ronde.

Nous constatons également que l'erreur est également plus grande dans le cas du champ électrique que pour le champ magnétique. L'explication est l'effet de « pointe » des lignes de courant qui affecte plus le champ électrique que le champ magnétique introduisant par là-même des erreurs.

La figure 73 et la figure 74 montrent cet effet. Les cartographies ont été obtenues à partir d'une boucle ronde de rayon 0,3mm et d'une boucle carrée de 0,42mm de côté (carré inscrit dans la circonférence de 0,3mm de rayon), parcourues par un

courant de 2mA, contenues dans le plan XY et travaillant à 1GHz. Dans le premier cas, les champs sont évalués à $z = 2\text{mm}$ (figure 73) et ensuite à $z = 20\text{mm}$ (figure 74).

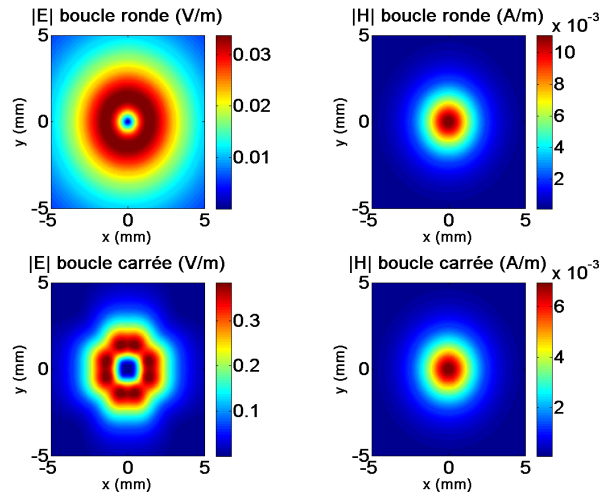


Figure 73 : Champs totaux créés par une boucle carrée et une boucle ronde de même rayon à 2mm

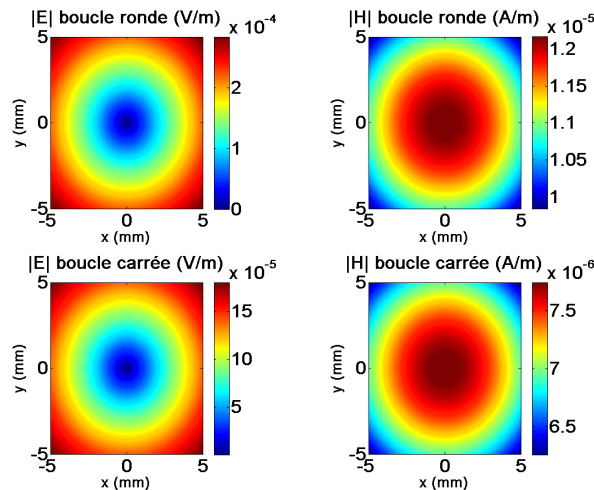


Figure 74 : Champs totaux créés par une boucle carrée et une boucle ronde de même rayon à 20mm

A 2mm, nous remarquons l'effet de pointe sur la cartographie du champ électrique créé par la boucle carrée, par contre à 20mm, la boucle peut être considérée comme ponctuelle et l'effet de pointe n'est plus perceptible.

Pour l'insertion sous HFSS, nous choisissons une discrétisation en quatre segments. Bien que nous ayons obtenu une erreur très élevée pour le champ électrique, nous sommes très limités par le nombre de sources à insérer sous HFSS.

Les courbes de la figure 72 ont été obtenues en évaluant les champs à 2mm. Comme nous le verrons par la suite, si nous nous éloignons de la source, l'erreur diminue. L'insertion du modèle de rayonnement avec une discrétisation en quatre segments des sources magnétiques nous permettra essentiellement d'évaluer les champs à une distance plus éloignée. Dans le paragraphe suivant, nous estimons à

partir d'une expression mathématique, la distance à partir de laquelle nous avons une erreur minimale avec une discrétisation en quatre segments.

➤ *Erreur en fonction de la distance pour chaque fréquence*

Pour la représentation d'un dipôle magnétique sous HFSS, nous fixons le rayon de la boucle à 0,3mm (longueur qui permet d'avoir un diamètre proche de la longueur des dipôles électriques (1mm) et permet aussi de rester assez proche du plan XY, plan de localisation de tous les dipôles). Nous fixons aussi le nombre de segments à 4. Par conséquent, comme le modèle est construit pour une fréquence donnée, il nous reste à définir la distance à partir de laquelle le rayonnement d'une boucle discrétisée s'apparente au rayonnement d'un dipôle magnétique.

Nous faisons varier la fréquence de 100kHz à 10GHz et pour chaque fréquence, nous étudions l'évolution de l'erreur en fonction de la distance. Les résultats sont montrés de la figure 75 à la figure 80.

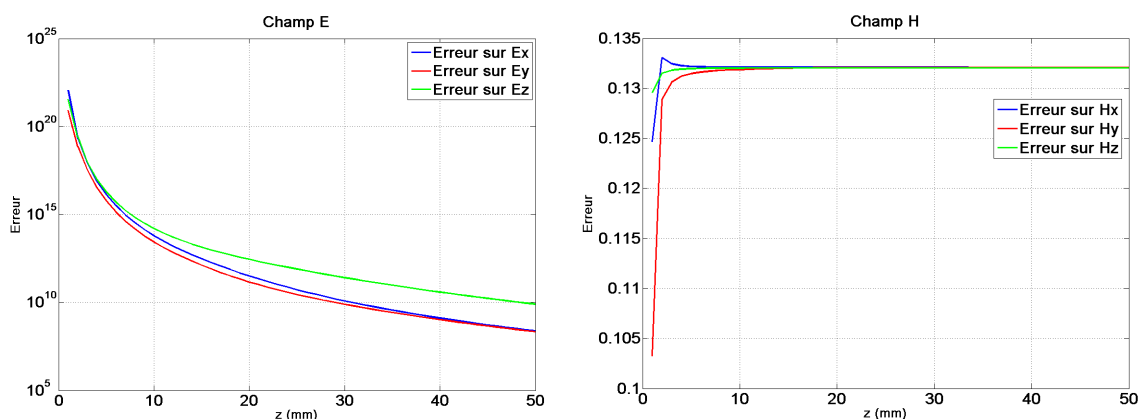


Figure 75 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 100kHz

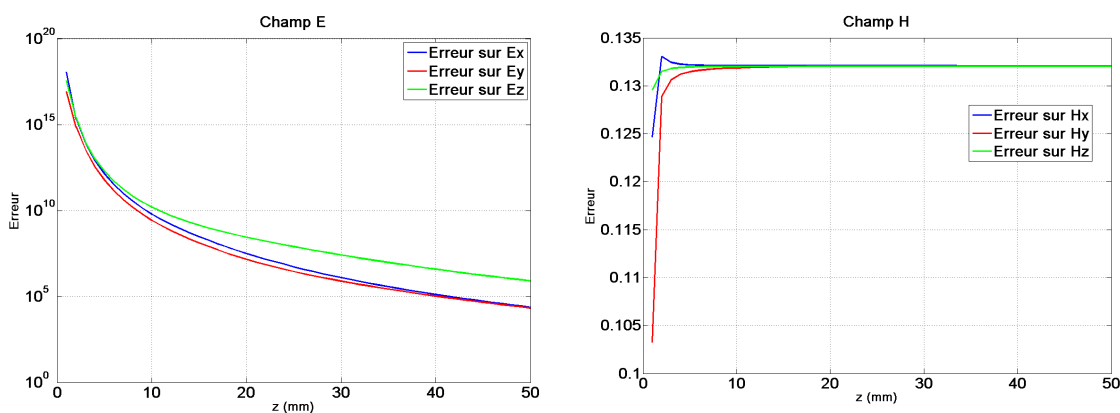


Figure 76 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 1MHz

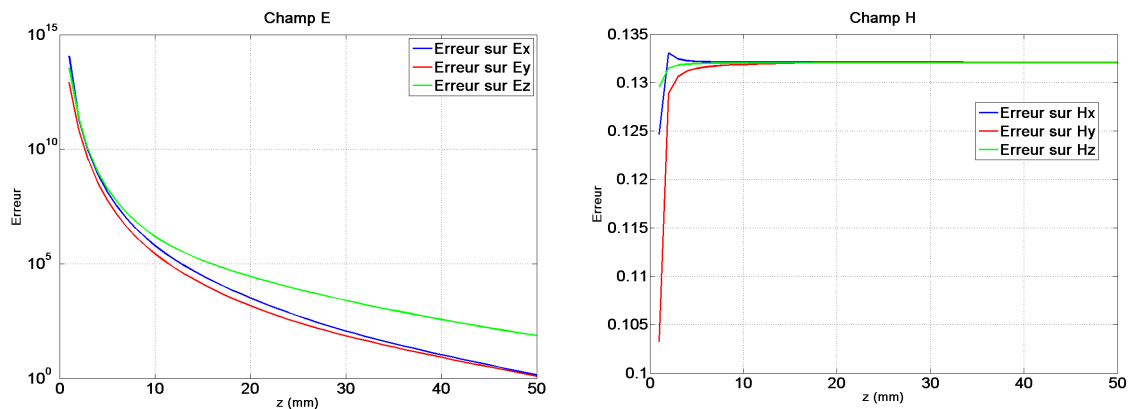


Figure 77 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 10MHz

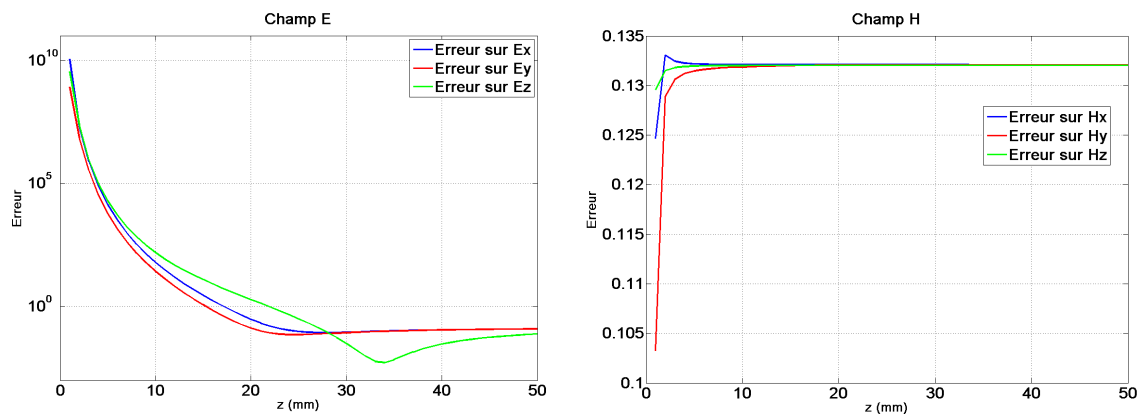


Figure 78 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 100MHz

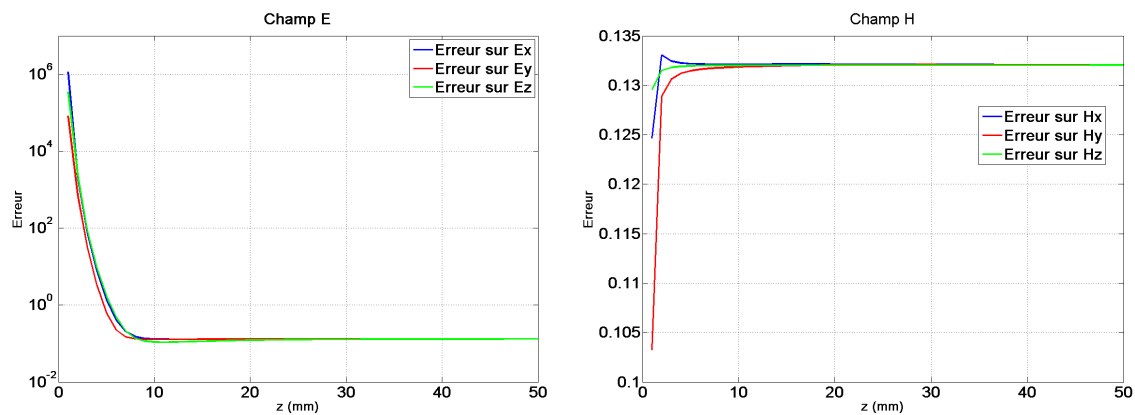


Figure 79 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 1GHz

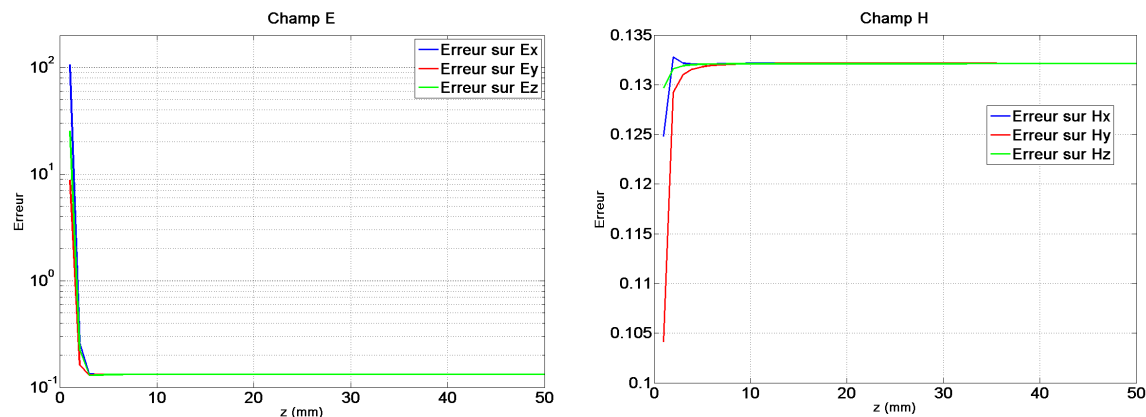


Figure 80 : Erreur en fonction de la hauteur d'évaluation des champs à 10GHz

En considérant constante la valeur de l'erreur sur le champ magnétique (environ 0,132), nous regardons les courbes sur le champ électrique pour estimer la validité de la représentation d'un dipôle magnétique comme une boucle électrique discrétisée. Cette estimation est effectuée en termes de distance au-dessus du dipôle en fonction de la fréquence.

Les courbes d'erreur pour le champ électrique présentent toutes la même forme : pour les distances courtes, une pente négative et à partir d'un certain z_0 (qui diminue avec les fréquences croissantes), elles deviennent constantes (erreur~0,13). Pour chaque fréquence, nous prenons le z_0 à partir duquel l'erreur est en dessous de 0,14 et nous obtenons la courbe en bleu de la figure 81. Cette courbe est ensuite approximée par l'équation suivante :

$$z(f) = \frac{367,38}{f^{0,5149}} \tag{127}$$

Cette courbe est représentée en rouge sur la figure. De cette façon, pour chaque fréquence, nous pouvons estimer à partir de quelle distance au-dessus du dipôle magnétique, une boucle électrique discrétisée est une bonne représentation d'un dipôle magnétique.

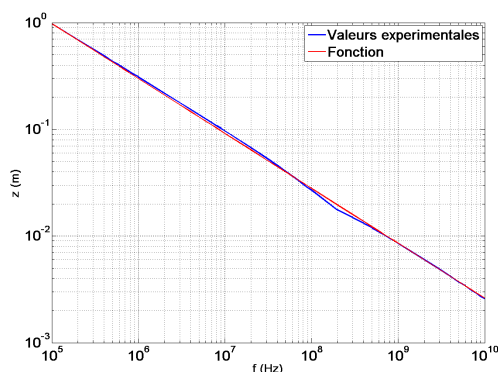


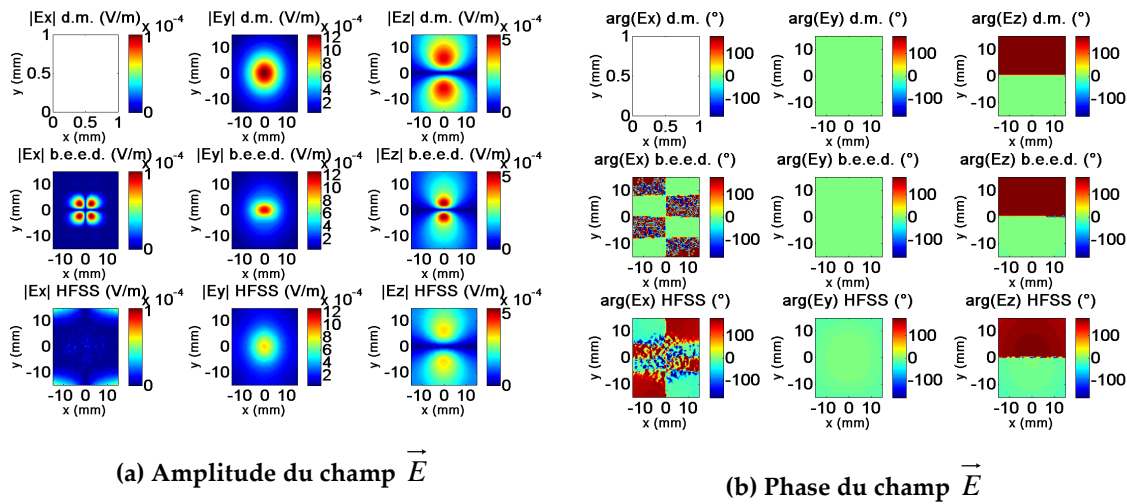
Figure 81 : Distance en fonction de la fréquence à partir de laquelle un dipôle magnétique rayonne comme une boucle électrique discrétisée

➤ Conclusion sur l'étude

Nous avons effectué une analyse sur la validité de la représentation d'un dipôle magnétique comme une boucle électrique équivalente discrétisée en faisant varier divers paramètres. A partir des résultats obtenus, nous choisissons une discrétisation en quatre segments en raison essentiellement de la limitation du nombre de sources à insérer sous HFSS. Nous proposons également une expression mathématique pour estimer à partir de quelle distance, pour une fréquence donnée, cette représentation nous donne une erreur en dessous de 0,14.

L'étude ci-dessus est réalisée sous MatLab, il reste à vérifier si nous avons les mêmes résultats quand nous dessinons la boucle sous HFSS. Sur la figure 82, nous comparons le rayonnement d'un dipôle magnétique, de la boucle électrique équivalente discrétisée en 4 segments sous MatLab et sous HFSS. Sous HFSS, les segments de la boucle sont dessinés sous forme de trapèzes comme montrés dans la section suivante.

Le dipôle est centré sur le point (0,0,0), orienté suivant l'axe x et le courant appliqué est $I_m=1mV$. Le rayon de la b.e.e.d. est fixé à 0,3mm, la fréquence est 1GHz et nous évaluons les champs sur un plan XY à une hauteur de 8mm.



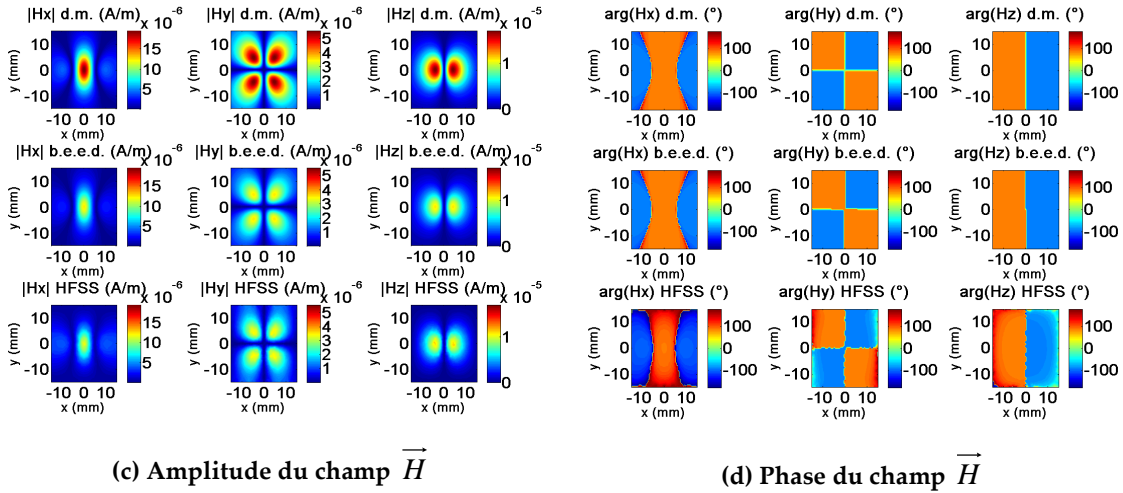


Figure 82 : Champs rayonnés par un dipôle magnétique et par sa b.e.e.d.

Dans le cas du champ magnétique, nous trouvons un bon accord entre les b.e.e.d. sous MaLab et HFSS en termes de profil. Comme nous le concluons dans l'étude précédente, il existe une différence de niveau par rapport aux champs rayonnés par le dipôle magnétique. Dans le cas du champ électrique, nous devons nous attendre à un écart plus élevé notamment si nous nous situons à une distance proche (au-dessous de la courbe de la figure 81). Néanmoins, comme nous le verrons dans le paragraphe 2.6.3.1, cela a un effet négligeable lors de l'insertion du réseau complet (deux types de dipôles) car les dipôles électriques contribuent principalement au champ électrique et les dipôles magnétiques au champ magnétique.

2.6.1.3. Algorithme d'insertion sous HFSS

Pour insérer automatiquement sous HFSS le réseau de sources équivalentes, nous développons une macro basée sur le langage de programmation Microsoft Visual Basic sachant que HFSS permet l'utilisation de Microsoft VBScript.

Pour mener à bien l'insertion, il est nécessaire d'exporter le modèle calculé dans un fichier texte. Ce fichier contient les informations sur les paramètres qui caractérisent les dipôles et qui diffèrent selon le type de source.

Pour le dipôle électrique (figure 83), chaque ligne correspond à un dipôle. Nous trouvons d'abord les coordonnées (x,y,z) du point central de la source, puis sa longueur, l'orientation ϕ_e dans le plan XY et enfin le courant I_e en amplitude et phase.

Centre du dipôle			Longueur	Orientation	Courant	
x mm	y mm	z mm	L mm	λ deg	Imag mA	Iph deg
-35	-35	0	1	2.5962	235.56	-22.94
-35	-30.882	0	1	-18.24	21.916	-22.841
-35	-26.765	0	1	2.8043	280.36	-18.583
-35	-22.647	0	1	-9.0918	176.42	158.18
-35	-18.529	0	1	-11.003	475.16	-0.6568
-35	-14.412	0	1	26.436	173.86	-1.1295
-35	-10.294	0	1	-9.4979	262.39	20.265
-35	-6.1765	0	1	-1.3527	225.72	18.089
-35	-2.0588	0	1	17.407	137.38	19.5
-35	2.0588	0	1	-13.802	257.66	44.447
-35	6.1765	0	1	22.296	153.32	41.884
-35	10.294	0	1	-10.179	222.29	59.742
-35	14.412	0	1	30.073	126.34	73.577
-35	18.529	0	1	-31.511	207.31	84.773
-35	22.647	0	1	52.31	190.84	96.783
-35	26.765	0	1	-35.922	227.86	101.02
-35	30.882	0	1	22.273	190.08	108.17
-35	35	0	1	-2.5464	229.57	114.58
-30.882	-35	0	1	1.1211	592.09	156.23
-30.882	-30.882	0	1	-10.615	68.56	170.29
...

Figure 83 : Informations des dipôles électriques dans le fichier texte

Pour les dipôles magnétiques, nous allons les insérer comme des boucles électriques discrétisées en quatre segments (des dipôles électriques). Chaque segment est dessiné sous HFSS comme un trapèze pour éviter la superposition qui se créerait entre quatre rectangles. Les informations contenues dans le fichier texte et concernant les dipôles magnétiques sont alors les coordonnées (x,y,z) des quatre points (P_1, P_2, P_3 et P_4) d'un trapèze, les coordonnées des extrémités de la source de courant HFSS (P_5 et P_6) et la valeur du courant I_{e0} en amplitude et phase (voir figure 84). La largeur des trapèzes est de 0,1mm.

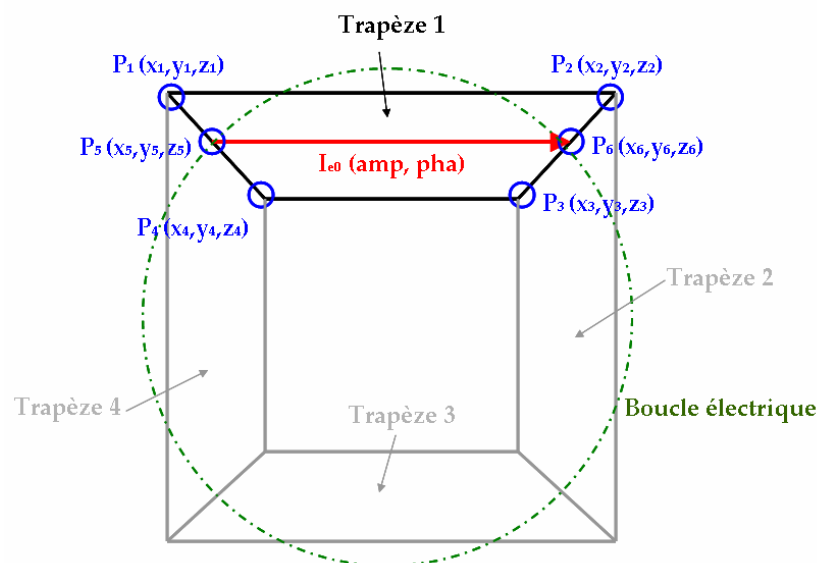


Figure 84 : Représentation de la boucle en trapèzes et ses paramètres

La figure 85 montre la partie du fichier texte concernant les dipôles magnétiques. Chaque ligne correspond à un trapèze ; pour l'insertion d'une boucle complète il est donc nécessaire de considérer 4 trapèzes.

Coordonnées des points des trapèzes						Courant (amplitude et phase)	
x1	y1	z1	x2	y2	z2	Ie0_mag	Ie0_arg
% mm	mm	mm	mm	mm	mm	mA	deg
-3.95444418	10.34702257	0	-4	10	0.35	21.62513403	75.2977488
-4	10	0.35	-4.04555582	9.652977425	0	21.62513403	73.2977488
-4.089853431	11.66173034	0	-4	12	-0.35	20.45065261	80.3465445
-4	12	-0.35	-3.910146569	12.33826966	0	20.45065261	80.3465445
-3.910146569	12.33826966	0	-4	12	0.35	20.45065261	80.3465445
-4	12	0.35	-4.089853431	11.66173034	0	20.45065261	80.3465445
-2.064421916	-0.3440200819	0	-2	0	-0.35	16.71372654	68.9286764
-2	0	-0.35	-1.935578084	0.3440200819	0	16.71372654	68.9286764
-1.935578084	0.3440200819	0	-2	0	0.35	16.71372654	68.9286764
-2	0	0.35	-2.064421916	-0.3440200819	0	16.71372654	68.9286764
-2.096838476	1.663663398	0	-2	2	-0.35	16.17779173	74.1010539
-2	2	-0.35	-1.903161524	2.336336602	0	16.17779173	74.1010539
-1.903161524	2.336336602	0	-2	2	0.35	16.17779173	74.1010539
-2	2	0.35	-2.096838476	1.663663398	0	16.17779173	74.1010539
-2.061828611	7.655504394	0	-2	8	-0.35	20.14800684	66.2966552
-2	8	-0.35	-1.938171389	8.344495606	0	20.14800684	66.2966552
-1.938171389	8.344495606	0	-2	8	0.35	20.14800684	66.2966552
-2	8	0.35	-2.061828611	7.655504394	0	20.14800684	66.2966552
-2.027052994	9.651047087	0	-2	10	-0.35	30.82175623	73.5207135
-2	10	-0.35	-1.972947006	10.34895291	0	30.82175623	73.5207135
-1.972947006	10.34895291	0	-2	10	0.35	30.82175623	73.5207135
-2	10	0.35	-2.027052994	9.651047087	0	30.82175623	73.5207135
-2.003056464	12.34998665	0	-2	12	0.35	25.68562884	79.9631844
-2	12	0.35	-1.996943536	11.65001335	0	25.68562884	79.9631844
-1.996943536	11.65001335	0	-2	12	-0.35	25.68562884	79.9631844
-2	12	-0.35	-2.003056464	12.34998665	0	25.68562884	79.9631844
-2.071841697	14.34254747	0	-2	14	0.35	18.5114462	79.7617816
-2	14	0.35	-1.928158303	13.65745253	0	18.5114462	79.7617816
-1.928158303	13.65745253	0	-2	14	-0.35	18.5114462	79.7617816
-2	14	-0.35	-2.071841697	14.34254747	0	18.5114462	79.7617816
-0.1115907265	-2.331734095	0	0	-2	-0.35	17.52645642	79.5310222
0	-2	-0.35	0.1115907265	-1.668265905	0	17.52645642	79.5310222
0.1115907265	-1.668265905	0	0	-2	0.35	17.52645642	79.5310222
0	-2	0.35	-0.1115907265	-2.331734095	0	17.52645642	79.5310222
0.09787987082	-0.3360350144	0	0	0	-0.35	24.16517226	79.5397237
0	0	-0.35	0.09787987082	0.3360350144	0	24.16517226	79.5397237
0.09787987082	0.3360350144	0	0	0	0.35	24.16517226	79.5397237
0	0	0.35	-0.09787987082	-0.3360350144	0	24.16517226	79.5397237
-0.1084227559	1.667217029	0	0	2	-0.35	23.939499	83.4653972

Figure 85 : Informations des dipôles magnétiques sous le fichier texte

L'algorithme d'intégration du modèle sous HFSS est divisé en cinq étapes :

1. Définition des informations générales : les unités de mesure sont demandées à l'utilisateur.
2. Recherche et ouverture du fichier texte d'entrée : la macro demande le nom du fichier contenant les caractéristiques des dipôles.
3. Création graphique des dipôles :
 - Dipôle électrique : chaque dipôle est dessiné comme une structure rectangulaire où l'on injecte une source de courant (représentée par une flèche). D'abord, la macro lit les coordonnées du centre et la longueur pour dessiner le dipôle (rectangle) suivant l'axe x . Ensuite, le dipôle est excité avec la valeur de courant (magnitude et phase) suivant la direction x . Finalement, l'orientation est prise du fichier et le dipôle est pivoté de cette valeur dans le plan XY. Une fois que le premier dipôle est créé, le processus se répète pour les autres dipôles jusqu'à ce que tout le réseau soit généré dans HFSS.
 - Dipôle magnétique : chaque dipôle est dessiné comme quatre surfaces trapézoïdales. Premièrement, la macro lit les coordonnées des quatre points qui définissent le trapèze et elle dessine l'objet (dipôle électrique) sous HFSS. Ensuite, le dipôle est excité avec le courant I_{e0}

suivant la direction indiquée par les points P_5 et P_6 . Le reste des trapèzes est généré de la même façon.

4. Activation des sources : par défaut, HFSS ne considère que la première source dessinée comme source excitatrice (« scale factor » égal à 1 et 0 pour le reste de sources). Pour notre modèle, toutes les sources doivent être actives car toutes contribuent au rayonnement. Elles sont alors activées automatiquement par la macro en modifiant leur « scale factor » à 1.
5. Saisie des paramètres de simulation et d'analyse : dans cette étape, la macro demande à l'utilisateur la fréquence et les paramètres de simulation comme le maillage pour effectuer le calcul, la « maximum delta energy » ou le nombre de pas pour la convergence du calcul.

L'algorithme d'insertion des sources est montré sur la figure 86 avec n_e le compteur « dipôle électrique », n_m le compteur « dipôle magnétique », N_e le nombre total de dipôles électriques et N_m le nombre total de dipôles magnétiques :

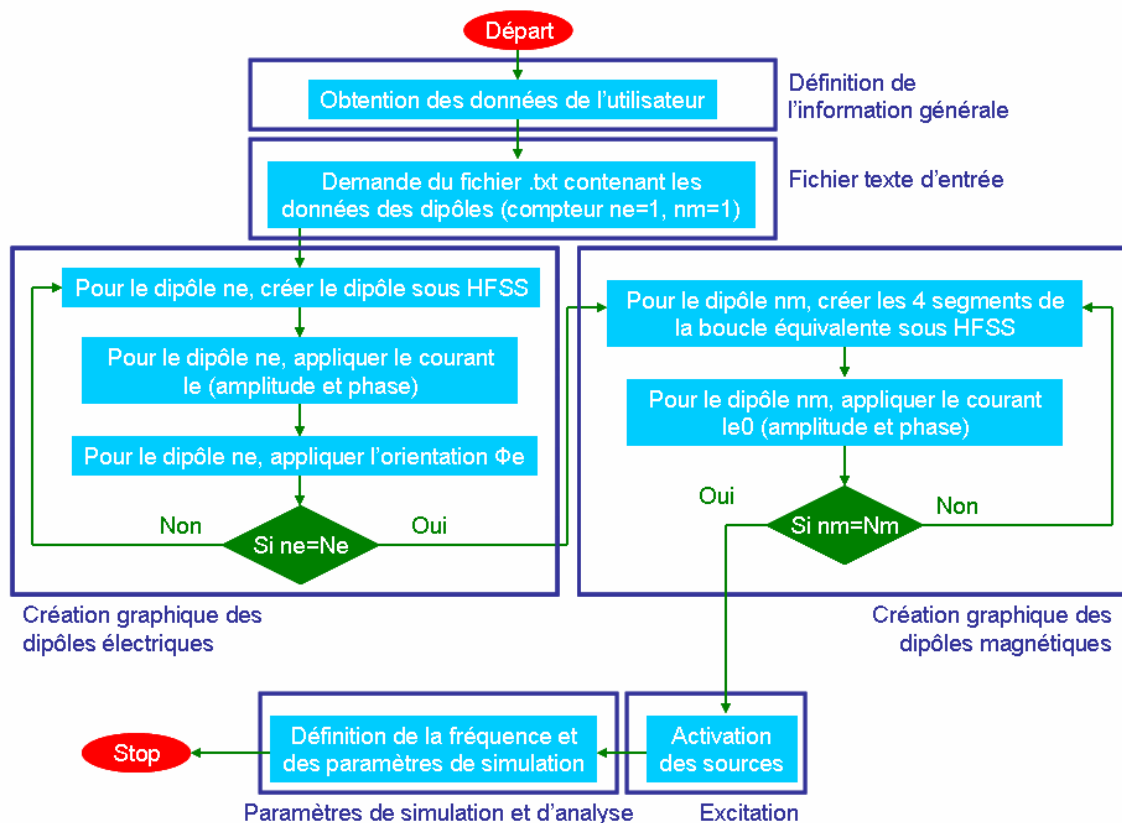


Figure 86 : Algorithme d'insertion sous HFSS

2.6.2. Réduction du nombre des sources

Normalement, le réseau de dipôles qui modélise un dispositif est composé d'un nombre de sources très élevé (environ 2000 au total), ce qui rend l'insertion sous HFSS et le calcul très difficiles, voire impossible en raison du temps que prend HFSS pour dessiner les sources et des limitations des ressources mémoire de l'ordinateur.

Pour résoudre ce problème, nous effectuons une réduction du nombre de dipôles par seuillage. Cette méthode consiste à définir deux seuils ($seuil_e$ et $seuil_m$) sur les courants maximaux ($|I_e|_{\max}$ et $|I_m|_{\max}$) du réseau de sources. Nous conservons alors les dipôles avec une valeur de courant plus élevée que la valeur seuil, c'est-à-dire, ceux qui contribuent le plus au rayonnement du circuit.

$$|I_{e,i}| \geq seuil_e \cdot |I_e|_{\max} \quad (128)$$

$$|I_{m,i}| \geq seuil_m \cdot |I_m|_{\max} \quad (129)$$

Dans ces conditions, si nous choisissons un seuil nul, nous conservons toutes les sources. Inversement, si le seuil vaut 100%, nous ne conservons qu'une seule source, celle avec le courant maximal.

Le choix des seuils est fait manuellement. Par une simulation MatLab, nous cherchons un compromis entre le nombre de sources du modèle (en définissant différents seuils) et les erreurs sur les cartographies obtenues à partir du réseau réduit. Il s'agit de diminuer le nombre de sources au minimum tout en ayant des cartographies de champ proches de la mesure.

2.6.3. Application de l'insertion du modèle sous HFSS

Les modèles du diviseur de puissance de Wilkinson et de l'oscillateur présentés précédemment sont alors insérés sous HFSS. Nous montrons par la suite les résultats obtenus.

2.6.3.1. Circuit passif : diviseur de puissance de Wilkinson

Pour la validation du modèle du diviseur de Wilkinson, nous avons utilisé un réseau de 483 dipôles électriques et 483 dipôles magnétiques. Ce nombre de sources est trop élevé pour être pris en compte dans HFSS car l'insertion et la simulation demanderaient beaucoup de temps (au-delà d'une heure) et de mémoire du PC. Nous faisons alors une sélection parmi tous les dipôles. Pour cela, nous définissons deux seuils de courant : 25% de la valeur maximale des courants électriques (I_e) et 40% de la valeur maximale des courants magnétiques (I_m). Le seuil pour le courant magnétique est plus élevé car un dipôle magnétique représente en fait 4 sources sous HFSS. De cette façon, nous conservons les dipôles avec le plus fort courant : 149 dipôles électriques et 70 dipôles magnétiques. La figure 87 montre le réseau réduit inséré sous HFSS.

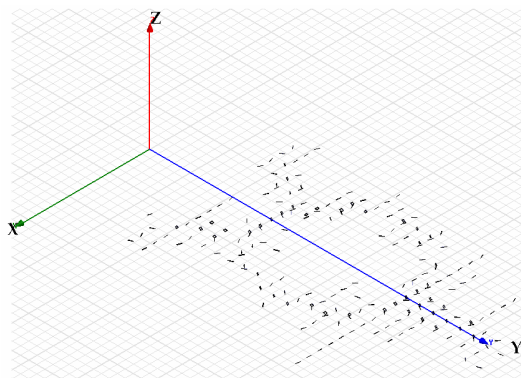


Figure 87 : Réseau de dipôles du modèle réduit du diviseur sous HFSS

La figure 88 et la figure 89 montrent l'amplitude et phase des champs \vec{E} et \vec{H} à 2 et 10mm au-dessus du diviseur obtenues par la simulation HFSS de la structure, par l'intégration du modèle sous HFSS et par le modèle réduit simulé sous MatLab.

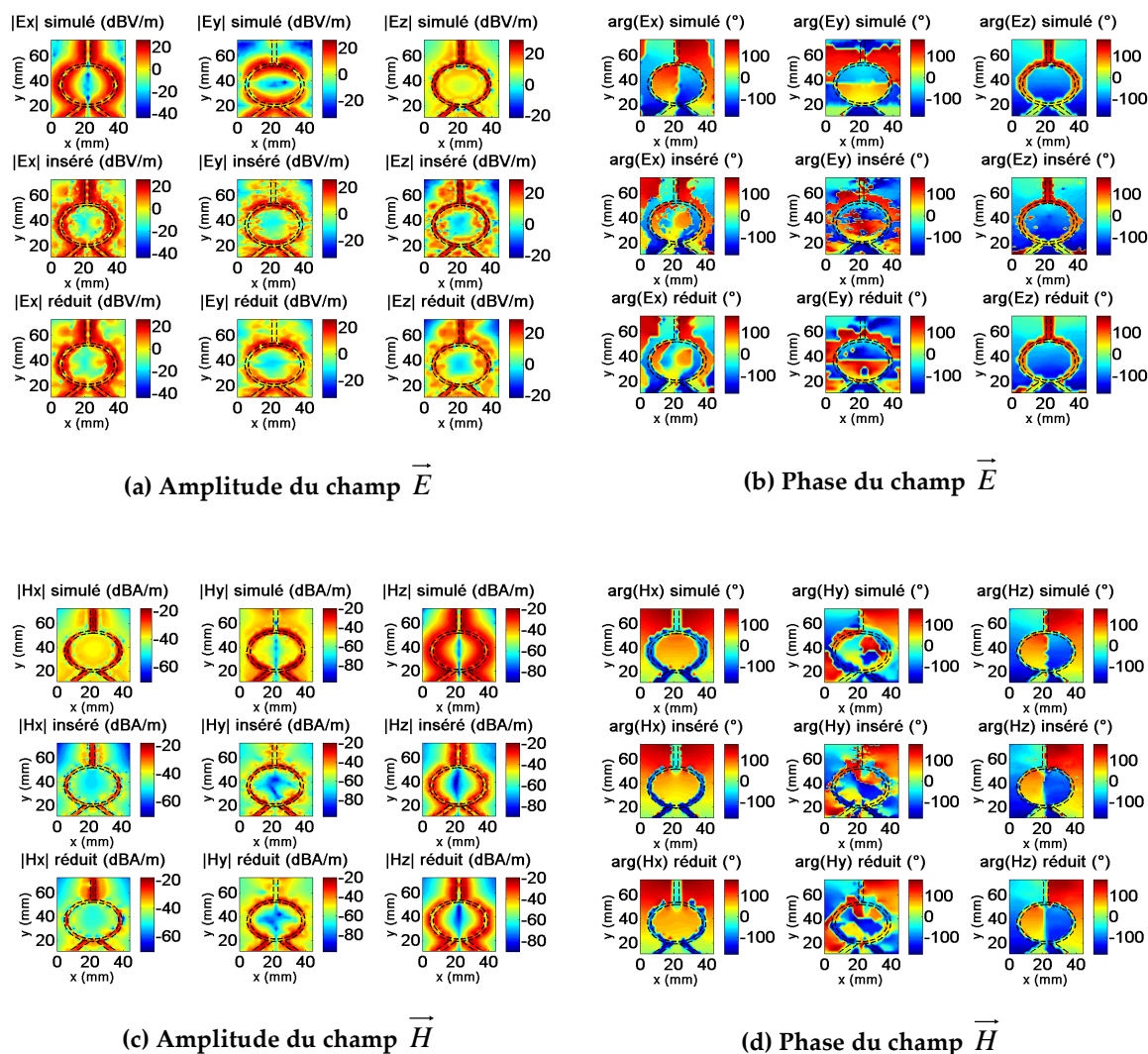


Figure 88 : Insertion du modèle et simulation HFSS du diviseur à 2mm

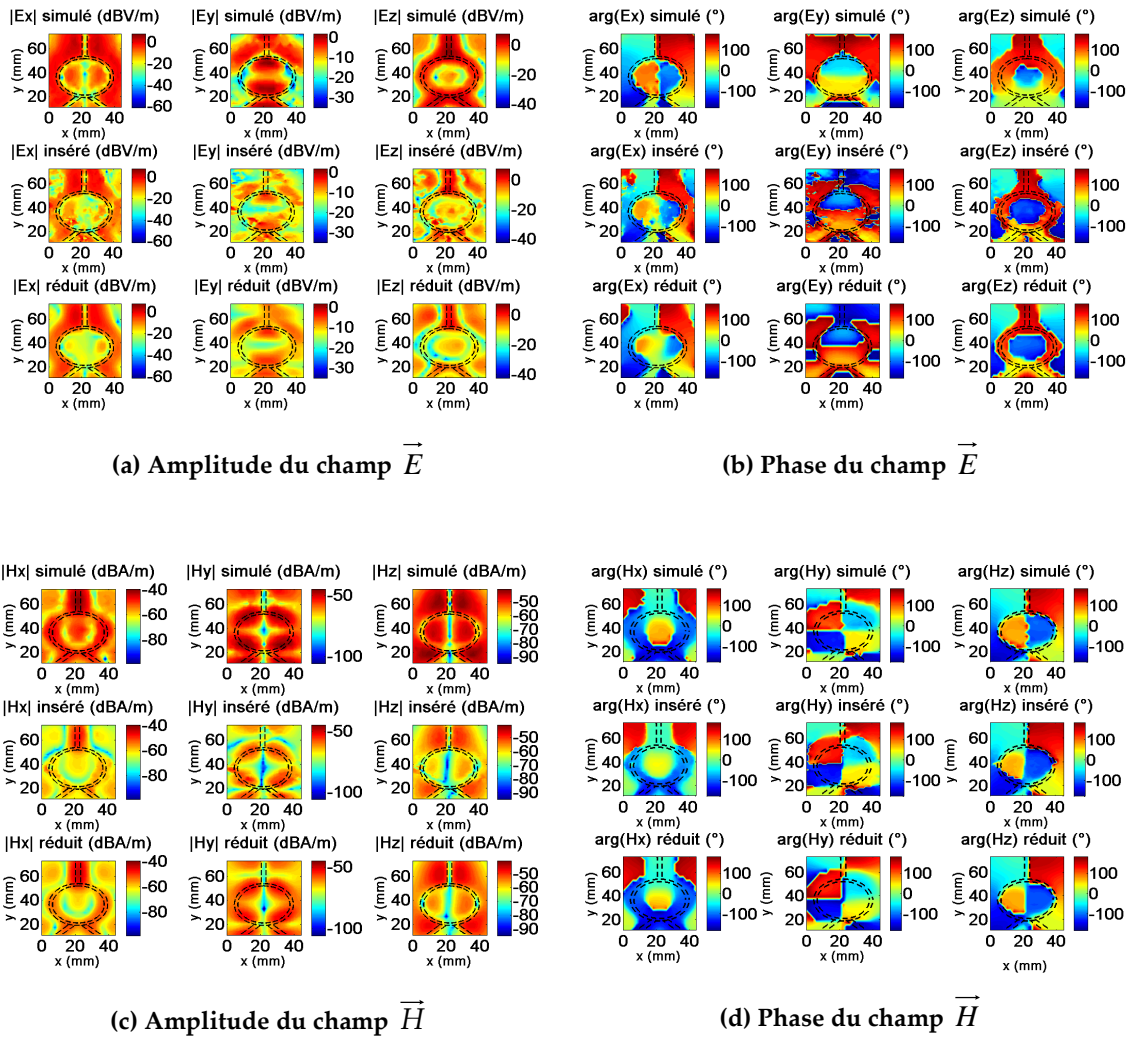


Figure 89 : Insertion du modèle et simulation HFSS du diviseur à 10mm

Malgré quelques différences de niveau, nous constatons une bonne similitude entre les cartographies obtenues par simulation du modèle inséré sous HFSS et celles issues de la simulation du dispositif. Les différences sont dues à la réduction du nombre de dipôles du modèle car quand nous comparons les cartes du modèle réduit HFSS avec celles du modèle réduit sous MatLab nous constatons que les différences sont moindres.

La table 7 montre les erreurs entre les cartographies obtenues par l'insertion du modèle et celles issues de la simulation HFSS à 2 et 10mm.

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
2mm	0,2081	0,3332	0,2423	0,3387	0,3428	0,4244
10mm	0,4502	0,5542	0,5598	0,4740	0,5083	0,4639

Table 7 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle du diviseur

Les résultats obtenus permettent de valider l'insertion du modèle dans un outil électromagnétique commercial.

Le temps de simulation du modèle pour obtenir les champs sous HFSS (version 10) est d'environ une heure tandis que sous MatLab le calcul prend 3 secondes (à une seule hauteur) avec un ordinateur de 2Go de RAM et 2,26GHz. Si l'utilisateur veut calculer les champs à différentes distances, la simulation du modèle sous MatLab est plus intéressante que sous HFSS. Par contre, HFSS peut permettre d'étudier le couplage entre une source perturbatrice et un circuit victime ([PFL8]).

Pour confirmer nos dires concernant le fait que les dipôles électriques créent préférentiellement le champ électrique et les dipôles magnétiques le champ magnétique (cf. paragraphe 2.6.1.2), nous représentons la contribution du réseau réduit de dipôles électriques et du réseau de dipôles magnétiques au rayonnement total à 2 et 10mm sur la figure 90.

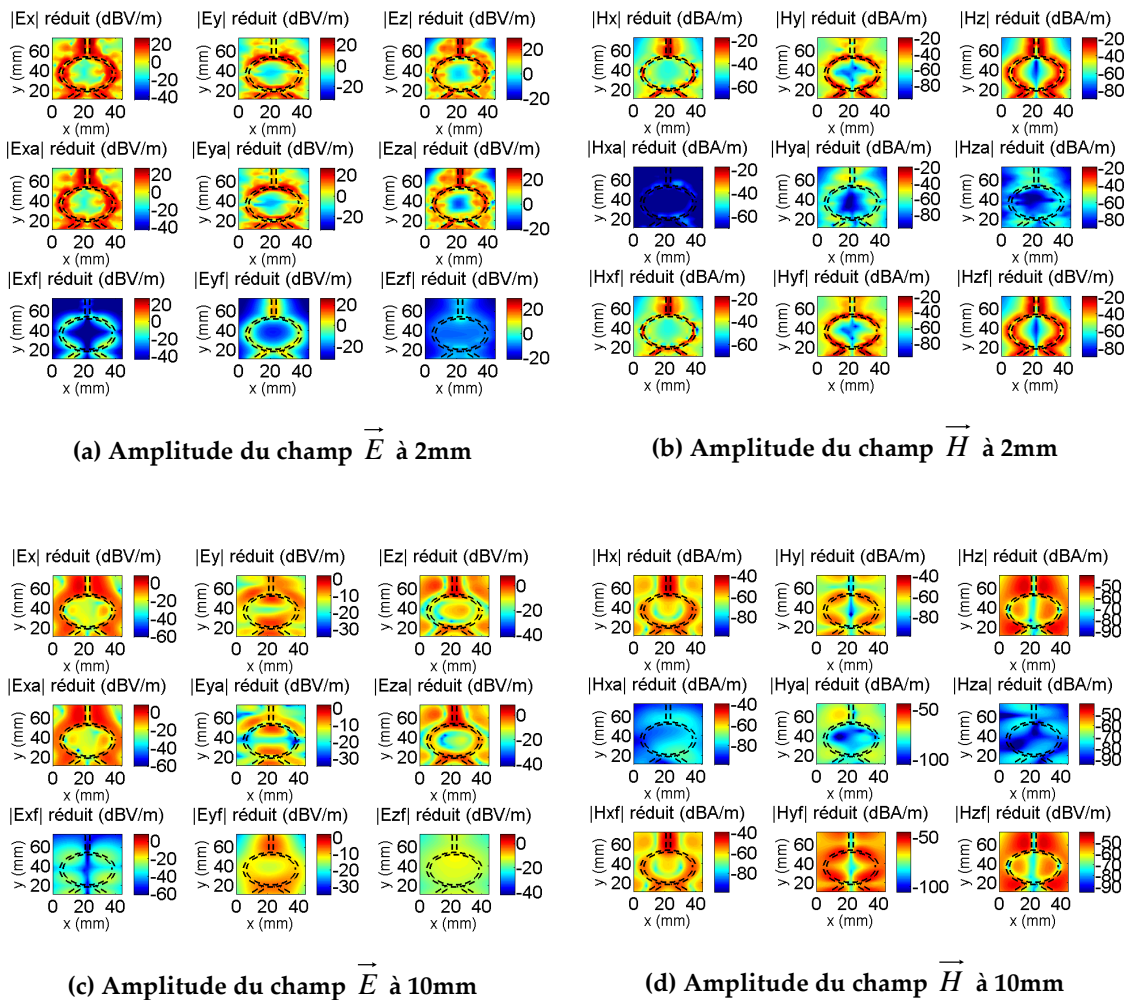


Figure 90 : Contribution des deux types de dipôles au rayonnement total

Nous constatons que le champ électrique est principalement dû au rayonnement des dipôles électriques tandis que les dipôles magnétiques fournissent essentiellement le champ magnétique. C'est pour cette raison que nous ne trouvons pas une grande différence de niveau entre les cartes du champ électrique issues de la mesure et du modèle inséré, contrairement aux résultats obtenus lors de l'étude de la discrétisation d'une boucle électrique en quatre segments.

➤ *Etude sur l'influence du seuil de courant sur l'erreur*

Sur la figure 91, nous montrons l'influence des seuils de courant sur l'erreur du modèle réduit. Dans un premier temps, nous établissons un seuil de 0% sur $|I_e|$ ce qui implique de conserver tous les dipôles électriques et nous faisons varier de 0% à 100% le seuil sur $|I_m|$. Par la suite, nous conservons tous les dipôles magnétiques et nous faisons varier le seuil sur $|I_e|$.

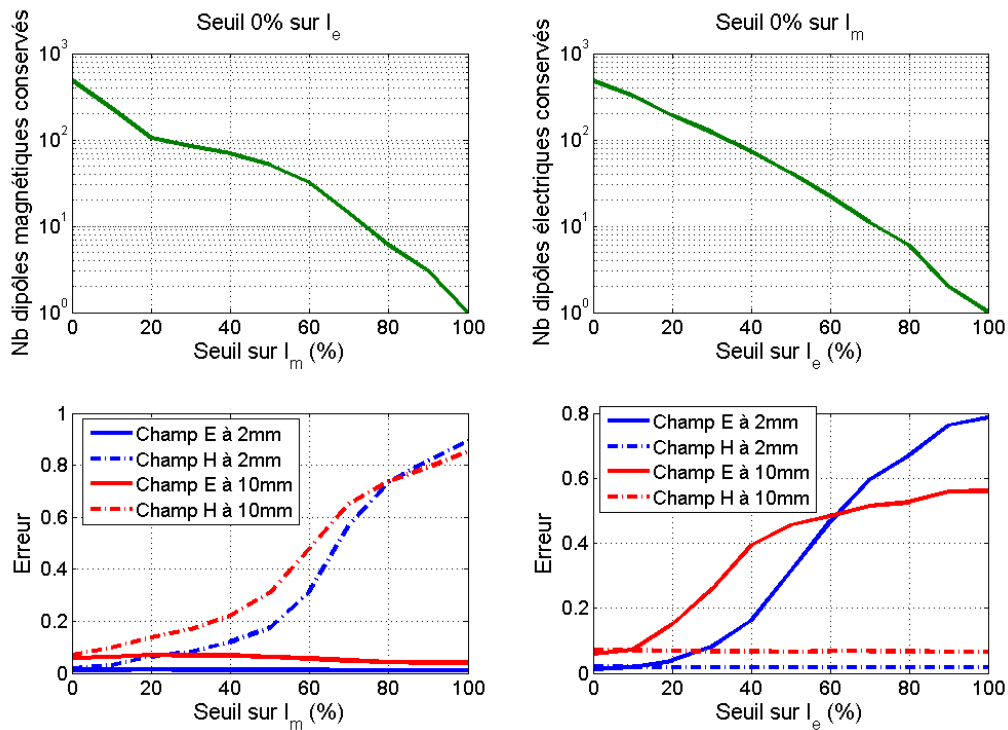


Figure 91 : Influence du seuil de courant sur le nombre de dipôles conservés et sur l'erreur commise

Dans le premier cas, nous constatons que l'erreur sur le champ magnétique augmente lorsque le seuil augmente car nous conservons moins de dipôles magnétiques tandis que le champ électrique reste quasiment invariable. Dans le second cas, l'erreur sur le champ électrique augmente car nous conservons moins de dipôles électriques tandis que le champ magnétique reste inchangé.

Evidemment, plus le seuil est bas, plus l'erreur est faible. Par conséquent, afin de réduire le modèle, l'utilisateur doit trouver un compromis entre le nombre de sources et la précision dans la prédiction des champs.

2.6.3.2. Circuit actif : oscillateur

Après avoir inséré le modèle du diviseur, nous insérons le modèle de l'oscillateur sous HFSS. Dans le paragraphe 2.5, nous avons utilisé un réseau de 961 dipôles électriques et 961 dipôles magnétiques pour valider le modèle sur l'oscillateur. Ce nombre de sources est trop élevé pour HFSS. Pour réduire ce nombre, nous définissons deux seuils de courant : 20% de la valeur maximale des courants électriques (I_e) et 45% de la valeur maximale des courants magnétiques (I_m). Nous conservons les dipôles avec le plus fort courant : 133 dipôles électriques et 64 dipôles magnétiques.

La figure 92 montre le réseau de dipôles réduit du modèle de l'oscillateur.

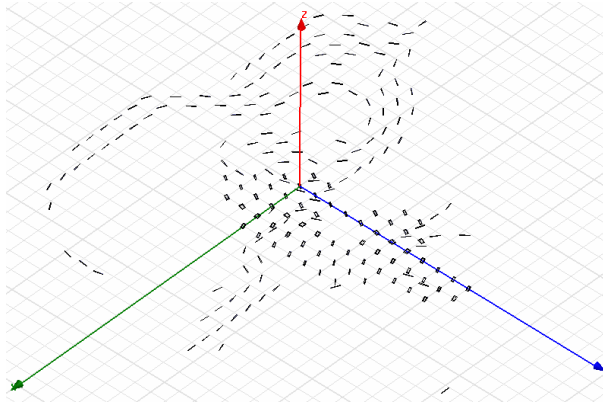


Figure 92 : Réseau de dipôles du modèle réduit de l'oscillateur sous HFSS

La figure 93 montre les amplitudes des champs \vec{E} et \vec{H} à 10mm au-dessus de l'oscillateur obtenues par la mesure, par l'intégration du modèle sous HFSS et par la simulation du modèle réduit sous MatLab.

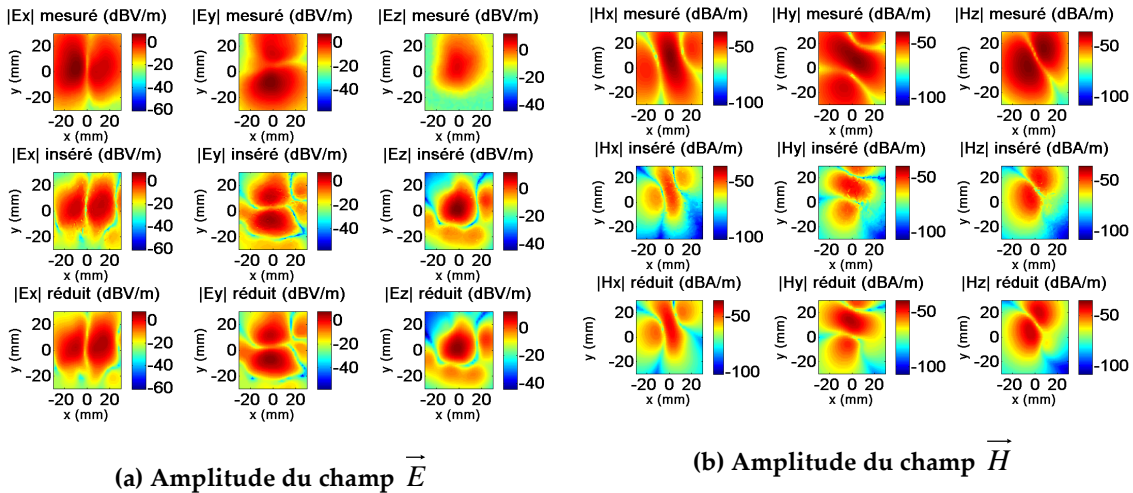


Figure 93 : Insertion du modèle et simulation HFSS de l'oscillateur à 10mm

Nous constatons une forme des champs identique entre mesure et simulation du modèle inséré mais il existe une différence de niveau car nous avons fait une réduction très importante du nombre de sources équivalentes (nous avons seulement conservé 13,8% des dipôles électriques et 6,6% des dipôles magnétiques).

La table 8 montre les erreurs entre les cartographies obtenues par l'insertion du modèle et celles obtenues par la mesure à 10mm. Puisque nous ne disposons pas de la mesure de la phase des champs à 10mm car nous avons effectué la mesure avec l'analyseur de spectre pour des raisons de sensibilité, l'expression pour l'évaluation de l'erreur est la suivante :

$$erreur = \sum_{i=1}^S \frac{(|f_{mesu}(M_i)| - |f_{mod}(M_i)|)^2}{\sum_{j=1}^S |f_{mesu}(M_j)|^2} \quad (130)$$

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
10mm	0,3061	0,2259	0,4374	0,6542	0,6500	0,6165

Table 8 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle de l'oscillateur

2.7. Discussion sur le modèle

Nous avons mentionné dans le paragraphe 2.2 qu'un problème inverse ($b = A \cdot x$) peut être mal conditionné donc d'éventuelles perturbations dans la mesure b peuvent modifier énormément la solution x obtenue.

Le nombre de conditionnement K de la matrice A à inverser est un indicatif du bon ou du mauvais conditionnement du problème. Il est calculé comme :

$$K(A) = \frac{\sigma_{max}(A)}{\sigma_{min}(A)} \quad (131)$$

où $\sigma_{max}(A)$ et $\sigma_{min}(A)$ sont respectivement les valeurs singulières maximale et minimale de A . Le problème sera d'autant mieux conditionné que la valeur de K est proche de 1 ([63]).

Dans les paragraphes qui suivent, nous présentons une étude sur l'effet de la normalisation que nous proposons dans le processus de modélisation (paragraphe 2.2) sur les matrices $[\alpha]$ et $[\beta]$ et une étude sur la robustesse de notre méthode. Dans les deux cas nous réalisons les analyses sur le diviseur de puissance de Wilkinson présenté dans le paragraphe 2.4.2.

2.7.1. Etude sur la normalisation des matrices à inverser

Pour évaluer l'effet de la normalisation, nous comparons les résultats du modèle proposé en début de ce chapitre à ceux provenant d'un modèle où nous n'effectuons pas de normalisation. Cette comparaison est faite en termes de nombre de conditionnement et de cartes de rayonnement obtenues par les deux méthodes.

La table 9 montre les valeurs des nombres de conditionnement des matrices $[\alpha]$ et $[\beta]$ dans les deux cas envisagés.

	$[\alpha]$	$[\beta]$
Avec normalisation	$4,98 \cdot 10^3$	$3,48 \cdot 10^3$
Sans normalisation	$6,17 \cdot 10^5$	$2,84 \cdot 10^5$

Table 9 : Nombre de conditionnement des matrices

La ligne (a) de la figure 94 et de la figure 95 montre la mesure de l'amplitude et de la phase des champs électrique et magnétique rayonnés par le diviseur de Wilkinson à 2 et 5mm au-dessus du circuit. La ligne (b) représente les cartographies obtenues à partir de la simulation du modèle avec normalisation et la ligne (c) sans normalisation. Les modèles sont construits à partir des mesures à 2mm et sont utilisés pour estimer les champs à 5mm.

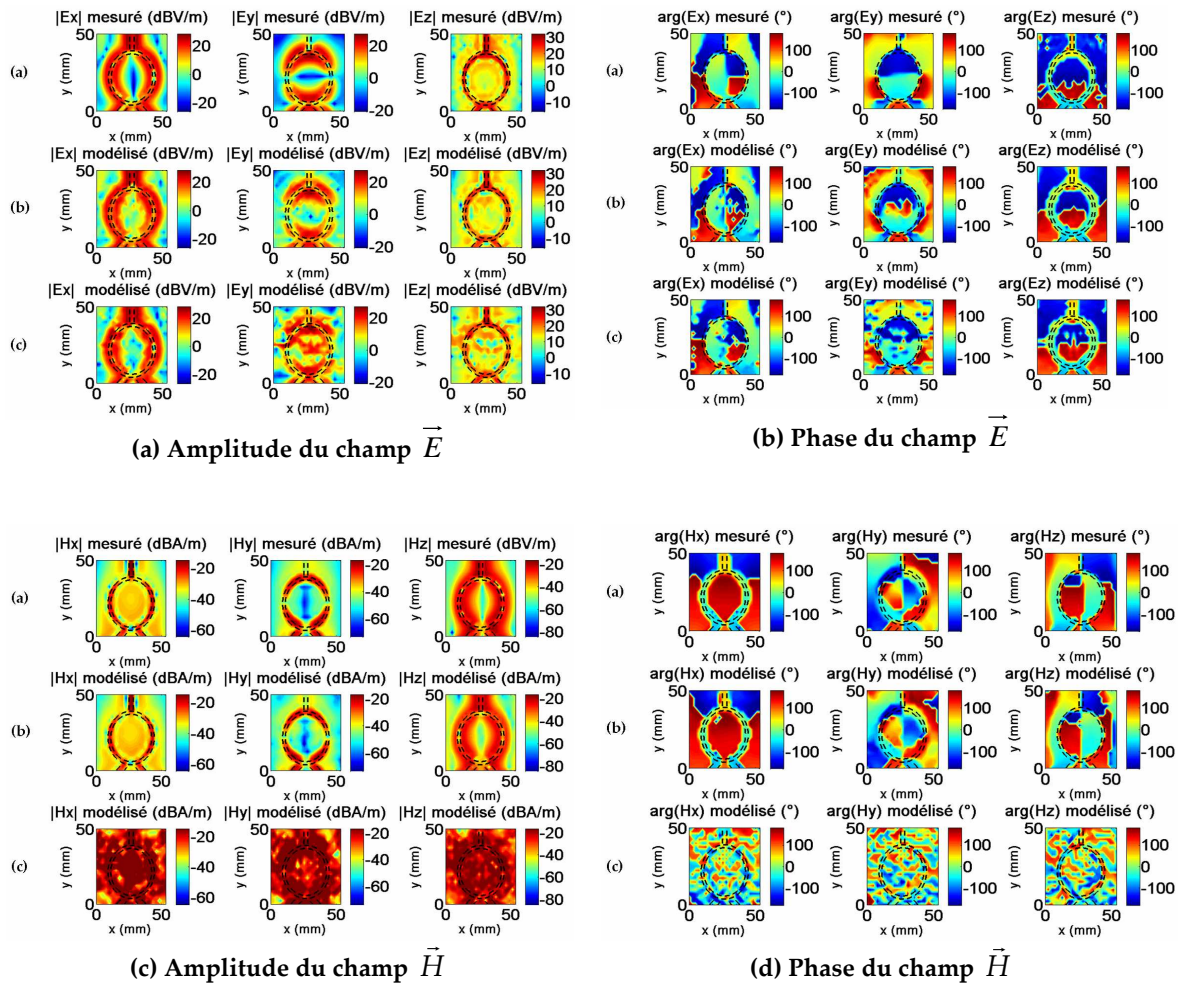


Figure 94 : Mesure et modèles du diviseur à 2mm

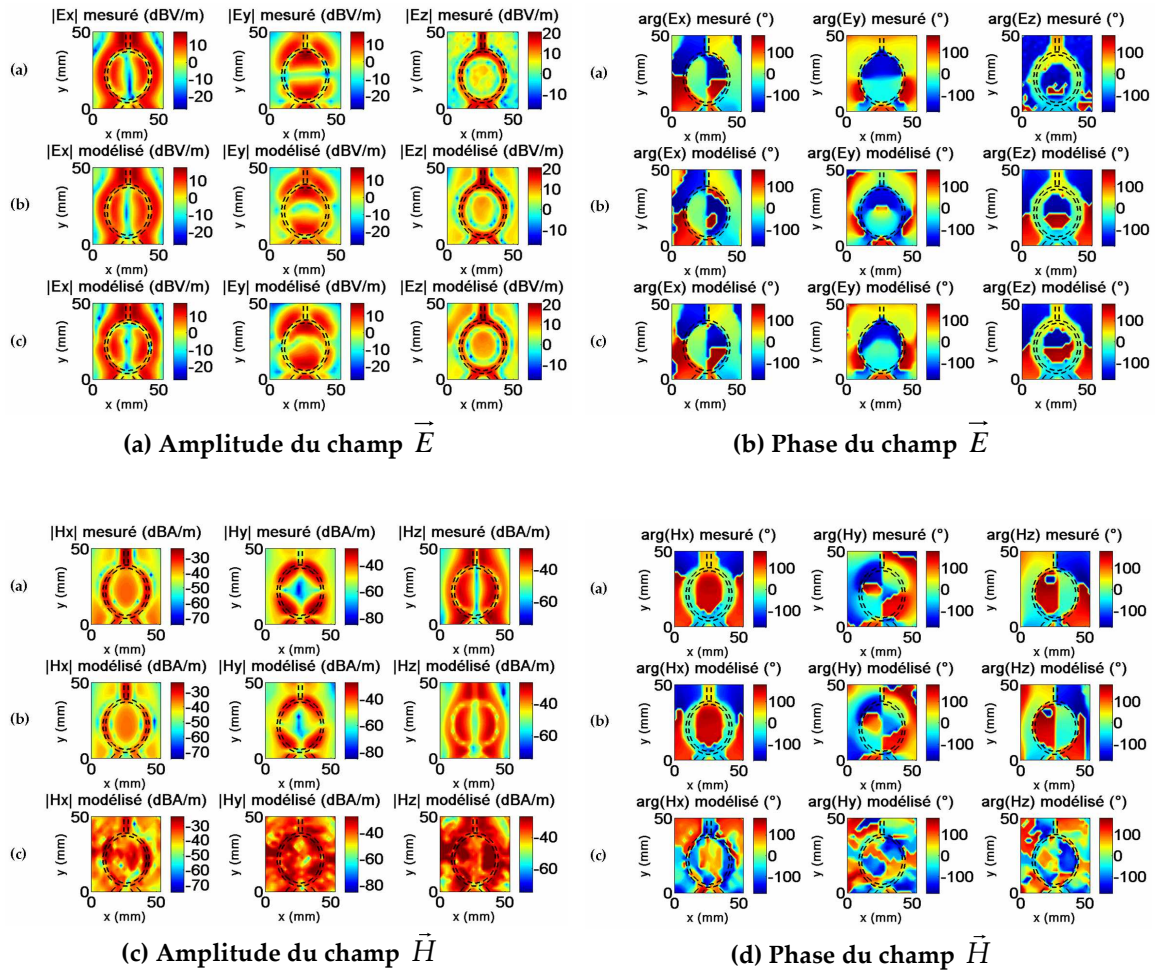


Figure 95 : Mesure et modèles du diviseur à 5mm

La table 10 montre les erreurs commises par les deux modèles par rapport à la mesure et calculées pour toutes les composantes des champs à 2 et 5mm.

	Avec normalisation		Sans normalisation	
	2mm	5mm	2mm	5mm
E_x	0,0629	0,0710	0,0856	0,0580
E_y	0,1393	0,2175	0,4338	0,0805
E_z	0,5779	0,3620	0,6485	0,3433
H_x	0,0081	0,1200	76,3053	4,0678
H_y	0,0112	0,1168	86,2843	5,8972
H_z	0,1223	0,1205	16,7268	5,7440

Table 10: Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par les modèles du diviseur

Le fait de normaliser les matrices lors de la modélisation diminue la valeur du nombre de conditionnement ; les cartes de champ obtenues par le modèle sont alors plus satisfaisantes et les erreurs plus basses. L'étape de normalisation est nécessaire

car les valeurs de champ électrique sont le plus souvent nettement supérieures à celles du champ magnétique créant par là-même une matrice trop déséquilibrée.

Il existe d'autres méthodes dites « de régularisation » pour améliorer l'état des matrices [64], notamment celle de Tikhonov. Elle propose comme solution du problème inverse $y=A \cdot x$ l'expression suivante :

$$x = (A^T A + \lambda I)^{-1} A^T y \quad (132)$$

où I est la matrice identité et λ est le paramètre de régularisation. En d'autres termes, il s'agit de trouver le x qui accomplit :

$$x_\lambda = \arg \min \left\{ \|Ax - y\|_2^2 + \lambda^2 \|x\|_2^2 \right\} \quad (133)$$

De cette façon la norme de l'erreur ($\|Ax - y\|_2^2$) ainsi que la norme de la solution ($\|x\|_2^2$) sont minimisées. Le problème qui se pose à ce niveau est que pour des petites valeurs de λ nous minimisons uniquement la norme de l'erreur, la norme de la solution restant très grande. Inversement, des grandes valeurs de λ minimisent la norme de la solution et donnent des normes de l'erreur importantes. La difficulté de la méthode de Tikhonov est de trouver un compromis pour la valeur λ . Nous avons appliqué cette méthode sur un coupleur hybride 90° sans avoir une amélioration dans les résultats. Dans notre cas, il faudrait peut-être étudier plus précisément les méthodes de régularisation pour améliorer l'obtention de notre modèle.

Nous passons maintenant à l'analyse de la robustesse de notre modèle quand il y a des erreurs dans les cartographies des champs rayonnés qui nous servent à construire le réseau de sources équivalentes.

2.7.2. Etude de la robustesse du modèle face aux perturbations de mesure

Pour étudier l'influence de ces éventuelles perturbations, nous considérons le problème de sélectivité des composantes des champs dans la mesure (c'est-à-dire la non rejection des autres composantes sur la mesure d'une composante spécifique). Les champs perturbés sont exprimés comme :

$$\left. \begin{aligned} E'_x &= \alpha E_x + \beta E_y + \gamma E_z \\ E'_y &= \beta E_x + \alpha E_y + \gamma E_z \\ H'_x &= \alpha H_x + \beta H_y + \gamma H_z \\ H'_y &= \beta H_x + \alpha H_y + \gamma H_z \end{aligned} \right\} \quad (134)$$

où α est une matrice de valeurs aléatoires entre 0,79 et 1,26 (-2 et +2dB), β et γ sont deux matrices aléatoires dont les valeurs sont comprises entre -0,2 et +0,2 et E_x, E_y, E_z, H_x, H_y et H_z sont les mesures non perturbées des champs.

La figure 96 compare les cartes des champs électrique et magnétique mesurés et perturbés à 2mm. En général, nous constatons des profils similaires sauf sur la partie verticale de la ligne microruban sur $|E_y|$ et $|H_y|$.

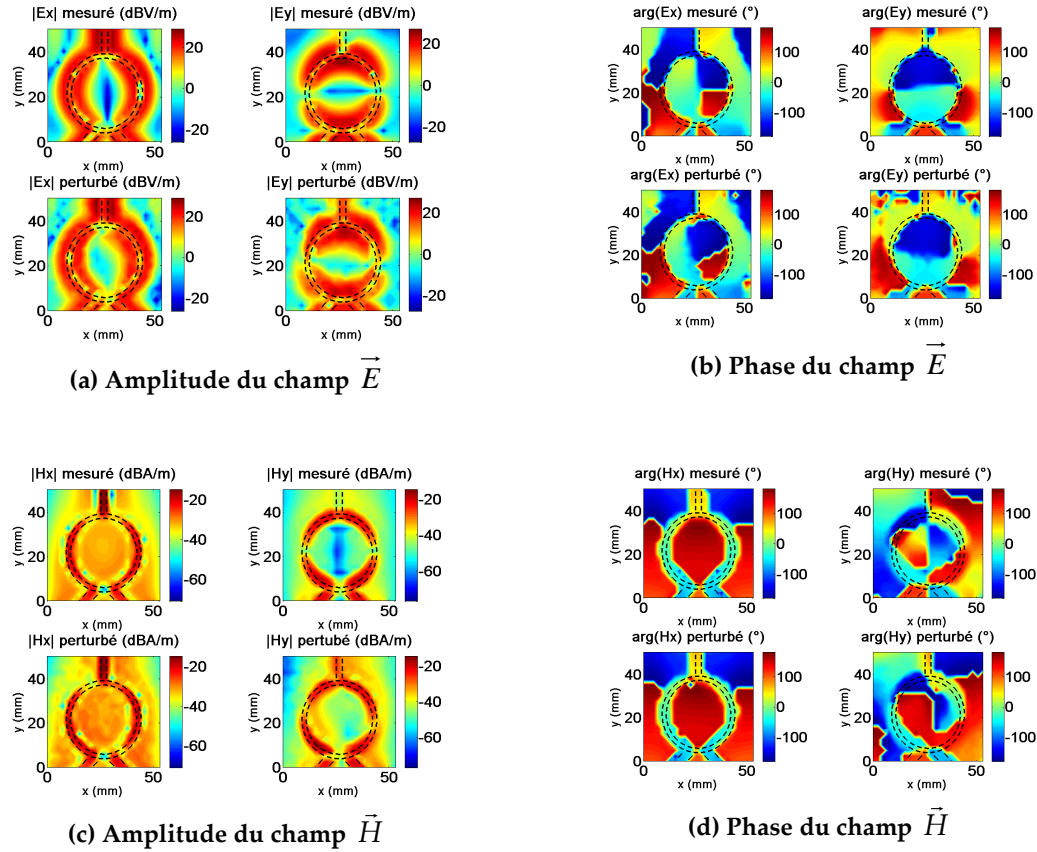


Figure 96 : Mesures et mesures perturbées à 2mm

Le modèle appliqué sur le diviseur de puissance de Wilkinson est construit à partir des mesures perturbées à 2mm et puis, les champs électrique et magnétique sont calculés à 5mm au-dessus du dispositif. Les lignes 1 et 2 de la table 11 montrent les erreurs entre le modèle non perturbé et les mesures non perturbées à 2 et 5mm. La troisième ligne montre les erreurs entre la mesure perturbée et la mesure non perturbée à 2mm tandis que les lignes 4 et 5 présentent les erreurs entre le modèle perturbé et les mesures non perturbées à 2 et 5mm.

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
Modèle non perturbé (2mm)	0,0629	0,1393	0,5779	0,0081	0,0112	0,1223
Modèle non perturbé (5mm)	0,0710	0,2175	0,3620	0,1200	0,1168	0,1205
Mesure (2mm)	0,0763	0,1473	-	0,0848	0,2250	-
Modèle perturbé (2mm)	0,2001	0,1934	0,5248	0,1047	0,2387	0,2291
Modèle perturbé (5mm)	0,1592	0,2065	0,2913	0,1651	0,1832	0,2492

Table 11 : Erreurs entre la mesure, la mesure perturbée et la modélisation

La figure 97 et la figure 98 montrent une comparaison entre les champs électrique et magnétique (en amplitude et phase) à 2mm et 5mm obtenus de la mesure (première ligne), par le modèle calculé à partir de la mesure non perturbée

(deuxième ligne) et par le modèle calculé à partir de la mesure perturbée (troisième ligne).

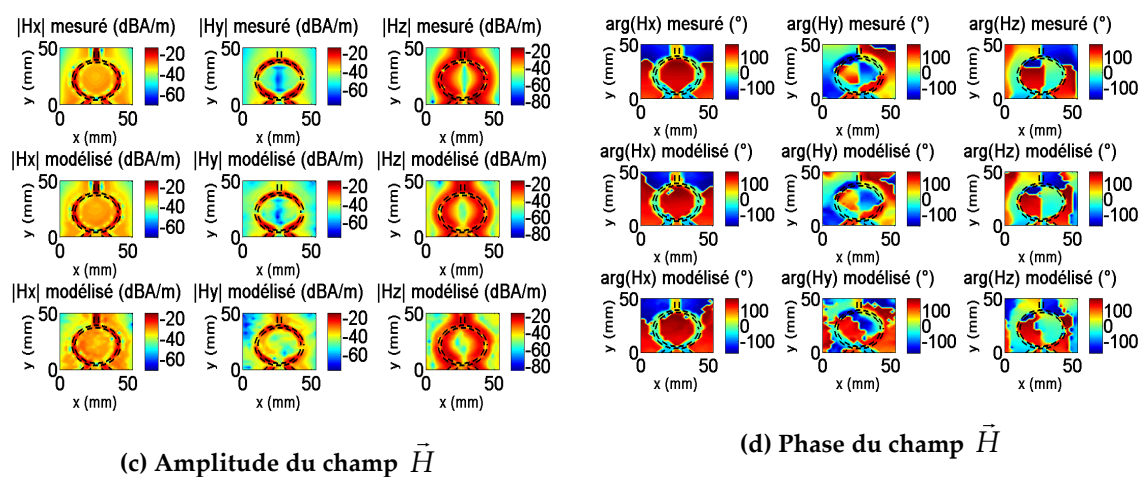
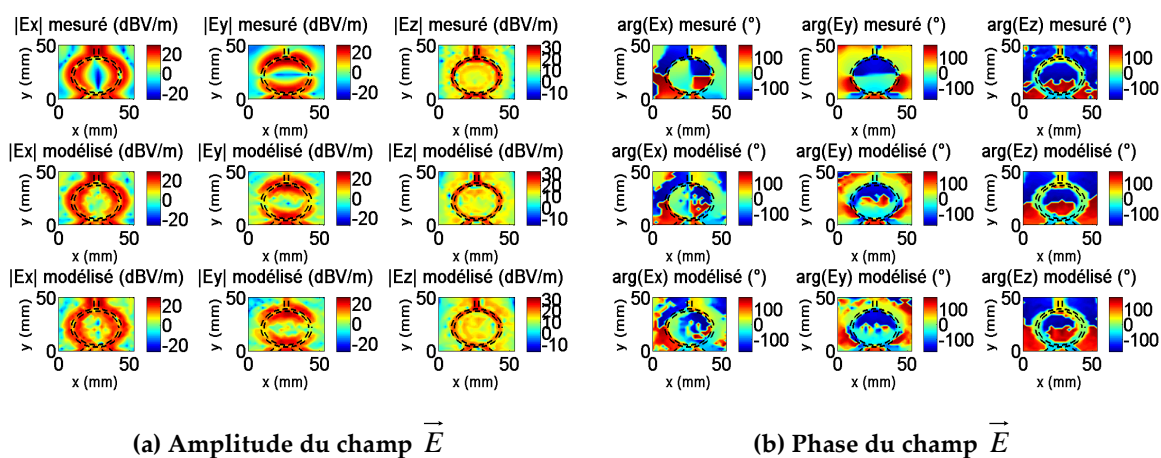
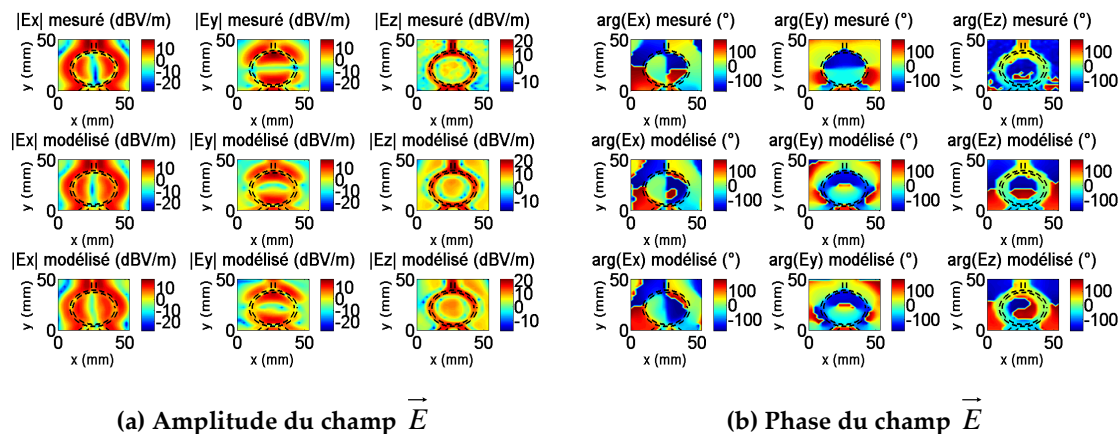


Figure 97 : Mesure et modèles du diviseur à 2mm



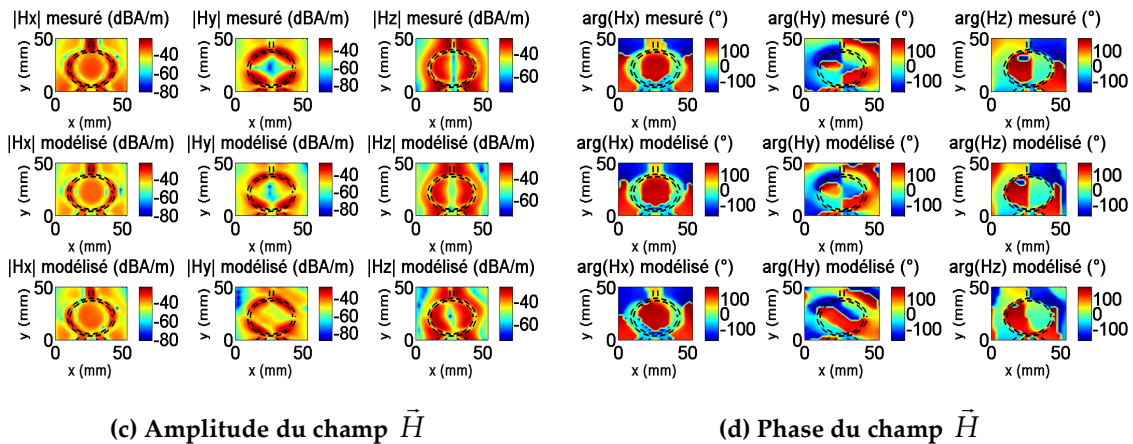


Figure 98 : Mesure et modèles du diviseur à 5mm

Une étude plus générale et approfondie sur le nombre de conditionnement reste en perspectives mais dans le cas particulier du diviseur de Wilkinson, la procédure de modélisation n'est pas vraiment dépendante des perturbations mesurées.

2.8. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle des émissions rayonnées qui prédit le champ électromagnétique au-dessus du dispositif à caractériser. Il est basé sur un réseau de sources équivalentes de type dipôle électrique et dipôle magnétique placés sur un plan XY. Pour l'obtention du modèle, nous avons besoin des cartographies des champs électrique et magnétique tangentiels (en amplitude et phase) rayonnés par le composant à une distance proche. Les paramètres du modèle (orientation et courants des deux types de dipôles) sont ensuite calculés à l'aide de deux inversions de matrices au sens des moindres carrés. Une fois le modèle obtenu, il est possible d'avoir le rayonnement à une distance plus grande que celle où les cartographies ont été prises pour construire le modèle.

Pour avoir les cartographies des champs, nous pouvons nous servir d'un simulateur électromagnétique (dans le cas où le dispositif peut être dessiné) ou de la mesure. Pour ce dernier cas, un banc champ proche est utilisé. Il est composé d'un robot automatisé, d'un PC, d'un récepteur de mesure (analyseur de spectre ou analyseur vectoriel) et de différentes sondes. Les données mesurées par l'appareil de mesure (valeurs de puissance ou paramètres S) doivent être transformées en niveaux des champs captés par les sondes. Il est donc nécessaire de réaliser un calibrage de la chaîne de mesure. La mesure du rayonnement d'un dispositif actif requiert une configuration spéciale du banc champ proche car il n'est pas possible d'injecter une puissance externe.

Le modèle est appliqué à divers dispositifs passifs et actifs travaillant entre 40MHz et 1GHz. Les bons résultats obtenus nous permettent d'affirmer que le

modèle est capable de reconstruire les champs à la même hauteur où les cartographies ont été prises, de déterminer la composante normale des champs (non utilisée pour la construction du modèle) et de prédire les champs à une distance plus grande.

Ensuite, l'insertion du modèle dans un logiciel de simulation (HFSS) est présentée. Pour cela, nous avons déterminé la représentation des dipôles électriques et magnétiques sous HFSS. A l'aide d'une macro en langage VBA, l'ensemble des sources est inséré à partir des informations des dipôles stockées dans un fichier texte. Généralement, les modèles équivalents de rayonnement comportent un nombre de sources très élevé ; une réduction est alors nécessaire pour réduire les temps d'insertion et de simulation ainsi que la demande de ressources du PC. Pour limiter le nombre de sources, nous définissons des seuils de courant. Les résultats obtenus par la simulation des modèles insérés sont assez satisfaisants en termes de profils. Nous retrouvons, néanmoins, des différences de niveau, surtout dans les régions où les champs sont plus faibles car la réduction des modèles dans ces parties est plus importante.

A la fin du chapitre, nous avons abordé deux aspects du modèle : l'effet de la normalisation des matrices à inverser lors du calcul du modèle et sa robustesse face aux perturbations dans la mesure des champs qui servent à construire le modèle. Pour la première étude, nous avons trouvé que l'état de la matrice s'est amélioré en termes de nombre de conditionnement et les résultats sont bien meilleurs au niveau des cartes des champs et des erreurs obtenues quand une normalisation des matrices est effectuée. Pour étudier la robustesse du modèle, nous avons introduit des erreurs aléatoires sur les composantes des champs utilisées pour construire le modèle. Les erreurs obtenues à partir du modèle perturbé ne diffèrent pas beaucoup de celles calculées à partir du modèle non perturbé, ce qui nous amène à conclure que dans le cas de notre circuit test, la modélisation est insensible aux perturbations de mesure.

Dans le chapitre 3, nous allons nous intéresser aux applications CEM de notre modèle. Dans un premier temps, nous étudierons le couplage sur une ligne de transmission en utilisant le modèle de rayonnement puis nous évaluerons la validité du modèle pour la prédiction des champs en région lointaine (pour rappel, la prédiction des champs présentée dans le chapitre 2 s'est cantonnée à la zone de champ proche).

Le modèle proposé ici permet l'obtention des champs sur un plan au-dessus du dispositif caractérisé. Il existe des composants électroniques avec une certaine épaisseur qui rayonnent aussi sur leurs côtés. Il faut alors tester l'aptitude de notre modèle à prédire les champs sur les côtés. En cas d'impossibilité de prédiction des champs sur les côtés, il nous faudra alors développer un nouveau modèle qui puisse déterminer les champs tout autour du composant. A la fin du chapitre suivant, nous abordons cet aspect 3D.

Chapitre 3 : Applications CEM du modèle d'émission rayonnée et extension à un modèle 3D

3.1. Introduction

Grâce au modèle développé dans le chapitre 2, nous sommes capables de représenter un dispositif électronique par un réseau de sources équivalentes et de prédire le champ électromagnétique au-dessus du circuit modélisé.

Dans le cas d'études CEM, les ingénieurs et les chercheurs sont amenés à construire des dispositifs électroniques qui ne perturbent pas les circuits voisins que ce soit en champ proche ou en champ lointain. Pour estimer cette perturbation ou cette non-perturbation, il est alors possible :

- d'utiliser notre modèle en le faisant rayonner à n'importe quelle distance et de récupérer le champ calculé pour étudier le couplage avec un circuit victime (figure 99a),
- de faire rayonner le modèle en champ lointain pour évaluer les niveaux de champ et étudier la conformité vis-à-vis des normes CEM (figure 99b).

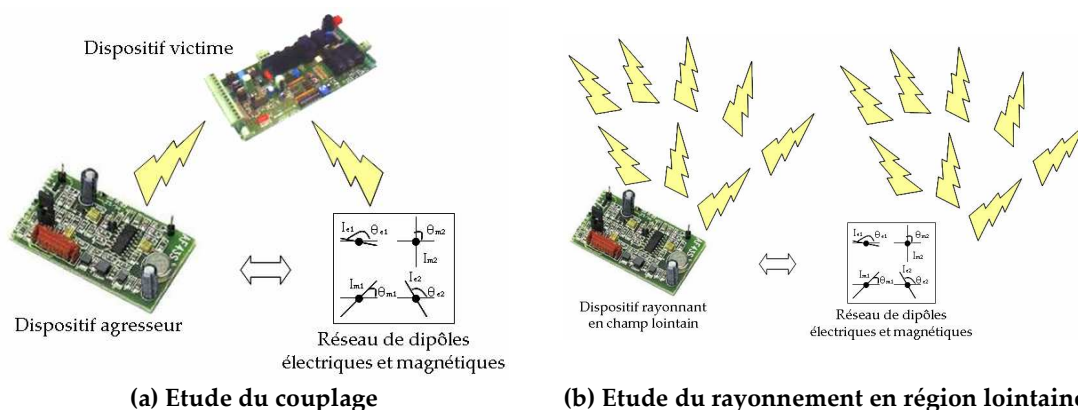


Figure 99 : Applications CEM

Dans ce contexte, nous présentons tout d'abord une première application de notre modèle de rayonnement : la prédiction du couplage entre un circuit rayonnant et une ligne de transmission placée à proximité. Pour cela, le rayonnement du

dispositif agresseur est modélisé puis deux techniques peuvent être appliquées : une méthode basée sur un modèle analytique et une méthode numérique via l'insertion du modèle dans un outil de simulation (HFSS). Ensuite, comme deuxième application, nous évaluons la validité du modèle en champ lointain.

Dans la dernière partie du chapitre, nous proposons un nouveau modèle de rayonnement qui permet la prédiction des champs sur les côtés des cartes et composants électroniques et pas uniquement au-dessus. En effet, dans le cas de circuits planaires, le modèle « 2D » du chapitre 2 peut s'avérer suffisant car seules les surfaces supérieures contribuent au rayonnement global. Par contre, si nous nous intéressons aux émissions d'un circuit avec une certaine épaisseur, le modèle « 2D » ne permet pas de prédire le rayonnement dans l'espace entourant le composant.

3.2. Prédiction du couplage induit sur une ligne de transmission

L'étude du rayonnement d'un circuit électronique nous amène à nous intéresser au phénomène de couplage sur d'autres dispositifs voisins. Le sujet étant très vaste, nous nous concentrons sur le couplage sur des lignes de transmission de type microruban ou câble au-dessus d'un plan de masse. Dans la bibliographie, nous trouvons également des études du couplage sur des circuits intégrés ([23],[65]).

Dans ce paragraphe, nous présentons tout d'abord un bref état de l'art sur le couplage champ-ligne. Puis nous proposons deux méthodes différentes de calcul du couplage en nous basant sur le modèle de rayonnement décrit dans le chapitre 2. Une des méthodes est numérique et l'autre est complètement analytique. Nous les appliquons sur deux cas différents et nous les comparons à des résultats expérimentaux et à des simulations numériques [PFL8].

3.2.1. Etat de l'art

Nous considérons une ligne de transmission capable de guider une onde TEM (Transverse ElectroMagnétique). La ligne de transmission est placée dans un plan XZ et orientée suivant l'axe z (figure 100a). Elle est composée d'un câble de longueur l et rayon a placé à une hauteur h d'un plan de masse et les impédances aux extrémités valent Z_0 et Z_l .

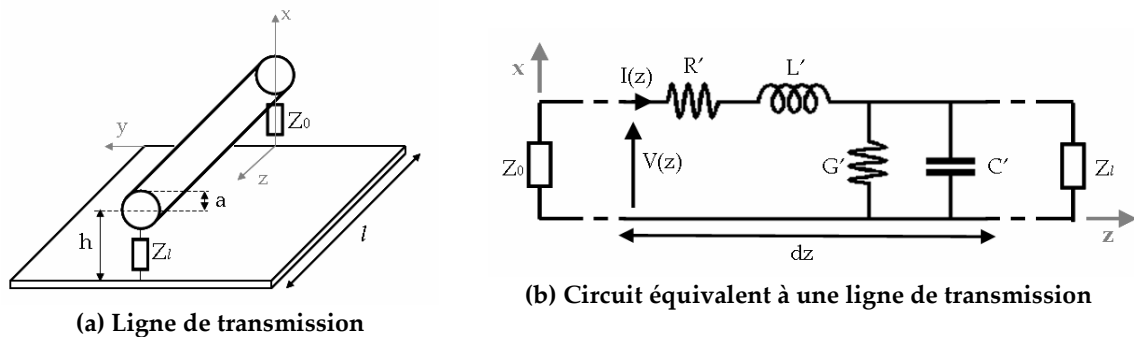


Figure 100 : Ligne de transmission et son circuit équivalent

La ligne peut être décomposée en plusieurs cellules de section dz et comportant des éléments localisés (figure 100b). La résistance R' , l'inductance L' , la conductance G' et la capacitance C' de la cellule de longueur dz peuvent être exprimées en fonction des grandeurs linéiques :

$$\begin{aligned} R' &= R \cdot dz \\ L' &= L \cdot dz \\ G' &= G \cdot dz \\ C' &= C \cdot dz \end{aligned} \tag{135}$$

où R , L , G et C sont respectivement la résistance, l'inductance, la conductance et la capacitance linéiques de la ligne.

Deux équations différentielles linéaires (Equations des télégraphistes, [66]) permettent de décrire la tension V et le courant I le long de la ligne de transmission :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} + j\omega LI(z) + RI(z) = 0 \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + j\omega CV(z) + GV(z) = 0 \end{cases} \tag{136}$$

où ω est la fréquence angulaire.

Dans notre cas d'étude, nous considérons une ligne de transmission sans pertes. Cela permet de négliger l'effet de R' et G' . Les équations deviennent alors :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} + j\omega LI(z) = 0 \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + j\omega CV(z) = 0 \end{cases} \tag{137}$$

Une fois le circuit équivalent d'une ligne de transmission établi, l'objectif maintenant est de calculer les tensions V_o et V_i induites par un champ électromagnétique (provenant, en général, d'un dispositif électronique) sur les extrémités de la ligne.

Différentes méthodes analytiques ont été développées pour l'étude du couplage sur une ligne de transmission : le modèle de Taylor ([67]), le modèle d'Agrawal ([68]) et celui de Rachidi ([69]). Pour notre étude de couplage, nous utilisons la méthode de Taylor (méthode déjà utilisée dans notre laboratoire dans d'autres travaux de recherche, [PFL6]) et nous décrirons brièvement les deux autres méthodes à la fin de ce paragraphe.

Dans les travaux de Taylor, le couplage dû à une excitation externe sur chaque section de la ligne peut être modélisé par une source de tension $V_{Taylor}' = V_{Taylor} \cdot dz$ et une source de courant $I_{Taylor}' = I_{Taylor} \cdot dz$ avec V_{Taylor} et I_{Taylor} la tension et le courant par unité de longueur (figure 101).

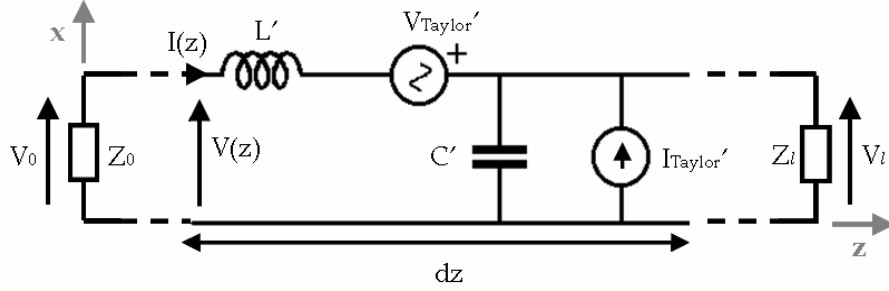


Figure 101 : Circuit équivalent de Taylor d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe

Les équations des Télégraphistes deviennent alors :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} + j\omega LI(z) = V_{Taylor}(z) = j\omega\mu_0 \int_0^h H_y^e(x, z) dx \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + j\omega CV(z) = I_{Taylor}(z) = -j\omega C \int_0^h E_x^e(x, z) dx \end{cases} \quad (138)$$

La source de tension représente le couplage généré par la composante normale du champ magnétique exciteur H_y^e existant entre le plan de masse et la ligne et la source de courant représente le couplage généré par la composante tangentielle du champ électrique exciteur E_x^e existant entre le plan de masse et la ligne.

Le champ exciteur est la somme du champ incident (rayonné par le dispositif) et du champ réfléchi sur le plan de masse de la ligne de transmission.

D'autres méthodes similaires au modèle de Taylor sont également décrites dans la littérature. Agrawal propose de modéliser le couplage à partir du champ électrique uniquement. Les équations développées par Agrawal ([68]) sont :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} + j\omega LI(z) = V_{Agrawal}(z) = E_z^e(h, z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + j\omega CV(z) = 0 \end{cases} \quad (139)$$

avec $V_{Agrawal}'(z) = V_{Agrawal}(z) dz$.

La tension en début et fin de ligne vaut :

$$\begin{cases} V(0) = -Z_0 I(0) + \int_0^h E_x^e(x, 0) dx \\ V(l) = Z_L I(l) + \int_0^h E_x^e(x, l) dx \end{cases} \quad (140)$$

Le circuit équivalent est le suivant :

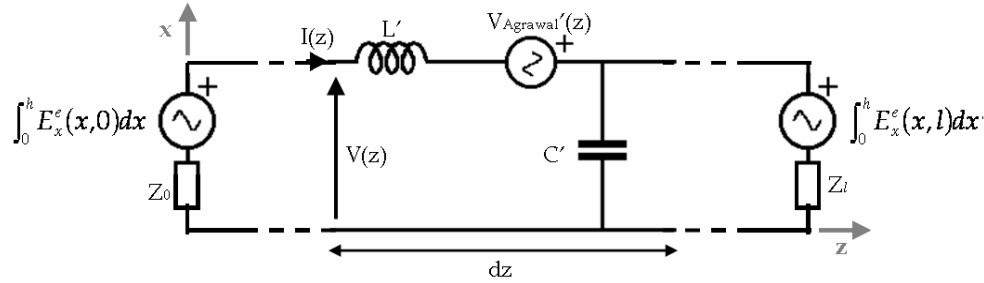


Figure 102 : Circuit équivalent d'Agrawal d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe

Rachidi ([69]), de son côté, propose une modélisation à partir du champ magnétique uniquement :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} + j\omega LI(z) = V_{Rachidi}(z) = j\omega\mu_0 \int_0^h H_y^e(x,z) dx \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + j\omega CV(z) = I_{Rachidi}(z) = -\frac{\mu_0}{L} \int_0^h \left(\frac{\partial H_z^e(x,z)}{\partial y} - \frac{\partial H_y^e(x,z)}{\partial z} \right) dx \end{cases} \quad (141)$$

avec $V_{Rachidi}'(z) = V_{Rachidi}(z)dz$ et $I_{Rachidi}'(z) = I_{Rachidi}(z)dz$.

Le circuit équivalent est le suivant :

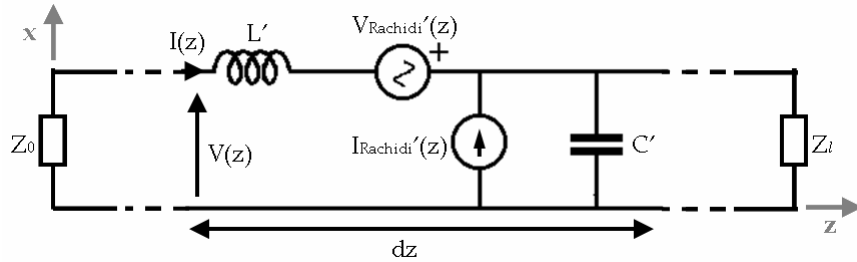


Figure 103 : Circuit équivalent de Rachidi d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe

3.2.2. Etude du couplage à partir du modèle de rayonnement

Deux possibilités se présentent pour le calcul de la tension induite sur une ligne de transmission : une purement analytique et l'autre s'appuyant sur des simulations HFSS.

3.2.2.1. Association du modèle de Taylor au modèle de rayonnement

A partir des équations de Taylor (4), nous calculons les tensions V_0 et V_l sur les impédances des extrémités de la ligne (voir développement en annexe G). Pour une ligne de transmission modélisée en n sections dz :

$$\begin{cases} V_0 = \frac{de - cf}{d - bc} \\ V_l = \frac{be - f}{bc - d} \end{cases} \quad (142)$$

où :

$$b = -\frac{1}{Z_0} \quad (143)$$

$$\begin{pmatrix} c \\ d \end{pmatrix} = -[\beta]^n \begin{pmatrix} 1 \\ 1/Z_l \end{pmatrix} \quad (144)$$

$$\begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} = \sum_{k=0}^{n-1} [\beta]^k [\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-k}' \\ I_{n-k}' \end{pmatrix} \quad (145)$$

$$[\alpha] = \begin{pmatrix} -1 & -j\omega L' \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (146)$$

$$[\beta] = \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 L' C' & j\omega L' \\ j\omega C' & 1 \end{pmatrix} \quad (147)$$

$$V_i' = j\omega\mu_0 dz \sum_{k=1}^p H_y(x_k) dx_k \quad (148)$$

$$I_i' = j\omega C' \sum_{k=1}^p E_x(x_k) dx_k \quad (149)$$

Pour simplifier notre étude, nous allons considérer une solution approximative du modèle de Taylor comme une première estimation. Elle est valable dans le cas d'une ligne électriquement courte ($l \ll \lambda$) et si la valeur des impédances des extrémités Z_0 et Z_l est proche de la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne Z_c . Sous ces conditions, les équations deviennent :

$$\begin{cases} V_{Taylor}' = V_{Taylor} l = j\omega\mu_0 A H_y^e \\ I_{Taylor}' = I_{Taylor} l = -j\omega C' A E_x^e \end{cases} \quad (150)$$

où $A = h \cdot l$ est la surface entre le centre de l'axe de la ligne et le plan de masse. Cette simplification est appliquée pour la ligne entière (non pour chaque section dz). Le circuit équivalent de la ligne de transmission est donné sur la figure 104.

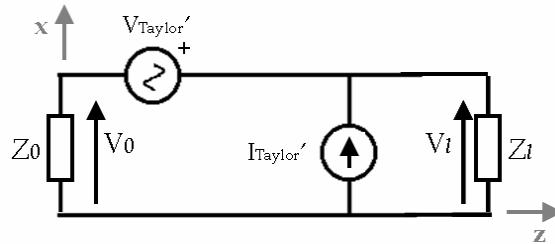


Figure 104 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission électriquement courte et adaptée pour l'étude du couplage induit par un champ exciteur externe

Dans ce cas, la tension due à une excitation électromagnétique sur les charges Z_0 et Z_l peut être exprimée comme :

$$\begin{cases} V_0 = -\frac{Z_0}{Z_0 + Z_l} V_{Taylor} + \frac{Z_0 Z_l}{Z_0 + Z_l} I_{Taylor} \\ V_l = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_l} V_{Taylor} + \frac{Z_0 Z_l}{Z_0 + Z_l} I_{Taylor} \end{cases} \quad (151)$$

Dans le cas d'une ligne de longueur non négligeable devant la longueur d'onde, nous devons calculer pour chaque cellule la tension et le courant induits et déterminer les tensions aux extrémités de la ligne grâce aux équations (142) à (149).

Ainsi, il est possible de calculer, de façon analytique, la tension aux bornes de la ligne à partir du champ excitateur électrique tangentiel et du champ excitateur magnétique normal entre le câble et le plan de masse. Pour cela, ces deux champs doivent être déterminés au préalable.

Comme nous l'avons vu, le champ excitateur est composé du champ incident rayonné par l'élément perturbateur plus du champ réfléchi sur le plan de masse. Dans le cas d'un champ incident rayonné par une source de type dipôle (électrique ou magnétique) le champ réfléchi peut être calculé à l'aide de la Théorie des Images : un dipôle électrique (magnétique) parallèle à une distance h du plan de masse (conducteur électrique parfait) est équivalent à deux dipôles placés de façon symétrique à $2h$ (figure 105). Le courant $I_{e'}$ qui parcourt l'image du dipôle électrique va en sens inverse au dipôle original et $I_{m'}$ va dans la même direction.

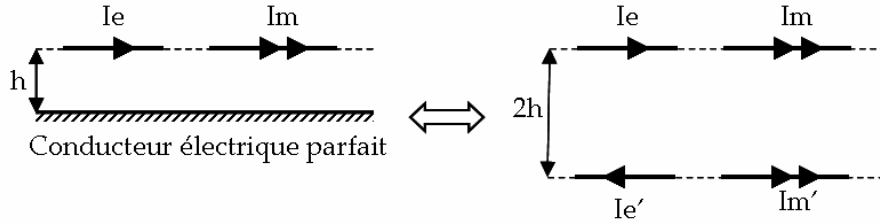


Figure 105 : Théorie des Images pour un dipôle électrique et un dipôle magnétique au-dessus d'un conducteur électrique parfait

Théoriquement, le modèle de Taylor approximé est valide pour une distribution de champ uniforme. Pour l'adapter au cas d'un champ incident non-uniforme (rayonné par un dipôle), il est nécessaire de calculer la valeur moyenne des champs concernés (\bar{E}_t^e et \bar{H}_n^e) sur la surface entre le centre du câble et le plan de masse. Pour un nombre N de points (x_i) de cette surface, nous calculons :

$$\begin{cases} \bar{E}_t^e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_t^e(x_i) \\ \bar{H}_n^e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N H_n^e(x_i) \end{cases} \quad (152)$$

Sur la figure 106, nous présentons la procédure complète pour la détermination des tensions induites aux extrémités d'une ligne de transmission.

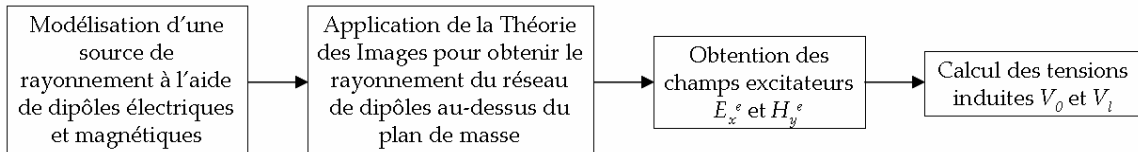


Figure 106 : Procédure de calcul du couplage à partir du modèle de Taylor

Cette procédure a été validée, par une autre doctorante de notre laboratoire, avec une source excitatrice de type dipôle électrique et magnétique ([PFL6]).

D'une façon similaire, le modèle d'Agrawal a été appliqué dans notre laboratoire pour évaluer la tension induite dans une ligne de transmission par une source d'excitation formée par des dipôles électriques ([PFL7]). Dans [70], l'auteur utilise le modèle d'Agrawal sur une ligne de transmission type PCB avec, dans un premier temps, comme excitation une onde plane, puis une onde non uniforme provenant du rayonnement de deux sondes (électrique et magnétique).

3.2.2.2. Calcul du couplage par simulation numérique

Une autre méthode pour obtenir les tensions induites en bout de ligne consiste à utiliser un simulateur numérique. HFSS offre la possibilité d'insérer directement dans une simulation des cartes de champ. Cependant, cela n'est possible qu'avec des cartes issues d'une précédente simulation HFSS et nous n'avons malheureusement pas accès aux formats des fichiers pour pouvoir insérer nos propres cartes de champ issues de mesure par exemple. Ainsi, représenter un équipement sous HFSS ne peut se faire simplement par une insertion de cartes, il faut être capable de représenter le circuit par un circuit équivalent qui rayonne de façon identique. C'est là que notre modèle prend tout son intérêt puisqu'il est insérable sous HFSS comme nous l'avons montré dans le chapitre 2.

L'option d'insertion des cartes proposée par HFSS semble toutefois intéressante lorsque nous souhaitons étudier le couplage entre deux dispositifs, c'est-à-dire, la tension induite dans une ligne victime par le rayonnement d'un circuit source. En effet, simuler dans une même structure un réseau de dipôles et une ligne victime nécessite un temps de calcul et des ressources mémoires très importants.

La solution serait alors de simuler d'abord le réseau de dipôles seul, puis d'insérer ses cartes des champs rayonnés \vec{E} et \vec{H} dans un autre fichier avec le dispositif victime.

Nous présentons ici une étude sur la validité de l'insertion des cartes sous HFSS. Pour cela, nous prenons une source rayonnante simple constituée de deux dipôles électriques. Le premier est centré sur l'origine du repère, il est orienté suivant l'axe x et il est parcouru par un courant de 3mA. L'autre dipôle est positionné autour du point $(-1,0,0)$, orienté suivant l'axe y et parcouru par un courant de 1mA.

Les étapes à suivre pour effectuer l'insertion des cartes sous HFSS sont :

- Simuler les deux dipôles dans un fichier *.hfss* (figure 107a). Ces dipôles sont placés dans une boîte d'air dont les faces sont définies comme absorbantes (i.e. condition « Radiation » sous HFSS).

- Dans un nouveau fichier *.hfss* (figure 107b) :
 - Dessiner une boîte d'air de mêmes dimensions que la boîte « Radiation » du premier fichier et appliquer conditions aux limites de type « Radiation - Incident Field (Advanced Options)».
 - Dessiner une grande boîte d'air avec conditions aux limites « Radiation ».
 - Créer une source d'excitation du type « Incident Wave – Near Field Wave ». Dans la fenêtre qui s'affiche, faire le lien avec le premier fichier *.hfss*.
 - Simuler après avoir défini tout le reste des paramètres.

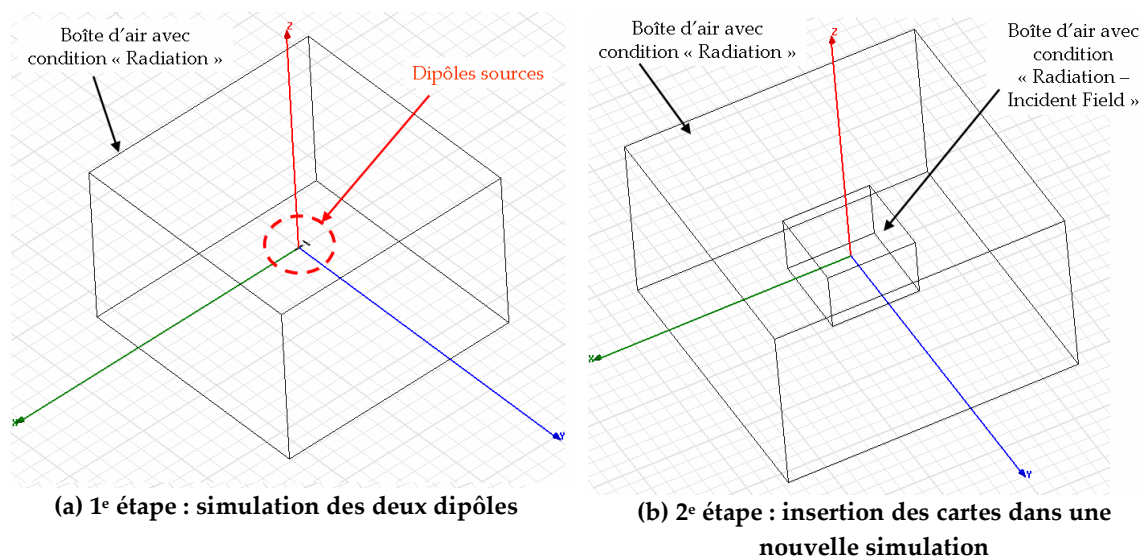


Figure 107 : Simulation sous HFSS

Sur la figure 108, nous comparons les champs électrique et magnétique (en amplitude et phase, rayonnés par les deux dipôles) obtenus théoriquement et par simulation HFSS à 2mm. Le bon accord obtenu nous permet de valider les résultats du premier fichier *.hfss* qui servira de base pour l'insertion dans le deuxième fichier.

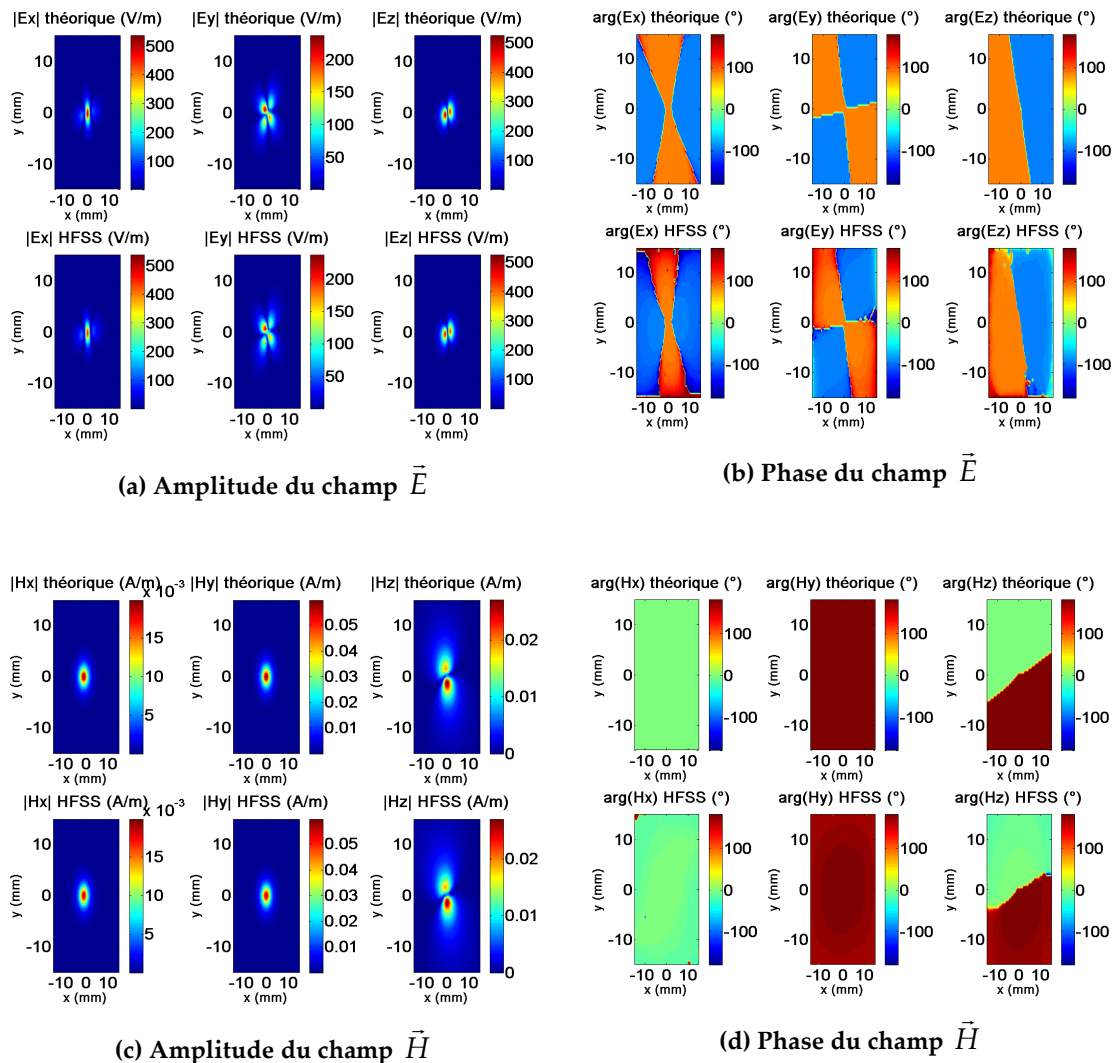


Figure 108 : Champs théoriques et simulés par HFSS à 2mm

Sur la figure 109, nous comparons les champs (en amplitude et phase, rayonnés par les deux dipôles) obtenus théoriquement et à partir de l'insertion des cartes sous HFSS à 20mm.

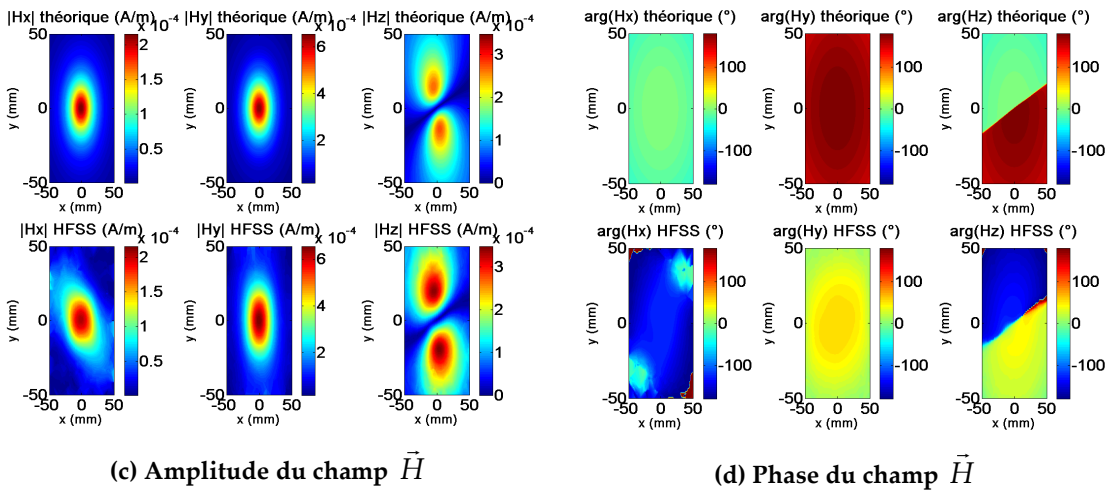
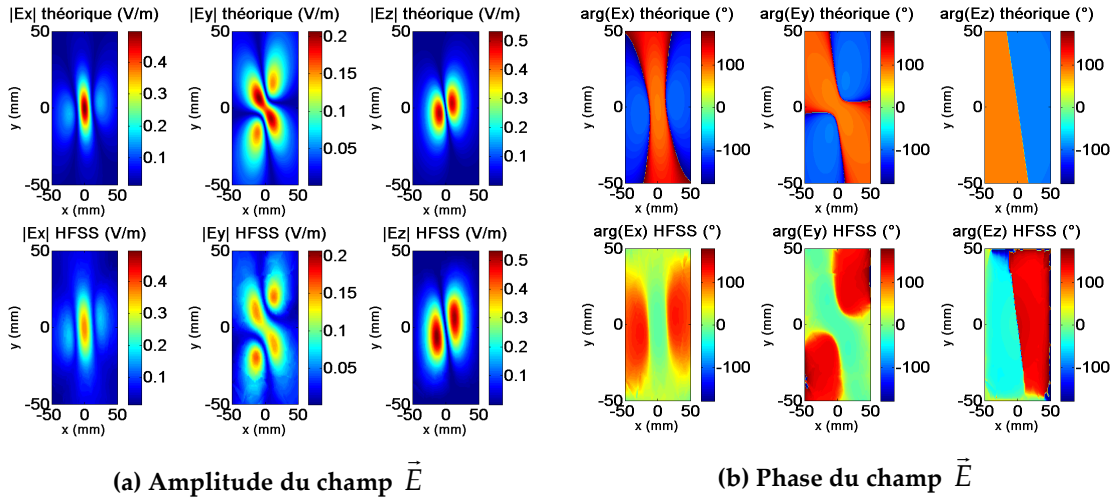


Figure 109 : Champs théoriques et issus de l'insertion des cartes sous HFSS à 20mm

Nous constatons que les amplitudes diffèrent et qu'un déphasage apparaît. Expliquer ces différences et obtenir des informations précises sur l'option d'insertion sous HFSS ne sont pas chose aisée car ce logiciel est complètement verrouillé pour l'utilisateur. Ne pouvant pas ainsi investiguer plus sur cette option, nous l'abandonnons tout en ayant au préalable fait remonter nos interrogations au service technique de Ansoft.

Nous n'allons donc pas réaliser l'étude du couplage avec cette méthode. Nous allons alors simuler dans un même fichier le réseau de dipôles et le circuit victime même si cela demandera beaucoup de ressources au PC de simulation.

3.2.2.3. Résumé des deux méthodes d'obtention du couplage

Les méthodes permettant l'évaluation du couplage sur la ligne ([PFL8]) sont :

- Le modèle de Taylor présenté dans le paragraphe 3.2.1. Il prend comme données d'entrée les champs rayonnés par le réseau de sources

équivalentes trouvées par le modèle du rayonnement. A l'aide de la Théorie des Images, il permet de calculer les tensions induites sur la ligne victime. Ces travaux font l'objet d'une autre thèse dans notre laboratoire (effectuée par Christelle LESEIGNEUR).

- La simulation sous HFSS du modèle du rayonnement du dispositif « agresseur » inséré dans le logiciel avec le design de la ligne. Cette étude fait partie des objectifs de cette thèse et elle est comparée à la méthode précédente.

Sur la figure 110, nous montrons un schéma explicatif de la procédure à suivre.

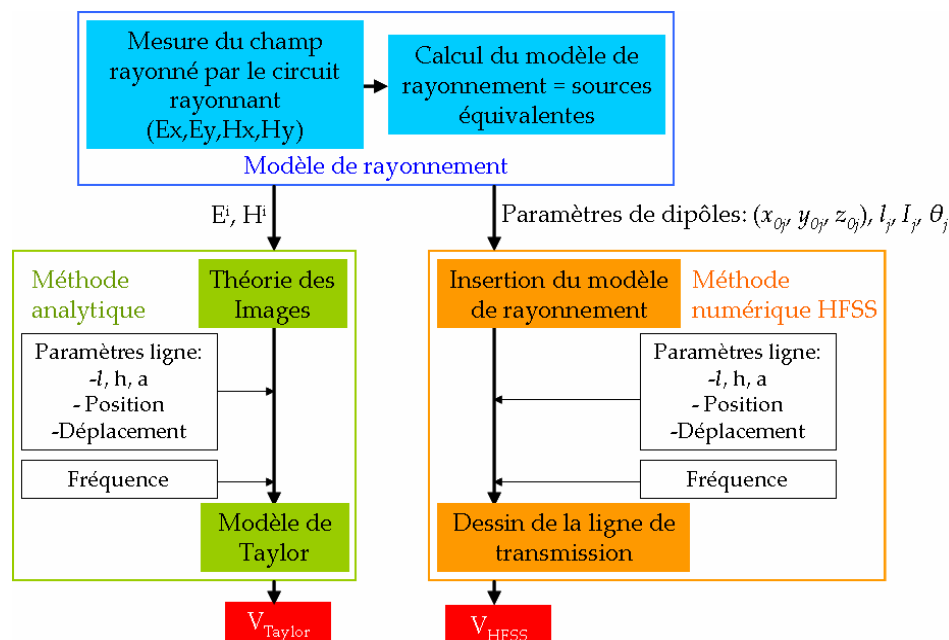


Figure 110 : Deux procédures d'obtention du couplage à partir du modèle de rayonnement

Dans les paragraphes suivants, nous effectuons l'étude du couplage par les deux méthodes décrites précédemment. Les résultats seront comparés à la mesure et à la simulation HFSS (quand il est possible de dessiner réellement la source de rayonnement). Nous utilisons comme dispositifs rayonnants un diviseur de puissance de Wilkinson et l'oscillateur présenté dans le chapitre 2. Nous prenons comme circuit victime une ligne de transmission composée d'un câble au-dessus d'un plan de masse.

3.2.3. Couplage entre un diviseur de puissance de Wilkinson et un câble au-dessus d'un plan de masse

Nous étudions le couplage induit par le rayonnement d'un diviseur de puissance de Wilkinson travaillant à 1GHz sur un câble au-dessus d'un plan de masse.

La figure 111 montre le diviseur utilisé. Il est fabriqué en technologie microruban sur un substrat de permittivité relative 4,4 et d'épaisseur 1,6mm. Il est alimenté par son port 1 (noté P_m) avec une puissance de 1mW. Les ports 2 et 3 sont adaptés 50Ω.

La différence entre ce diviseur et celui présenté dans le chapitre 2 est que les ports d'accès sont placés du côté du plan de masse pour éviter tout rayonnement et donc toute influence sur le couplage avec la ligne victime.

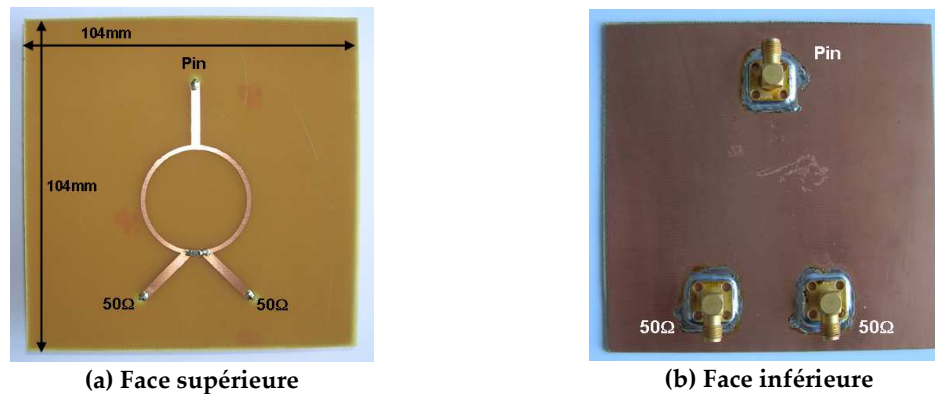


Figure 111 : Diviseur de puissance de Wilkinson

Le modèle équivalent du rayonnement du diviseur comporte 961 dipôles électriques et 961 dipôles magnétiques uniformément répartis sur une surface de 80mm (x) x 100mm (y). Pour l'insertion sous HFSS, le modèle est réduit à 140 dipôles électriques et 51 dipôles magnétiques.

Le câble au-dessus d'un plan de masse utilisé comme circuit victime est présenté sur la figure 112. Il s'agit d'un fil de rayon $a = 0,5\text{mm}$, de longueur $l = 30\text{mm}$ et dont l'axe central est placé à $h = 0,7\text{mm}$ au-dessus du plan de masse. La ligne a une impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$ et elle est adaptée.

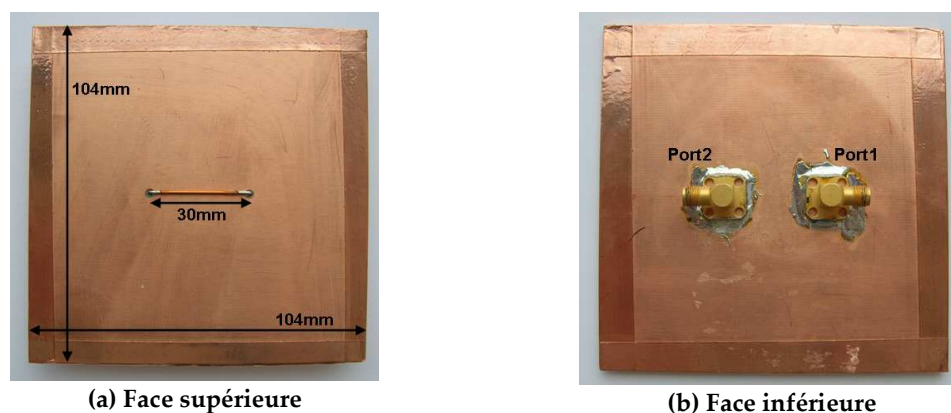


Figure 112 : Câble au-dessus d'un plan de masse

Pour valider le couplage obtenu par l'insertion du modèle sous HFSS et le modèle analytique (Taylor), nous effectuons également la mesure et la simulation du système complet sous HFSS (figure 113).

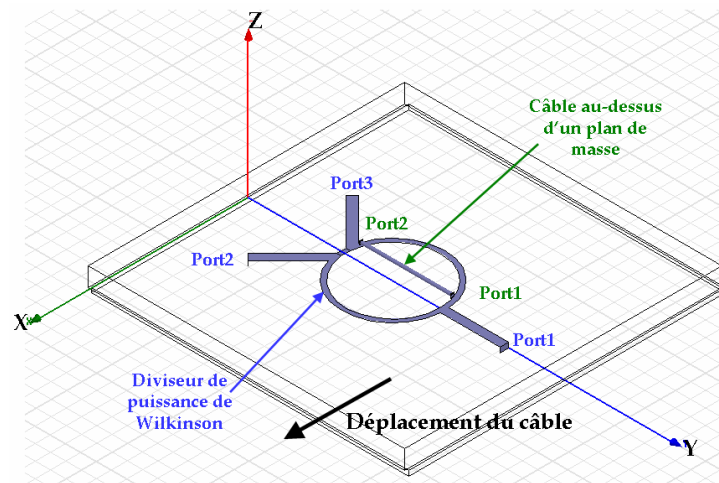


Figure 113 : Couplage entre le diviseur de Wilkinson et la ligne de transmission sous HFSS

La ligne est placée suivant l'axe y à 5mm au-dessus du diviseur et elle est déplacée suivant l'axe x .

La configuration pour réaliser la mesure est présentée sur la figure 114. Le robot, commandé par le PC, déplace la ligne suivant l'axe x et le VNA effectue l'acquisition des données (paramètres S) qui sont traitées pour avoir la tension induite sur chacun des ports de la ligne de transmission.

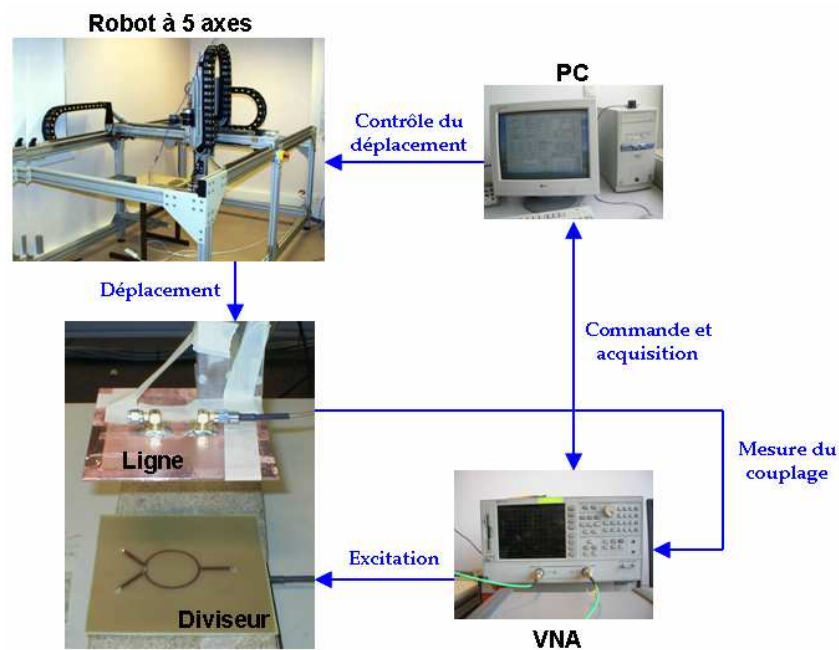


Figure 114 : Configuration de la mesure du couplage entre le diviseur et la ligne de transmission

La figure 115 compare le couplage obtenu par la mesure, la simulation sous HFSS, le modèle réduit du diviseur inséré sous HFSS avec la ligne et le modèle de Taylor.

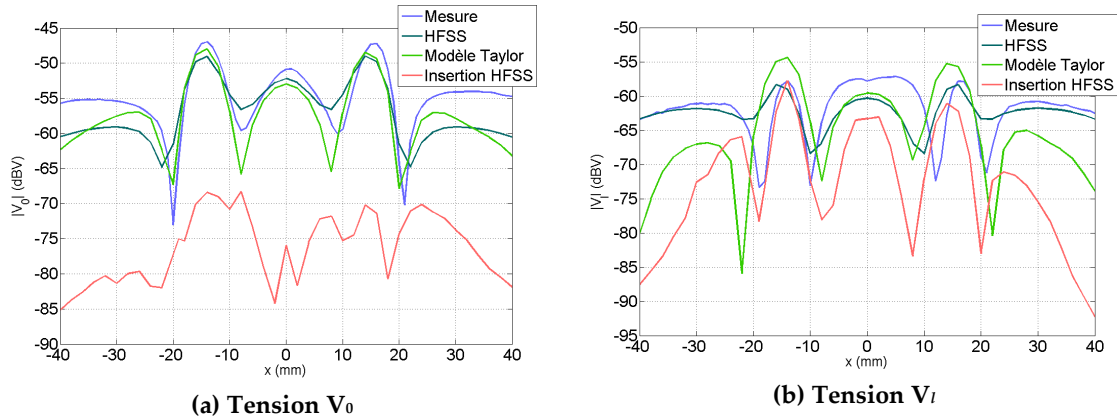


Figure 115 : Couplage obtenu par mesure, simulation HFSS, modèle de Taylor et modèle inséré à 5mm

La bonne concordance entre la mesure et la simulation HFSS nous permet de valider la configuration de mesure de la figure 114.

Nous apercevons des différences entre les résultats obtenus par le modèle de Taylor et la mesure quand la ligne est proche des bords du diviseur (au-delà de $\pm 30\text{mm}$). En effet, le modèle de rayonnement ne modélise pas les effets de bords du substrat qui ne sont pas par conséquent pris en compte par le modèle de Taylor.

Nous trouvons également quelques différences de niveau sur V_l pour le cas du modèle inséré car nous avons fait une réduction très brusque du nombre de sources équivalentes. Toutefois, les fluctuations de tension peuvent être retrouvées. Par contre, la courbe V_0 ne donne pas de résultats satisfaisants. Nous pensons que cela peut être dû au logiciel HFSS et non à la réduction du modèle. Pour l'illustrer, sur la figure 116, nous comparons les couplages obtenus par le modèle de Taylor à partir du réseau complet de sources, par le modèle de Taylor en prenant en compte uniquement le rayonnement du réseau réduit (réseau identique à celui inséré sous HFSS), par le modèle de Taylor à partir du même réseau réduit mais avec les dipôles magnétiques transformés en boucles électriques discrétisés en quatre segments (nommé « Modèle Taylor réduit discrétisé ») et par le modèle inséré sous HFSS.

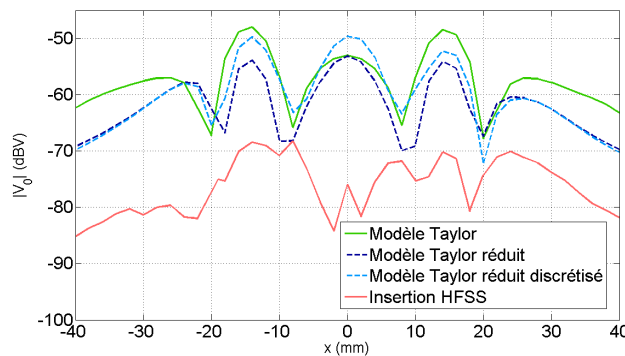


Figure 116 : Couplage obtenu par le modèle de Taylor à partir du réseau de sources complet, à partir du réseau réduit, à partir du réseau réduit discrétisé et du modèle inséré sous HFSS à 5mm

Nous observons que les courbes issues du modèle de Taylor à partir du réseau réduit discrétisé et de l'insertion dans HFSS ne se ressemblent pas. Par contre le « modèle de Taylor réduit discrétisé » coïncide bien avec les modèle de Taylor complet et réduit (sans discrétisation de dipôles magnétiques). Cela montre que les mauvais résultats de l'insertion sont imputables au logiciel et à sa difficulté de calculer des structures complexes (présence de petits objets tels que les dipôles à proximité d'une grande ligne). Il faudrait alors approfondir l'étude sous HFSS pour tenter de corriger les résultats en améliorant par exemple le maillage à certains endroits. Malheureusement, comme HFSS est un logiciel complètement fermé pour l'utilisateur (i.e. impossibilité d'accéder au code source), il est difficile de bien analyser les choses et de modifier certaines parties comme nous le souhaitons.

Pour évaluer les différences, nous calculons les erreurs commises dans la modélisation du couplage (e_c) et du rayonnement (e_r) en utilisant les expressions suivantes :

$$e_c = \sum_{i=1}^S \frac{(|V_{meas}(M_i)| - |V_{mod}(M_i)|)^2}{\sum_{j=1}^S |V_{meas}(M_j)|^2} \quad (153)$$

$$e_r = \sum_{i=1}^T \frac{|f_{meas}(M_i) - f_{mod}(M_i)|^2}{\sum_{j=1}^T |f_{meas}(M_j)|^2} \quad (154)$$

où f peut être le champ électrique ou magnétique, S est le nombre de points des courbes de couplage, T le nombre de points des cartographies des champs obtenues de la mesure et M_i le point où le couplage ou le champ est évalué.

		Modèle inséré	Modèle de Taylor
Erreur couplage	V_0	0,8496	0,1396
	V_l	0,4957	0,3664
Erreur rayonnement	E_x	0,4409	0,1294
	E_y	0,6324	0,1119
	E_z	0,2751	0,1223
	H_x	1,7787	0,0798
	H_y	1,810	0,0799
	H_z	2,0836	0,0870

Table 12 : Erreurs de couplage et de rayonnement pour le diviseur et la ligne

Il faut préciser que l'erreur de rayonnement est évaluée à partir du réseau réduit sous HFSS pour le modèle inséré et à partir du modèle complet sous MatLab pour le modèle de Taylor.

Nous remarquons que l'erreur de couplage reste du même ordre de grandeur que l'erreur de rayonnement. Ceci veut dire que lors de l'estimation de l'erreur de couplage, nous n'introduisons pas d'erreur conséquente supplémentaire et que celle-

ci vient principalement des différences trouvées entre le modèle de rayonnement et sa mesure.

3.2.4. Couplage entre un oscillateur et un câble au-dessus d'un plan de masse

Nous étudions également le couplage entre le circuit oscillateur présenté dans le chapitre 2 (travaillant à 40MHz) et le câble au-dessus d'un plan de masse du paragraphe précédent. La ligne est maintenant placée suivant l'axe x à 5mm au-dessus de l'oscillateur et elle est déplacée suivant l'axe y .

Pour valider le couplage obtenu par l'insertion du modèle sous HFSS et le modèle analytique (Taylor), nous effectuons uniquement la mesure en raison de l'impossibilité de dessiner l'oscillateur sous HFSS car c'est un circuit actif.

La configuration pour réaliser la mesure est présentée sur la figure 117.

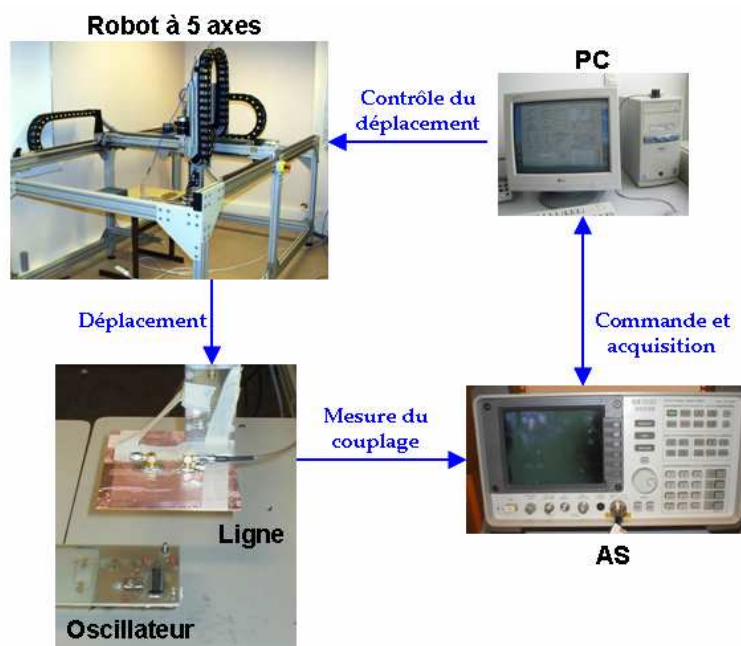


Figure 117 : Configuration de la mesure du couplage entre l'oscillateur et la ligne de transmission

La figure 118 montre le modèle réduit de l'oscillateur inséré sous HFSS avec la ligne de transmission.

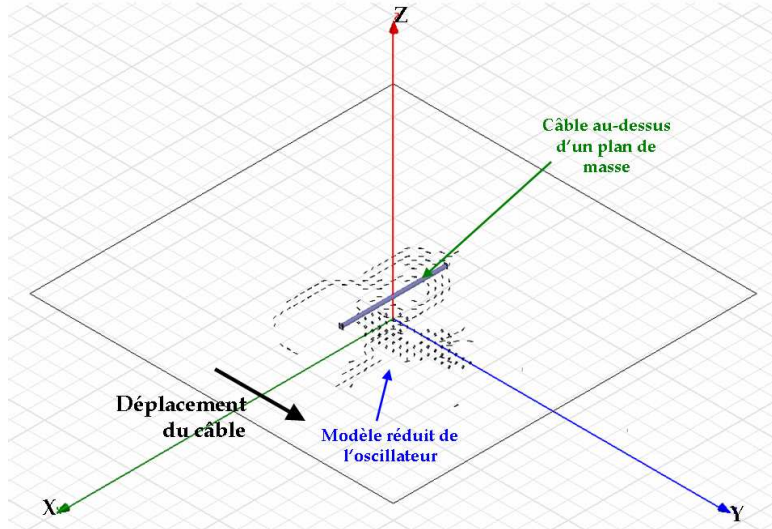


Figure 118 : Couplage entre le modèle réduit de l'oscillateur et la ligne de transmission sous HFSS

La figure 119 compare les perturbations induites obtenues par la mesure, par le modèle réduit du diviseur inséré sous HFSS avec la ligne et par le modèle de Taylor.

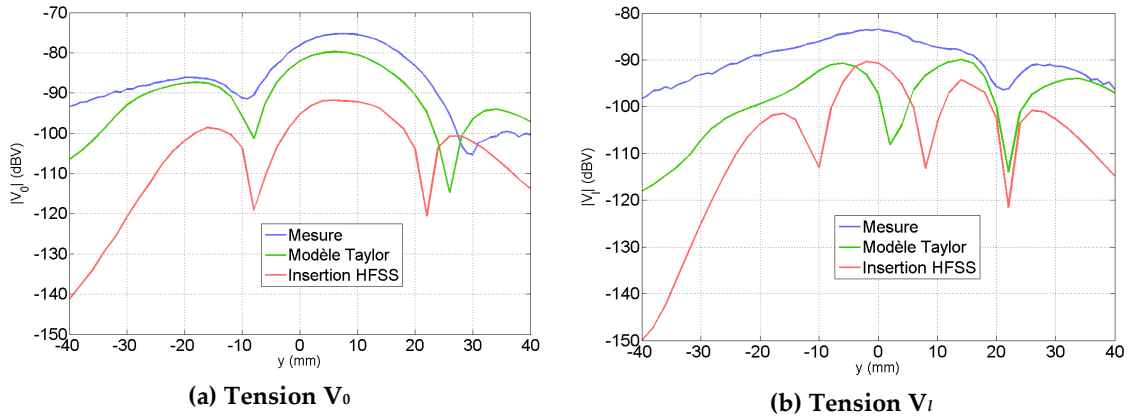


Figure 119 : Couplage obtenu par mesure, modèle de Taylor et modèle inséré à 5mm

Le modèle inséré et le modèle de Taylor peuvent prédire la perturbation créée par l'oscillateur. La différence entre le couplage obtenu par les deux méthodes est dû au fait que le modèle de Taylor prend en compte toutes les sources équivalentes de rayonnement de l'oscillateur tandis que le modèle inséré utilise le réseau réduit.

Pour évaluer ces différences, nous calculons les erreurs commises dans la modélisation du couplage (e_c) et du rayonnement (e_r) en utilisant les expressions suivantes :

$$e_c = \frac{\sum_{i=1}^S (|V_{meas}(M_i)| - |V_{mod}(M_i)|)^2}{\sum_{j=1}^S |V_{meas}(M_j)|^2} \quad (155)$$

$$e_r = \sum_{i=1}^T \frac{(|f_{meas}(M_i)| - |f_{mod}(M_i)|)^2}{\sum_{j=1}^T |f_{meas}(M_j)|^2} \quad (156)$$

où f peut être le champ électrique ou magnétique, S est le nombre de points des courbes de couplage, T le nombre de points des cartographies des champs obtenues de la mesure et M_i le point où le couplage ou le champ est évalué.

		Modèle inséré	Modèle de Taylor
Erreur couplage (5mm)	V_0	0,7938	0,1839
	V_i	0,5728	0,4064
Erreur rayonnement (5mm)	E_x	0,3061	0,1009
	E_y	0,2259	0,0740
	E_z	0,4374	0,3128
	H_x	0,6542	0,0598
	H_y	0,6500	0,0721
	H_z	0,6165	0,0762

Table 13 : Erreurs du couplage et du rayonnement pour l'oscillateur et la ligne

L'erreur de rayonnement est évaluée à partir du réseau réduit sous HFSS pour le modèle inséré et à partir du modèle complet sous MatLab pour le modèle de Taylor.

Comme dans le cas du diviseur, nous remarquons que l'erreur de couplage reste du même ordre de grandeur que l'erreur du rayonnement. La différence sur le couplage provient donc du fait que le champ issu du modèle réduit diffère légèrement du champ réel.

3.2.5. Bilan des deux méthodes pour estimer le couplage

L'avantage du modèle analytique de Taylor sur le modèle inséré est sa rapidité et le fait qu'il peut prédire le couplage avec des ressources informatiques ordinaires. Taylor a aussi une meilleure précision du fait qu'il travaille avec le réseau de dipôles complet tandis que le modèle inséré prend en compte le modèle réduit de dipôles. Comme nous l'avons vu, la simulation du couplage n'introduit pas plus d'erreurs que celles introduites par le modèle du rayonnement.

D'un point de vue pratique, le modèle de Taylor n'est applicable que sur le cas particulier d'une ligne de transmission de configuration simple. Par contre, le modèle inséré pourrait s'appliquer à d'autres cas plus généraux.

Les caractéristiques des deux méthodologies sont résumées dans la table 14.

	Modèle inséré	Modèle Taylor
Temps de calcul (plusieurs points)	~2 jours	~2 minutes
Ressources du PC	Très importantes	Ordinaires
Précision	Moyenne	Bonne
Applicabilité	Générale	Ligne de transmission

Table 14 : Caractéristiques des deux méthodes pour le calcul du couplage

3.3. Application du modèle de rayonnement en champ lointain

Une autre utilisation de notre modèle est l'estimation du champ lointain afin d'évaluer, par exemple, la conformité d'un équipement aux normes CEM.

Afin d'étudier l'aptitude de notre modèle à estimer le champ lointain, nous utilisons l'oscillateur présenté dans le chapitre 2 et nous évaluons la décroissance des champs en fonction de la distance et nous la comparons à la mesure.

Précédemment, nous avons prédit les champs sur un plan parallèle au dispositif à une distance de 10mm. Dans cette étude, nous étudions l'évolution des champs en fonction de la distance jusqu'à 11cm (distance maximale pour laquelle le niveau des champs reste au-dessus du bruit du récepteur de mesure lors de l'utilisation du banc champ proche). La figure 120 montre cette variation.

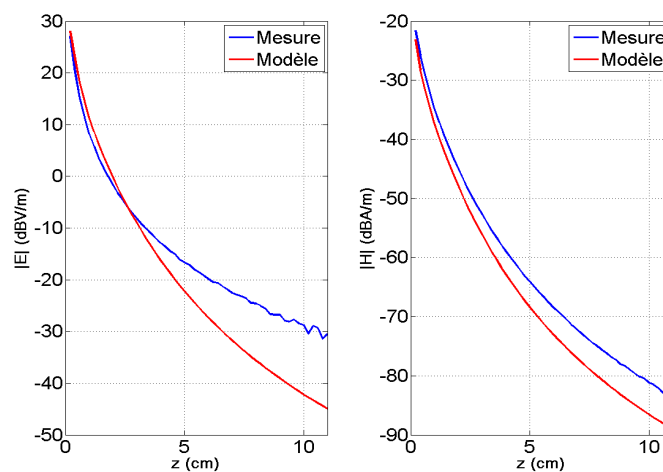


Figure 120 : Variation des champs électrique et magnétique en fonction de la distance au-dessus de l'oscillateur

Nous obtenons une assez bonne concordance entre la modélisation et la mesure notamment pour le champ magnétique. Les différences dans le champ électrique sont dues à un manque de sensibilité de la sonde E_z pour les grandes distances.

Pour compléter l'étude, nous avons effectué une mesure du champ électrique en polarisation verticale puis horizontale à 3m dans une chambre anéchoïque. Les valeurs mesurées sont comparées à celles des composantes x et y obtenues par modélisation. De la table 15, nous remarquons une différence de 6dB pour chaque composante entre la mesure et le modèle. Malgré cet écart, notre modèle peut donner une bonne estimation du niveau du champ électrique en champ lointain.

	E_x (dB μ V/m)	E_y (dB μ V/m)
Mesure	15,01	13,03
Modèle	9,39	7,00

Table 15 : Champ électrique à 3m

Il faut noter que l'oscillateur est un peu particulier car nous n'avons pas besoin de câbles d'interconnexion (i.e. pas de dispositifs auxiliaires) pour alimenter le circuit

et le modèle des émissions rayonnées inclut l'oscillateur en totalité (circuit d'alimentation compris).

3.4. Modèle 3D

Le modèle champ électromagnétique tel qu'il est construit nécessite la connaissance des composantes tangentielles des champs électrique et magnétique au-dessus du dispositif à caractériser. Ainsi, notre modèle est susceptible de fournir le champ dans le demi-espace supérieur au plan utilisé pour sa construction ($z > 0$) (figure 121).

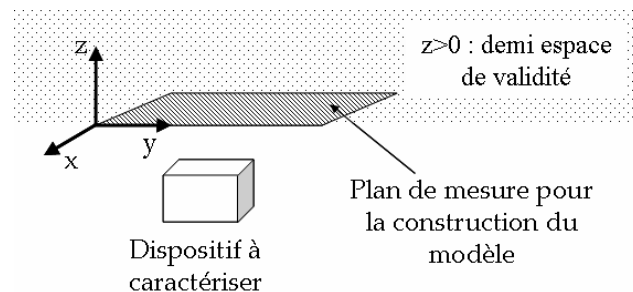


Figure 121 : Demi-espace de validité du modèle

Cela peut être largement suffisamment dans le cas de circuits planaires, de circuits intégrés de faible hauteur où le rayonnement et les couplages se font principalement au-dessus. Cependant, dès que le dispositif ou l'équipement à modéliser présentera une disposition 3D de ses sources de rayonnement, il sera peut être nécessaire de considérer le rayonnement sur les côtés du circuit. Ainsi, le modèle doit être capable de fournir le champ dans l'espace complet et non plus seulement dans le demi-espace ($z > 0$).

Dans ce paragraphe, nous allons d'abord tester la capacité du modèle de rayonnement à prédire les champs dans l'espace. S'il ne permet pas de le faire, il faudra réfléchir à une nouvelle procédure de modélisation.

3.4.1. Prédiction des champs sur les côtés des dispositifs

Afin d'estimer si la démarche de modélisation présentée dans le chapitre 2 peut être viable pour la prédiction des champs sur les côtés des dispositifs, nous définissons un cas d'étude simple basé sur différentes boucles de courant positionnées de telle sorte que l'ensemble rayonne un peu partout dans l'espace.

Comme circuit test, nous définissons un parallélépipède de dimensions 10mm(x) x 20mm(y) x 10mm(z) sur lequel nous plaçons des boucles de courant travaillant à 100MHz. Leurs paramètres sont :

- Boucle sur le plan XY :
 - Centre : $x = 0\text{mm}$, $y = 5,412\text{mm}$, $z = 10\text{mm}$
 - Rayon : $a = 4\text{mm}$
 - Courant : $I = 2 \cdot \exp(j43^\circ)$ A

- Boucle sur le plan XZ ($y < 0$) :
 - Centre : $x = -0,782\text{mm}$, $y = -10\text{mm}$, $z = 8,157\text{mm}$
 - Rayon : $a = 1\text{mm}$
 - Courant : $I = -0,5 \cdot \exp(-j21^\circ) \text{ A}$
- Boucle sur le plan XZ ($y > 0$) :
 - Centre : $x = 1\text{mm}$, $y = 10\text{mm}$, $z = 4,595\text{mm}$
 - Rayon : $a = 3\text{mm}$
 - Courant : $I = 2 \cdot \exp(j98^\circ) \text{ A}$
- Boucle sur le plan YZ ($x < 0$) :
 - Centre : $x = -5\text{mm}$, $y = 7,144\text{mm}$, $z = 4,854\text{mm}$
 - Rayon : $a = 2\text{mm}$
 - Courant : $I = 5 \cdot \exp(-j79^\circ) \text{ A}$
- Boucle sur le plan YZ ($x > 0$) :
 - Centre : $x = 5\text{mm}$, $y = 5,006\text{mm}$, $z = 5,419\text{mm}$
 - Rayon : $a = 4\text{mm}$
 - Courant : $I = -3 \cdot \exp(j32^\circ) \text{ A}$

La disposition de ces boucles est présentée sur la figure 122.

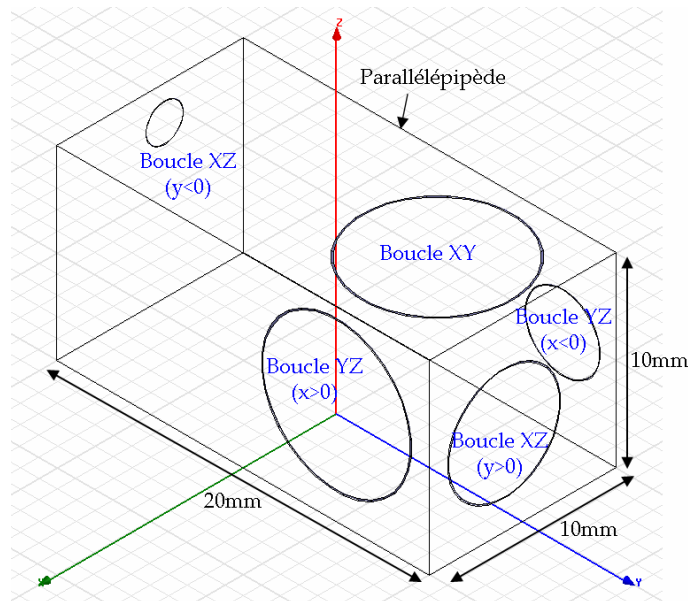


Figure 122 : Source rayonnante composée de cinq boucles de courant placées sur les surfaces d'un parallélépipède

Le rayonnement de cette source est évalué par calcul analytique en discrétisant chaque boucle en 32 lignes de courant élémentaires. Nous avons validé ce calcul par une simulation HFSS des boucles. La figure 123 montre les champs rayonnés par la source test sur les surfaces d'un volume de dimensions $40\text{mm}(x) \times 40\text{mm}(y) \times 40\text{mm}(z)$. Nous observons une bonne concordance entre les résultats obtenus par les deux méthodes ce qui nous permet de valider notre calcul des champs.

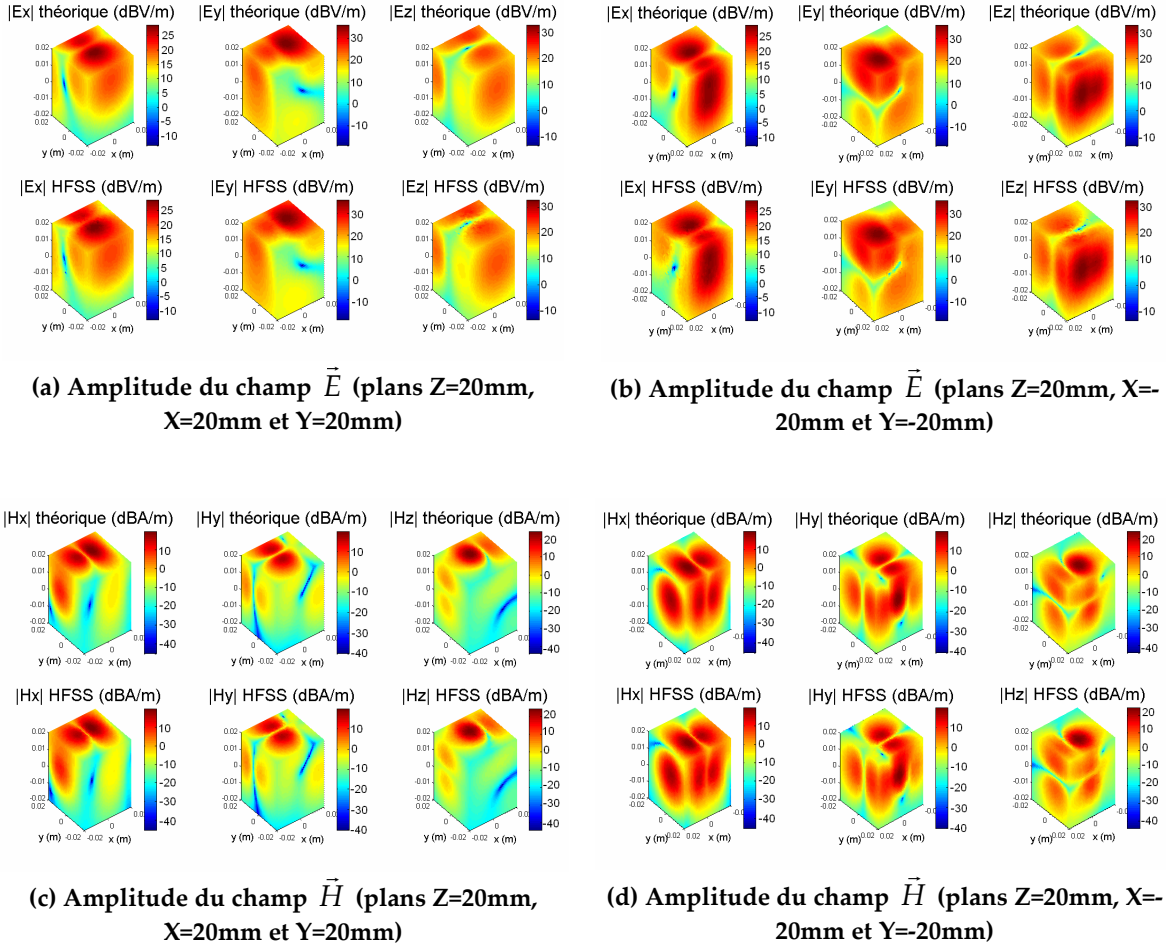


Figure 123 : Champs obtenus théoriquement et à partir d'une simulation HFSS

Pour la construction du modèle de rayonnement, nous utilisons les cartographies des champs obtenues par calcul théorique à 5mm au-dessus de la source rayonnante sur une surface de dimensions 50mm(x) x 50mm(y) avec 26 points suivant chaque axe. Nous établissons un réseau de 676 dipôles électriques et 676 dipôles magnétiques séparés de 2mm suivant les deux axes et placés sur une surface de dimensions 50mm(x) x 50mm(y) située à $z=10\text{mm}$ (surface supérieure de la source rayonnante). La disposition des surfaces est présentée sur la figure 124.

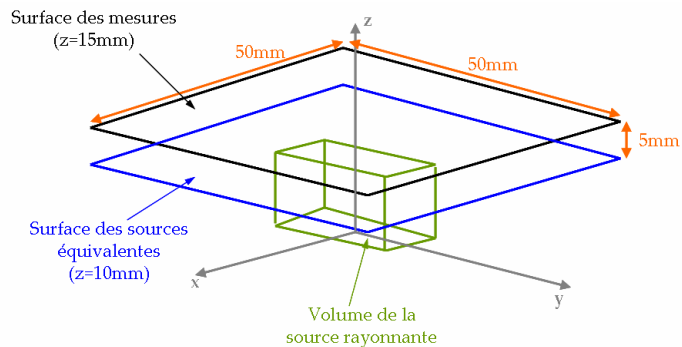


Figure 124 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et des mesures pour l'obtention du modèle 2D

Une fois le modèle obtenu, nous calculons les champs rayonnés sur les surfaces d'un volume de dimensions 50mm (x) x 50mm (y) x 50mm (z) (figure 125).

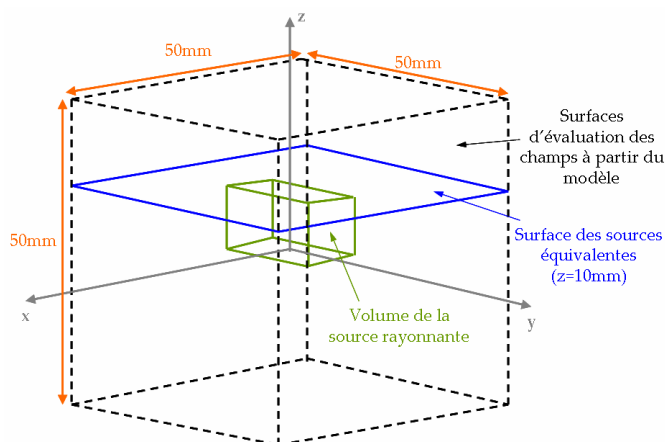
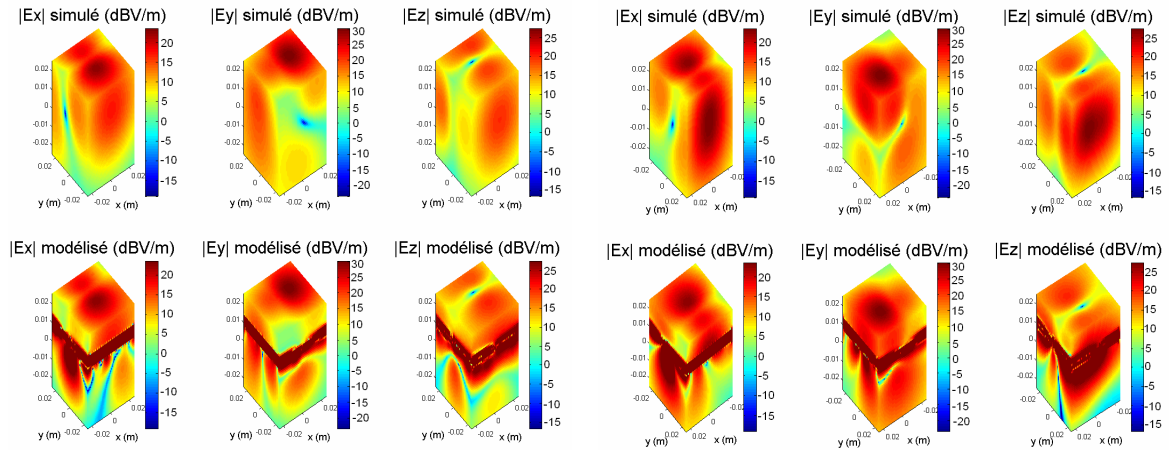


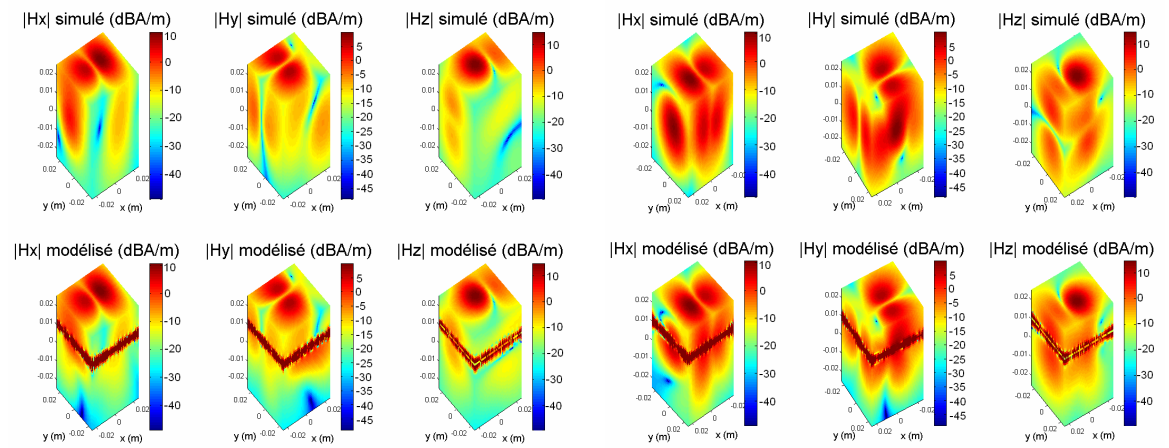
Figure 125 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et d'évaluation des champs pour la validation du modèle 2D

La figure 126 montre une comparaison de l'amplitude des champs obtenus par calcul théorique (nommé « simulé ») et le modèle de rayonnement.



(a) Amplitude du champ \vec{E} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=25\text{mm}$ et $Y=25\text{mm}$)

(b) Amplitude du champ \vec{E} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=-25\text{mm}$ et $Y=-25\text{mm}$)

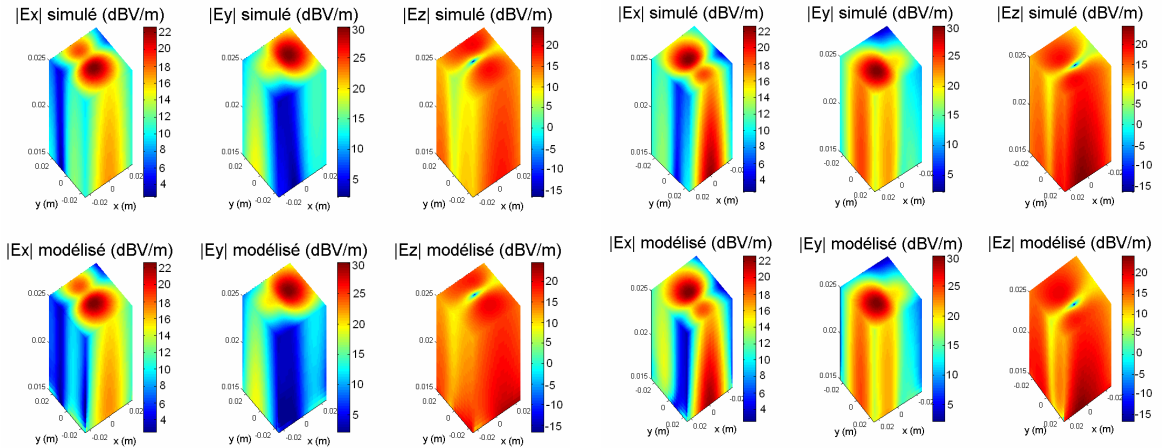


(c) Amplitude du champ \vec{H} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=25\text{mm}$ et $Y=25\text{mm}$)

(d) Amplitude du champ \vec{H} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=-25\text{mm}$ et $Y=-25\text{mm}$)

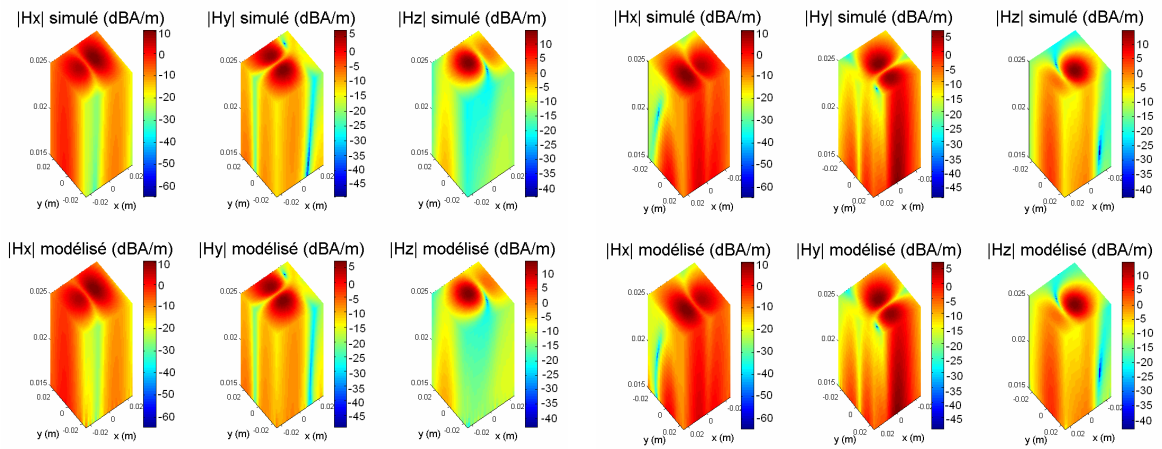
Figure 126 : Champs obtenus théoriquement et à partir du modèle

Nous observons une bonne concordance des champs prédits sur la surface XY et sur la partie supérieure des surfaces verticales. En effet, notre modèle est capable de prédire les champs rayonnés dans l'espace au-dessus du plan où les cartographies des champs ont été prises pour construire le modèle. Dans notre cas, cette hauteur est de 5mm au-dessus de la source (10mm), ce qui fait que les résultats de la modélisation sont corrects à partir de $z=15\text{mm}$. Pour mieux apprécier cela, nous traçons, sur la figure 127, les champs à partir de 15mm jusqu'à 25mm.



(a) Amplitude du champ \vec{E} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=25\text{mm}$ et $Y=25\text{mm}$)

(b) Amplitude du champ \vec{E} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=-25\text{mm}$ et $Y=-25\text{mm}$)



(c) Amplitude du champ \vec{H} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=25\text{mm}$ et $Y=25\text{mm}$)

(d) Amplitude du champ \vec{H} (plans $Z=25\text{mm}$, $X=-25\text{mm}$ et $Y=-25\text{mm}$)

Figure 127 : Champs obtenus théoriquement et à partir du modèle

En dessous de 15mm (voir figure 126), nous constatons une zone de forts champs autour de 10mm qui correspond à l'emplacement du réseau de sources équivalentes.

Le modèle que nous avons proposé n'est pas donc capable de prédire les champs dans tout l'espace entourant le dispositif. Pour palier ce problème, nous proposons, dans le paragraphe suivant, un autre modèle dont la nature et la conception sont similaires à notre modèle actuel.

3.4.2. Proposition d'un modèle 3D

Avant de proposer un modèle ([PFL9]), il nous faut réfléchir sur le choix des données d'entrée. Etablir un modèle « sources équivalentes » nécessite de connaître

les champs pour pouvoir appliquer la méthode inverse. Il faut alors déterminer la nature des champs (électrique, magnétique, composantes cartésiennes, sphériques...) et l'emplacement des points de mesure nécessaires à la construction d'un tel modèle.

Lors de la caractérisation de notre modèle (voir chapitre 2), nous avons constaté que les dipôles magnétiques présents dans le modèle créaient préférentiellement le champ magnétique et les dipôles électriques le champ électrique. Ainsi, n'utiliser qu'un seul type de champ (électrique ou magnétique) comme données d'entrée du modèle rendra difficile la détermination d'une partie des sources (respectivement électriques et magnétiques). Par conséquent, comme pour le précédent modèle, nous utiliserons à la fois le champ électrique et le champ magnétique.

Pour une prédiction dans l'espace, il faut connaître les champs en 3D. Dans la littérature, il est commun de voir des mesures de champ sur une sphère à l'aide d'antennes positionnées sur une arche ([37]). Dans notre cas, le banc champ proche est plutôt destiné à réaliser des mesures en cartésien plutôt qu'en sphérique. Dans l'absolu, on pourrait bien évidemment penser à programmer le banc pour qu'il puisse effectuer des mesures en sphérique. Pour ce faire, il faudrait utiliser le robot cinq axes et notamment ses deux axes de rotation pour pouvoir orienter correctement les antennes, c'est-à-dire, pour que le déplacement des antennes décrive une sphère et qu'elles soient par exemple tangentes à cette sphère. Cependant, dans un premier temps, nous allons nous efforcer de construire un modèle à partir de mesures en cartésien, données actuellement récupérables via notre banc sans autre développement. Précédemment, nous avons également constaté qu'il était assez aisé de mesurer les composantes tangentielles des champs à l'aide nos sondes, la composante normale des champs magnétique et électrique étant plus délicate à obtenir compte tenu des couplages parasites qui apparaissent entre la sonde et le circuit.

En définitive, la construction du modèle 3D se fera à l'aide de cartographies des champs électrique et magnétiques tangentiels à des surfaces planes entourant le dispositif à caractériser. Plutôt que de partir sur un volume dans tout l'espace nous n'allons considérer que les surfaces définies par le volume parallélépipédique entourant le circuit à caractériser (figure 128).

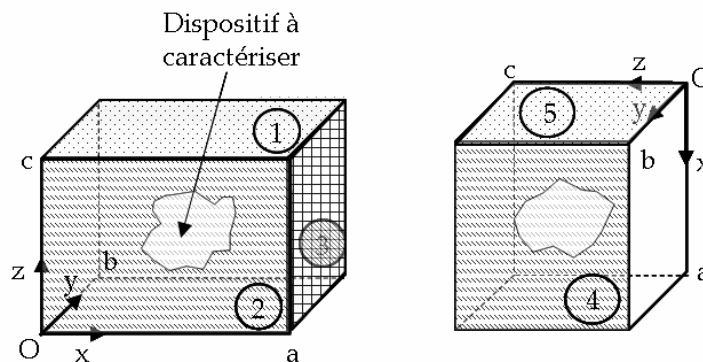


Figure 128 : Définition des surfaces de mesure

Les cinq plans sont :

- Plan 1 : plan XY en $z=c$: composantes tangentielles au plan ($H_{x1}, H_{y1}, E_{x1}, E_{y1}$).
- Plan 2 : plan XZ en $y=0$: composantes tangentielles au plan ($H_{x2}, H_{z2}, E_{x2}, E_{z2}$).
- Plan 3 : plan YZ en $x=a$: composantes tangentielles au plan ($H_{y3}, H_{z3}, E_{y3}, E_{z3}$).
- Plan 4 : plan XZ en $y=b$: composantes tangentielles au plan ($H_{x4}, H_{z4}, E_{x4}, E_{z4}$).
- Plan 5 : plan YZ en $x=0$: composantes tangentielles au plan ($H_{y5}, H_{z5}, E_{y5}, E_{z5}$).

Nous décidons de placer les sources équivalentes sur les faces d'un parallélépipède contenu dans le parallélépipède de mesure. Comme pour le volume de mesure, la face inférieure n'est pas concernée par des sources car nous considérons qu'elle représente la face en vis-à-vis d'une éventuelle carte électronique. La figure 129 montre un schéma des différents volumes.

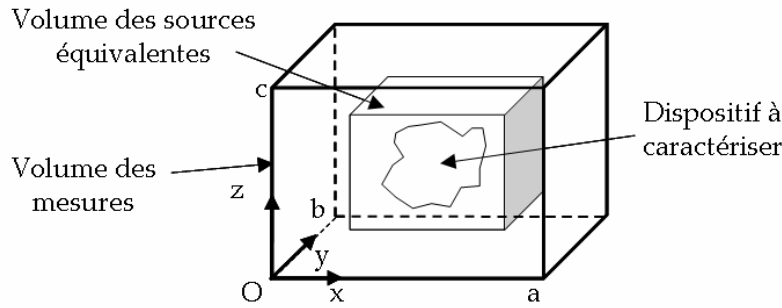


Figure 129 : Définition des différents volumes

Pour un dipôle électrique caractérisé par un courant I_e et une orientation (θ_e, ϕ_e) , et un dipôle magnétique caractérisé par un courant I_m et une orientation (θ_m, ϕ_m) , les champs électrique (E_A créés par un dipôle électrique et E_F créés par un dipôle magnétique) et magnétique (H_A créés par un dipôle électrique et H_F créés par un dipôle magnétique) rayonnés peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} E_{A,x} = A_{x,e} \cdot \cos\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + B_{x,e} \cdot \sin\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + C_{x,e} \cdot \cos\theta_e \cdot I_e \\ E_{A,y} = A_{y,e} \cdot \cos\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + B_{y,e} \cdot \sin\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + C_{y,e} \cdot \cos\theta_e \cdot I_e \\ E_{A,z} = A_{z,e} \cdot \cos\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + B_{z,e} \cdot \sin\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + C_{z,e} \cdot \cos\theta_e \cdot I_e \end{cases} \quad (157)$$

$$\begin{cases} E_{F,x} = 0 \cdot \cos\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + B_{x,m} \cdot \sin\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + C_{x,m} \cdot \cos\theta_m \cdot I_m \\ E_{F,y} = A_{y,m} \cdot \cos\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + 0 \cdot \sin\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + C_{y,m} \cdot \cos\theta_m \cdot I_m \\ E_{F,z} = A_{z,m} \cdot \cos\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + B_{z,m} \cdot \sin\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + 0 \cdot \cos\theta_m \cdot I_m \end{cases} \quad (158)$$

$$\begin{cases} H_{A,x} = 0 \cdot \cos\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + B'_{x,e} \cdot \sin\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + C'_{x,e} \cdot \cos\theta_e \cdot I_e \\ H_{A,y} = A'_{y,e} \cdot \cos\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + 0 \cdot \sin\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + C'_{y,e} \cdot \cos\theta_e \cdot I_e \\ H_{A,z} = A'_{z,e} \cdot \cos\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + B'_{z,e} \cdot \sin\phi_e \cdot \sin\theta_e \cdot I_e + 0 \cdot \cos\theta_e \cdot I_e \end{cases} \quad (159)$$

$$\begin{cases} H_{F,x} = A'_{x,m} \cdot \cos\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + B'_{x,m} \cdot \sin\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + C'_{x,m} \cdot \cos\theta_m \cdot I_m \\ H_{F,y} = A'_{y,m} \cdot \cos\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + B'_{y,m} \cdot \sin\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + C'_{y,m} \cdot \cos\theta_m \cdot I_m \\ H_{F,z} = A'_{z,m} \cdot \cos\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + B'_{z,m} \cdot \sin\phi_m \cdot \sin\theta_m \cdot I_m + C'_{z,m} \cdot \cos\theta_m \cdot I_m \end{cases} \quad (160)$$

avec A_{ij} , B_{ij} , C_{ij} , A'_{ij} , B'_{ij} , C'_{ij} , ($i=\{x, y, z\}$ et $j=\{e, m\}$) des termes dépendant de la distance « point de mesure-dipôle » et de la fréquence.

En considérant les dipôles placés sur des surfaces entourant le circuit à caractériser, nous pouvons au préalable fixer quelques orientations. Par conséquent, dans un plan donné, le dipôle est caractérisé par une orientation :

- Dans le plan XY , les angles θ_e et θ_m sont fixés à $\pi/2$. Pour avoir le courant et l'orientation des dipôles, les inconnues sont alors pour les dipôles électriques $I_e \cdot \sin\phi_e \cdot \sin\theta_e$ et $I_e \cdot \cos\phi_e \cdot \sin\theta_e$ et pour les dipôles magnétiques $I_m \cdot \sin\phi_m \cdot \sin\theta_m$ et $I_m \cdot \cos\phi_m \cdot \sin\theta_m$.
- Dans les plans XZ , nous fixons les angles ϕ_e et ϕ_m à 0 et les deux expressions permettant de déterminer l'orientation et le courant des dipôles sont $I_e \cdot \sin\theta_e \cdot \cos\phi_e$ et $I_e \cdot \cos\theta_e$ pour les dipôles électriques et $I_m \cdot \sin\theta_m \cdot \cos\phi_m$ et $I_m \cdot \cos\theta_m$ pour les dipôles magnétiques.
- Dans les plans YZ , nous fixons les angles ϕ_e et ϕ_m à $\pi/2$ et les deux expressions permettant de déterminer l'orientation et le courant des dipôles sont $I_e \cdot \sin\theta_e \cdot \sin\phi_e$ et $I_e \cdot \cos\theta_e$ pour les dipôles électriques et $I_m \cdot \sin\theta_m \cdot \sin\phi_m$ et $I_m \cdot \cos\theta_m$ pour les dipôles magnétiques.

Le champ électromagnétique résulte de la contribution de tous les dipôles. Par conséquent, comme pour le précédent modèle, il est possible de traduire le problème sous forme matricielle.

$$\begin{bmatrix}
 \begin{bmatrix} H_{x1} \\ H_{y1} \end{bmatrix} \text{plan mesure XY} \\
 \begin{bmatrix} H_{x2} \\ H_{z1} \end{bmatrix} \text{plan mesure XZ2} \\
 \begin{bmatrix} H_{y3} \\ H_{z3} \end{bmatrix} \text{plan mesure YZ3} \\
 \begin{bmatrix} H_{x4} \\ H_{z4} \end{bmatrix} \text{plan mesure XZ4} \\
 \begin{bmatrix} H_{y5} \\ H_{z5} \end{bmatrix} \text{plan mesure YZ5} \\
 \begin{bmatrix} E_{x1} \\ E_{y1} \end{bmatrix} \text{plan mesure XY} \\
 \begin{bmatrix} E_{x2} \\ E_{z1} \end{bmatrix} \text{plan mesure XZ2} \\
 \begin{bmatrix} E_{y3} \\ E_{z3} \end{bmatrix} \text{plan mesure YZ3} \\
 \begin{bmatrix} E_{x4} \\ E_{z4} \end{bmatrix} \text{plan mesure XZ4} \\
 \begin{bmatrix} H_{y5} \\ H_{z5} \end{bmatrix} \text{plan mesure YZ5}
 \end{bmatrix}
 = [\alpha]
 \begin{bmatrix}
 \begin{bmatrix} I_e \sin \theta_e \sin \phi_e \\ I_e \sin \theta_e \cos \phi_e \end{bmatrix} \text{XY, } \theta_e = \pi/2 \\
 \begin{bmatrix} I_e \sin \theta_e \cos \phi_e \\ I_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \text{XZ2, } \phi_e = 0 \\
 \begin{bmatrix} I_e \sin \theta_e \sin \phi_e \\ I_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \text{YZ3, } \phi_e = \pi/2 \\
 \begin{bmatrix} I_e \sin \theta_e \cos \phi_e \\ I_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \text{XZ4, } \phi_e = 0 \\
 \begin{bmatrix} I_e \sin \theta_e \sin \phi_e \\ I_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \text{YZ5, } \phi_e = \pi/2 \\
 \begin{bmatrix} I_m \sin \theta_m \sin \phi_m \\ I_m \sin \theta_m \cos \phi_m \end{bmatrix} \text{XY, } \theta_m = \pi/2 \\
 \begin{bmatrix} I_m \sin \theta_m \cos \phi_m \\ I_m \cos \theta_m \end{bmatrix} \text{XZ2, } \phi_m = 0 \\
 \begin{bmatrix} I_m \sin \theta_m \sin \phi_m \\ I_m \cos \theta_m \end{bmatrix} \text{YZ3, } \phi_m = \pi/2 \\
 \begin{bmatrix} I_m \sin \theta_m \cos \phi_m \\ I_m \cos \theta_m \end{bmatrix} \text{XZ4, } \phi_m = 0 \\
 \begin{bmatrix} I_m \sin \theta_m \sin \phi_m \\ I_m \cos \theta_m \end{bmatrix} \text{YZ5, } \phi_m = \pi/2
 \end{bmatrix}
 \quad (161)$$

Dans un premier temps, nous réalisons une inversion de matrice au sens des moindres carrés. Cette étape nécessite une normalisation comme dans le cas du modèle planaire et cela afin d'éviter une trop grande disparité de niveau entre les différents champs.

Puis, nous déterminons les orientations des dipôles (θ ou ϕ selon le plan considéré) par une division éléments par éléments. Une fois les orientations déterminées, nous les introduisons dans les expressions de la matrice $[\alpha]$ pour obtenir un nouveau système matriciel à résoudre :

$$\begin{bmatrix} [H] \\ [E] \end{bmatrix} = [\beta] \begin{bmatrix} [I_e] \\ [I_m] \end{bmatrix} \quad (162)$$

et les courants sont obtenus comme :

$$\begin{bmatrix} [I_e] \\ [I_m] \end{bmatrix} = [\beta]^{-1} \begin{bmatrix} [H] \\ [E] \end{bmatrix} \quad (163)$$

3.4.2.1. Application de la méthode sur un cas simple

Nous utilisons la source rayonnante présentée dans le paragraphe précédent composée de cinq boucles de courant.

Les cartographies des champs sont obtenues par calcul théorique sur les surfaces d'un volume de dimensions 40mm (x) x 40mm (y) x 40mm (z) avec 21 points suivant chaque axe (ce qui fait 2205 points car nous ne prenons pas en compte la surface inférieure).

Pour l'obtention du modèle, nous utilisons un réseau de 368 dipôles électriques et 368 dipôles magnétiques (deux dipôles voisins étant distants de 1,11mm suivant x , de 2,86mm suivant y et de 1,43mm suivant z) disposés sur les surfaces d'un volume de dimensions 10mm (x) x 20mm (y) x 10mm (z) qui coïncident avec les surfaces où les sources rayonnantes (les boucles) sont définies.

La disposition des deux volumes est présentée sur la figure 130. Le volume des surfaces des mesures est centré sur l'origine des coordonnées.

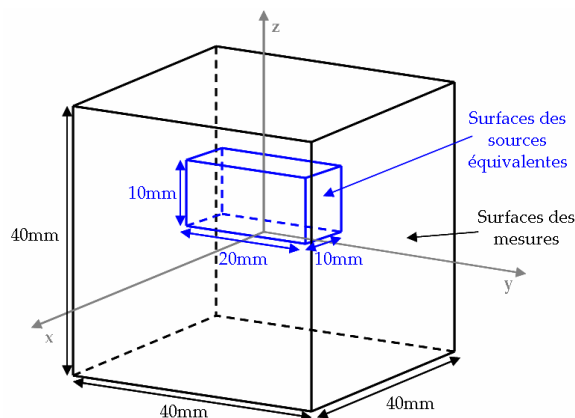
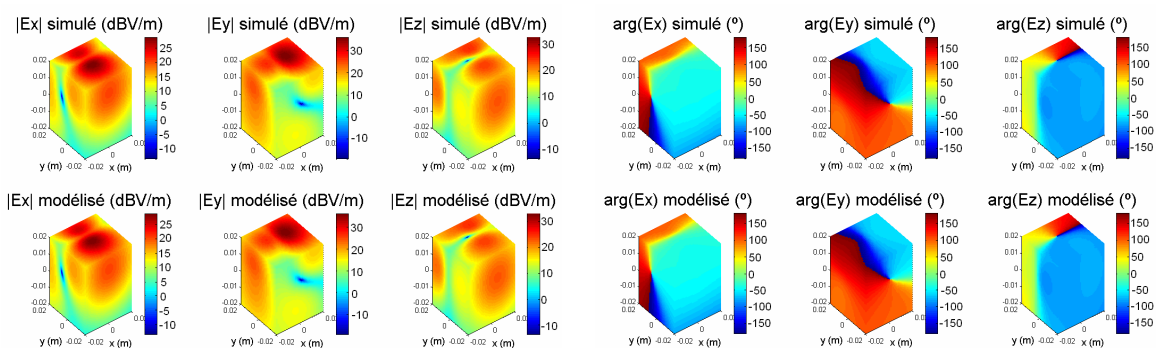


Figure 130 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et des mesures

Sur la figure 131 et la figure 132, les cartes obtenues par le modèle sont représentées sur les surfaces du volume de dimensions 40mm (x) x 40mm (y) x 40mm (z) (surfaces à partir desquelles le modèle a été construit) et comparées avec les cartes de champs théoriques.



(a) Amplitude du champ \vec{E} (plans $Z=20\text{mm}$, $X=20\text{mm}$ et $Y=20\text{mm}$)

(b) Phase du champ \vec{E} (plans $Z=20\text{mm}$, $X=20\text{mm}$ et $Y=20\text{mm}$)

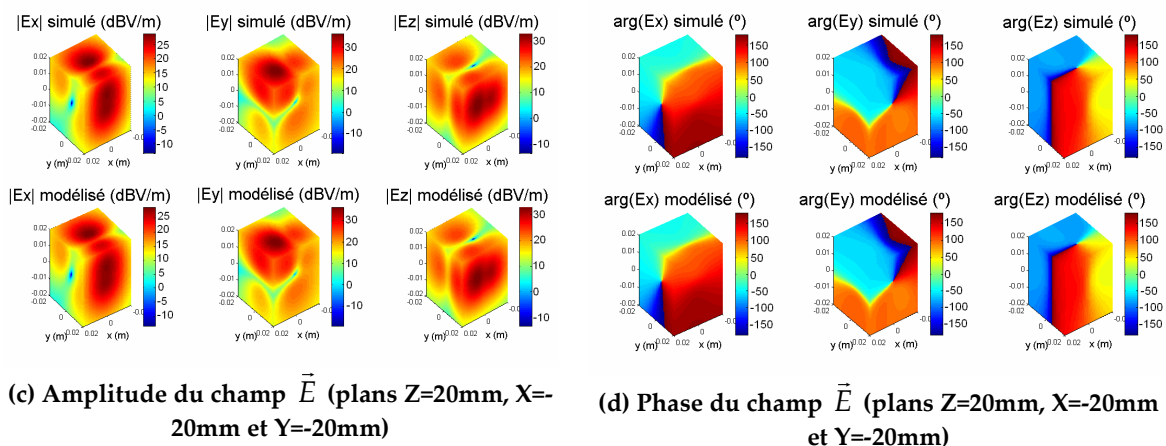


Figure 131 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle

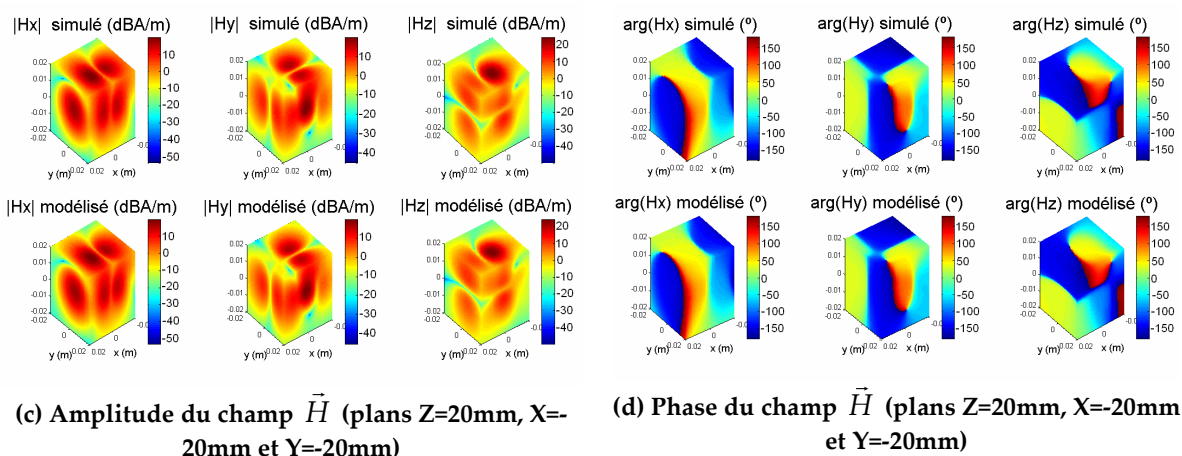
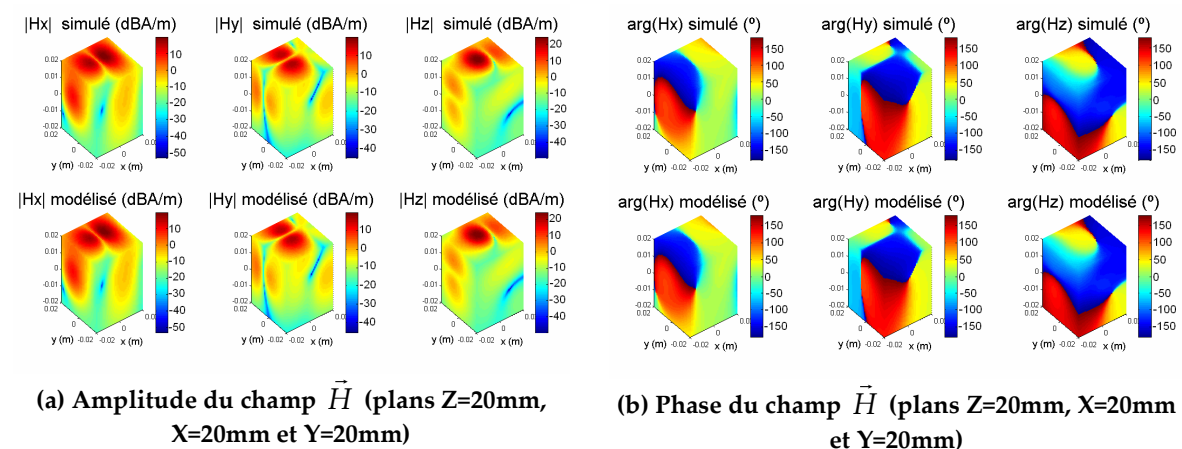
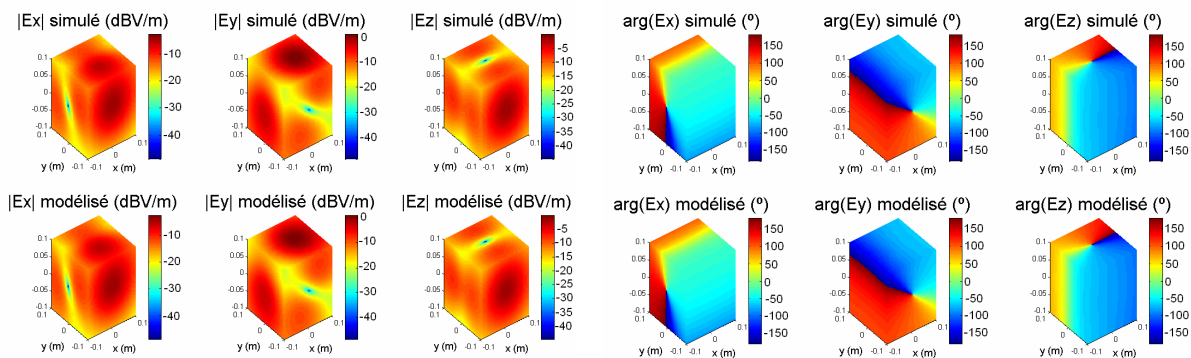


Figure 132 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle

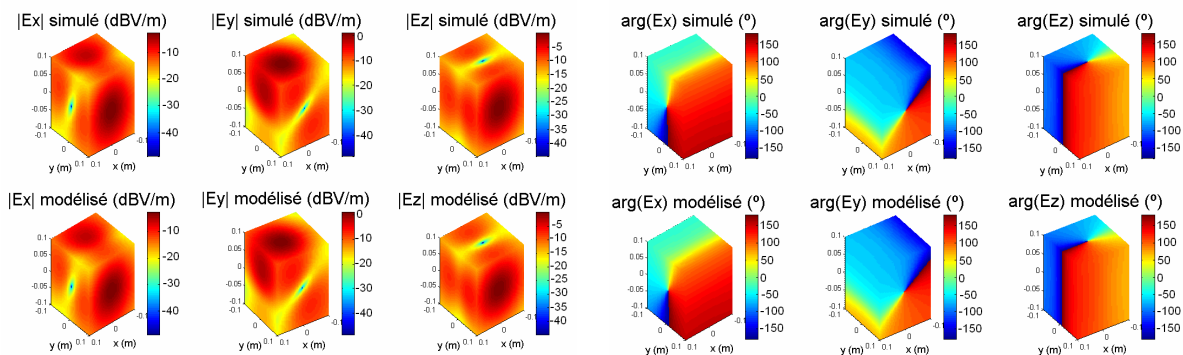
La bonne concordance des champs nous permet de valider le modèle sur les plans qui ont permis sa construction. Il reste à valider le modèle à des distances plus

grandes dans toutes les directions. Sur la figure 133 et la figure 134 les cartes obtenues par le modèle sont représentées sur toutes les surfaces d'un volume de dimensions 200mm (x) x 200mm (y) x 200mm (z) et comparées avec les cartes de champs HFSS.



(a) Amplitude du champ \vec{E} (plans $Z=100\text{mm}$, $X=100\text{mm}$ et $Y=100\text{mm}$)

(b) Phase du champ \vec{E} (plans $Z=100\text{mm}$, $X=100\text{mm}$ et $Y=100\text{mm}$)



(c) Amplitude du champ \vec{E} (plans $Z=100\text{mm}$, $X=-100\text{mm}$ et $Y=-100\text{mm}$)

(d) Phase du champ \vec{E} (plans $Z=100\text{mm}$, $X=-100\text{mm}$ et $Y=-100\text{mm}$)

Figure 133 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle

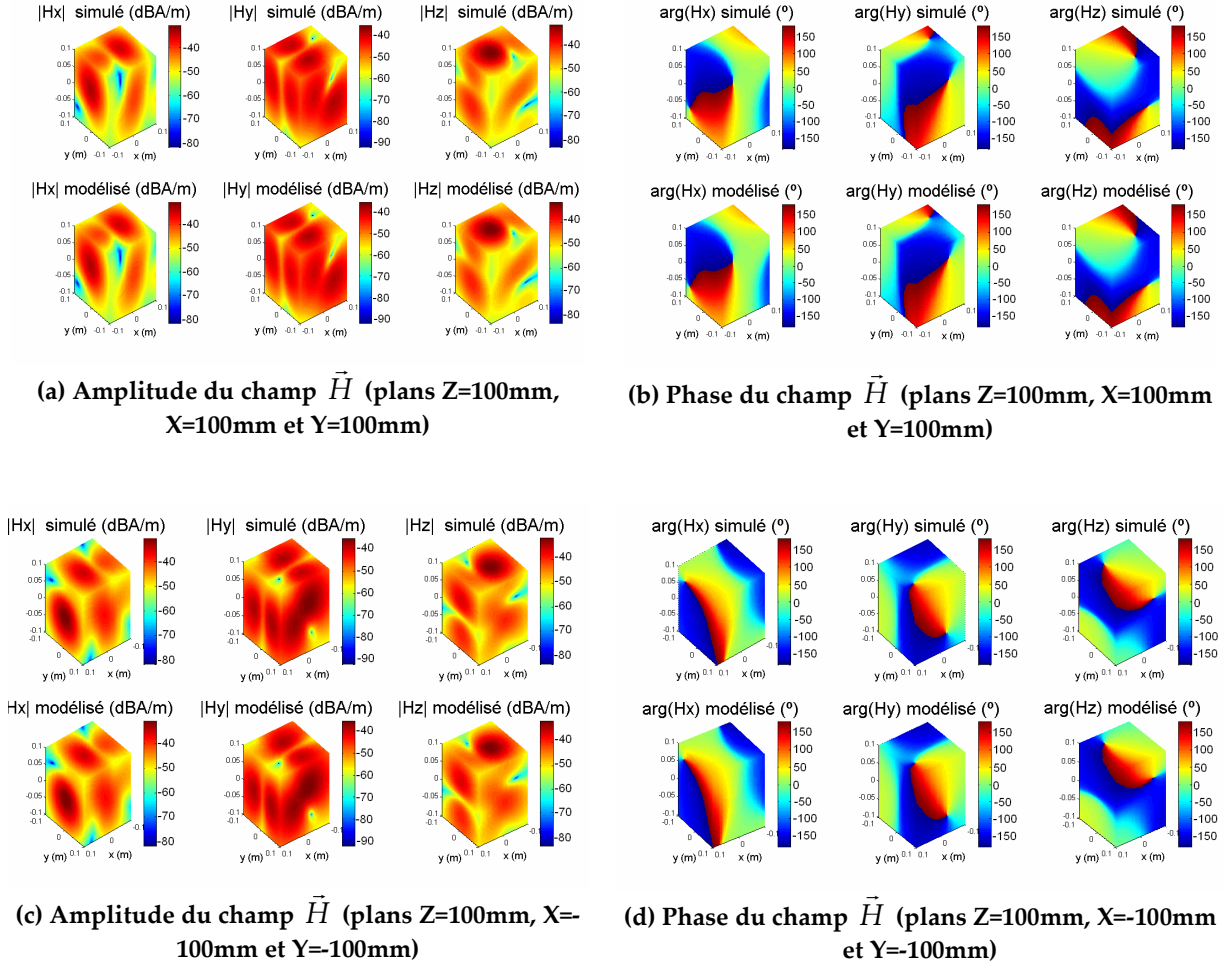


Figure 134 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle

Dans tous les cas, nous trouvons une très bonne concordance. Nous évaluons les erreurs obtenues pour les trois composantes sur les deux surfaces à l'aide de l'expression :

$$erreur = \frac{\sum_{i=1}^S |f_{mesu}(M_i) - f_{mod}(M_i)|^2}{\sum_{j=1}^S |f_{mesu}(M_j)|^2} \quad (164)$$

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
Surface 40x40x40mm	$5,04 \cdot 10^{-9}$	$6,52 \cdot 10^{-9}$	$6,84 \cdot 10^{-9}$	$4,59 \cdot 10^{-9}$	$3,99 \cdot 10^{-9}$	$6,28 \cdot 10^{-9}$
Surface 200x200x200mm	$5,93 \cdot 10^{-10}$	$5,37 \cdot 10^{-10}$	$2,02 \cdot 10^{-10}$	$4,47 \cdot 10^{-10}$	$3,37 \cdot 10^{-10}$	$4,34 \cdot 10^{-10}$

Table 16 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle et ceux issus du calcul théorique

3.4.2.2. Application du modèle sur une self

Nous appliquons maintenant la procédure de modélisation 3D à une self composée d'une ferrite de perméabilité relative $\mu_r=125$ travaillant à 10MHz et alimentée avec 20W (figure 135).

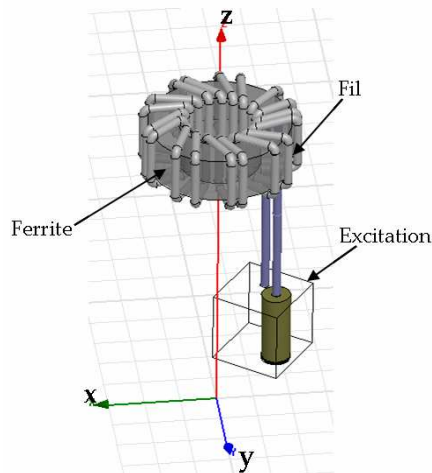


Figure 135 : Self

Les cartographies des champs sont obtenues par simulation HFSS sur les surfaces d'un volume de dimensions 80mm (x) x 80mm (y) x 90mm (z) avec 21 points suivant les axes x et y et 16 suivant z (ce qui fait 1785 points car nous ne prenons pas en compte la surface inférieure). Nous partons d'une simulation HFSS car l'obtention des champs est plus rapide qu'en mesure et nous souhaitons dans un premier temps valider uniquement la démarche de modélisation.

Pour l'obtention du modèle, nous utilisons un réseau de 580 dipôles électriques et 580 dipôles magnétiques (deux dipôles voisins étant distants de 4,44mm suivant x , de 4,44mm suivant y et de 4,54mm suivant z) disposés sur les surfaces d'un volume de dimensions 40mm (x) x 40mm (y) x 50mm (z).

La disposition des deux volumes est montrée sur la figure 136.

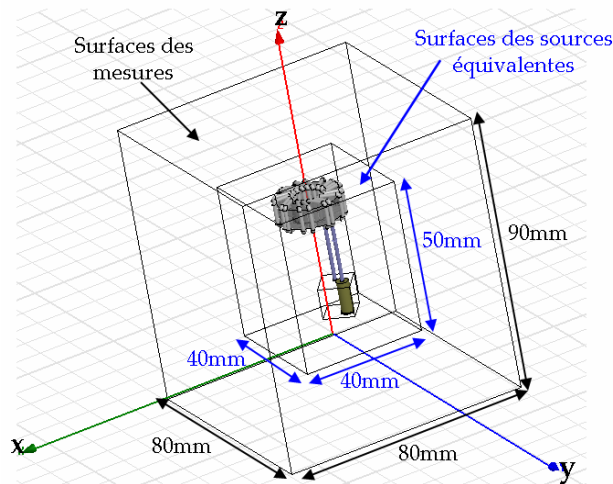


Figure 136 : Schéma des surfaces des sources équivalentes et des mesures

Sur la figure 137 et la figure 138, les cartes obtenues par le modèle sont représentées sur les surfaces du volume de dimensions 80mm (x) x 80mm (y) x 90mm (z) et sont comparées avec les cartes de champs HFSS.

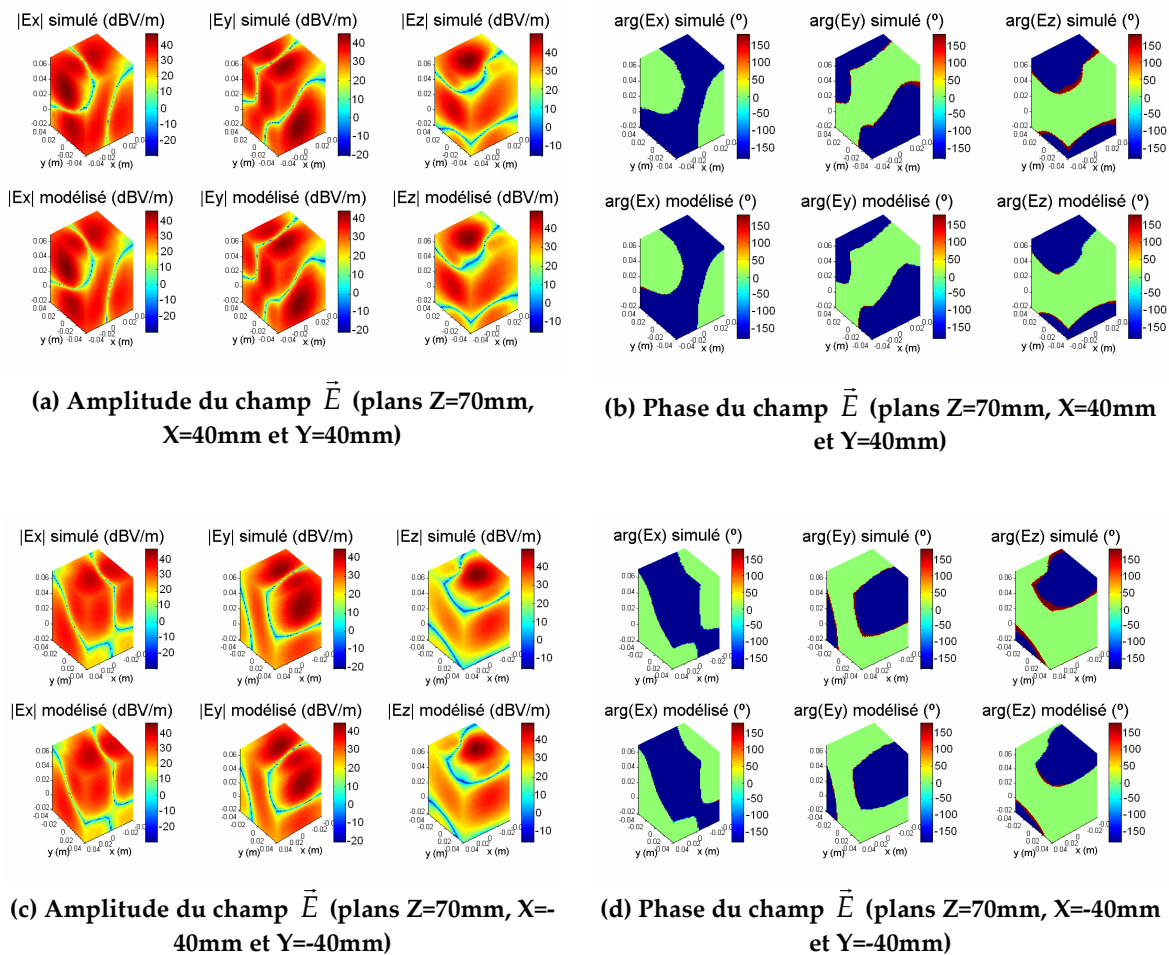


Figure 137 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle

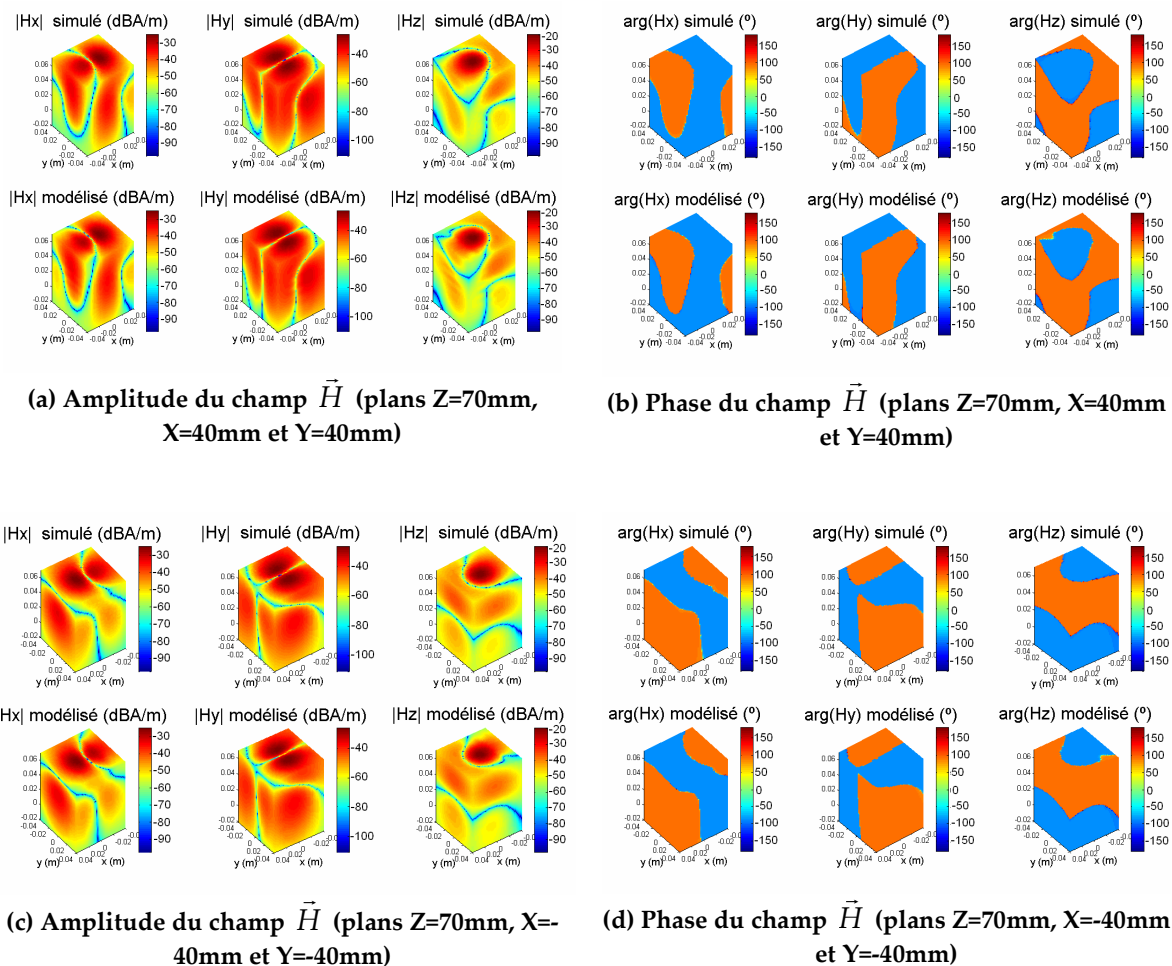
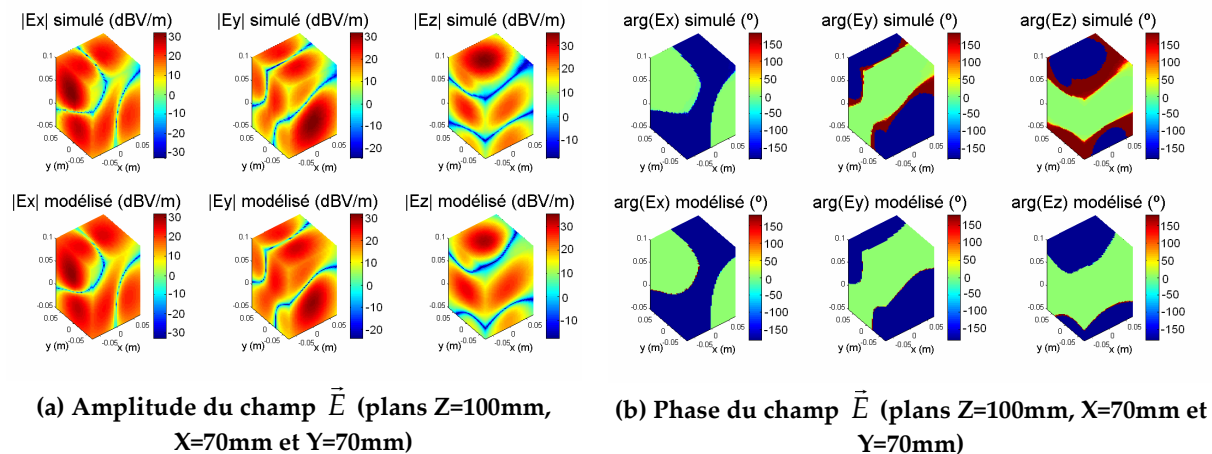


Figure 138 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle

Sur la figure 139 et la figure 140, les cartes obtenues par le modèle de la self sont représentées sur toutes les surfaces d'un volume de dimensions 140mm (x) \times 140mm (y) \times 150mm (z) et comparées avec les cartes de champs.



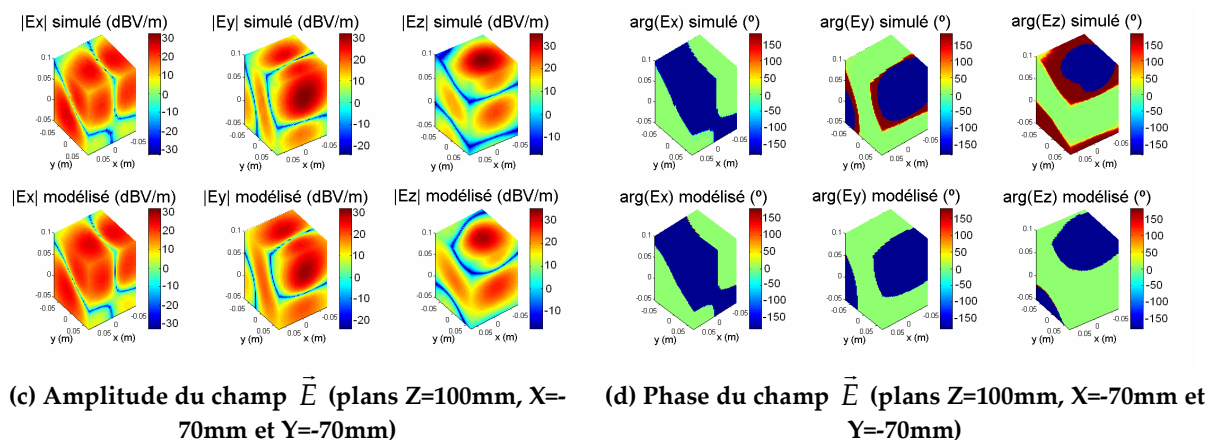


Figure 139 : Champ électrique simulé et obtenu à partir du modèle

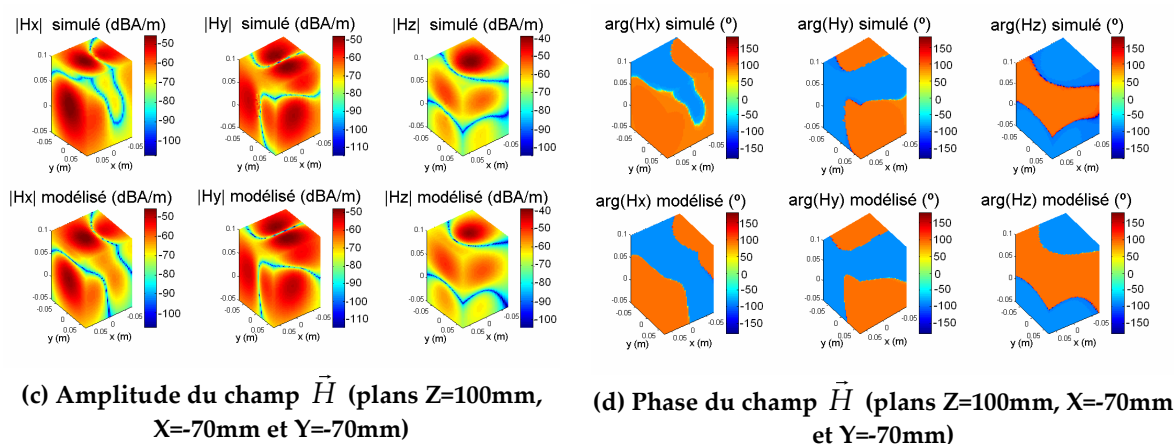
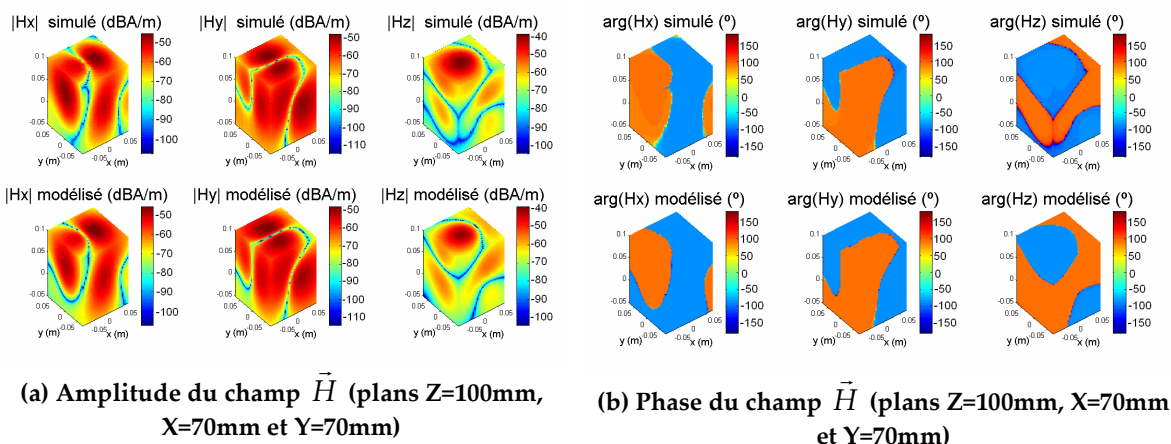


Figure 140 : Champ magnétique simulé et obtenu à partir du modèle

Dans tous les cas, nous trouvons une très bonne concordance. Nous évaluons les erreurs obtenues pour les trois composantes sur les deux surfaces à l'aide de l'expression :

$$erreur = \frac{\sum_{i=1}^S |f_{mesu}(M_i) - f_{mod}(M_i)|^2}{\sum_{j=1}^S |f_{mesu}(M_j)|^2} \quad (165)$$

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
Surface 80x80x90mm	1,28·10 ⁻⁴	1,46·10 ⁻⁴	3,34·10 ⁻⁴	2,84·10 ⁻⁴	1,15·10 ⁻⁴	4,47·10 ⁻⁴
Surface 140x140x150mm	1,4·10 ⁻³	2,2·10 ⁻³	6·10 ⁻³	4,6·10 ⁻³	1,1·10 ⁻³	5,8·10 ⁻³

Table 17 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle et ceux issus du calcul théorique

3.5. Conclusions

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux possibles applications CEM du modèle de rayonnement présenté dans le chapitre 2.

Dans un premier temps, nous avons effectué l'étude du couplage entre deux dispositifs électroniques : l'un est une source de rayonnement et est modélisé par un réseau de dipôles et le second est une ligne de transmission considérée comme circuit victime. Après un bref état de l'art, nous avons proposé deux méthodologies de calcul du couplage. La première est une méthode analytique basée sur le modèle de Taylor et qui permet de calculer les tensions induites à partir des champs rayonnés par le réseau de dipôles modélisant la source. La deuxième consiste à insérer le modèle du dispositif rayonnant sous HFSS et à le simuler avec le circuit victime. Nous avons appliqué ces deux méthodes sur deux cas : un dispositif passif rayonnant à 1GHz qui agresse une ligne de transmission et un dispositif actif travaillant à 40MHz qui perturbe la même ligne. Suite au bon accord avec la mesure, nous pouvons conclure qu'il est possible de prévoir le couplage à partir des deux approches. Nous trouvons des différences de niveau plus importantes par la seconde méthode car nous insérons le modèle réduit dans HFSS. La méthode analytique est rapide mais n'est applicable qu'à des topologies de lignes victimes simples contrairement à la méthode numérique qui permet de représenter n'importe quelle structure.

Nous nous sommes également intéressés au comportement du modèle en champ lointain. Pour cela, nous avons étudié l'évolution des champs rayonnés en fonction de la distance au-dessus d'un dispositif actif dont le modèle est construit à partir de la mesure. Une mesure du champ électrique à 3m a été également effectuée dans une chambre anéchoïque. Nous avons trouvé une bonne concordance entre mesure et modèle (différence de 5-6 dB entre mesure et modélisation).

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons d'abord testé la validité du modèle présenté dans le chapitre 2 à prédire les champs rayonnés sur les côtés des composants électroniques. Pour cela, nous avons défini une source de rayonnement théorique simple composée de cinq boucles distribuées dans l'espace et nous avons calculé leur rayonnement à 100MHz. En comparant les champs théoriques initiaux et ceux créés par le réseau de dipôles équivalents, nous concluons que le modèle est capable de prédire les champs à partir de la hauteur des cartographies utilisées pour l'obtention des sources équivalentes. En dessous de cette distance, les résultats ne sont pas corrects. Afin de nous affranchir de cette limite, nous avons proposé un nouveau modèle 3D. Il se base sur le même principe que le modèle 2D : un réseau de sources équivalentes (dipôles électriques et magnétiques) dont l'obtention des inconnues (courants et orientations dans les différents plans) est effectuée à l'aide de deux inversions de matrices à partir des cartographies des champs électrique et magnétique. Dans ce cas, les dipôles sont placés sur les surfaces d'un volume entourant le DUT et les cartographies des champs requises sont obtenues sur les surfaces d'un volume plus grand. Cette procédure a été appliquée à la source simple composée des cinq boucles travaillant à 100MHz et à une self torique travaillant à 10MHz. De bons résultats ont été obtenus ce qui montre que le modèle est capable de reconstruire les champs sur les surfaces du volume où les cartographies ont été prises et également sur un volume plus grand (plus grande distance du dispositif).

Conclusion générale et perspectives

Prendre en compte les aspects de CEM dès les premières étapes de la conception d'un circuit nécessite de s'intéresser au rayonnement de ses composants électroniques. De même, l'intégration de plusieurs cartes dans un équipement conduit à étudier les phénomènes d'interactions en champ proche. Pour ce faire, les ingénieurs concepteurs peuvent opter pour une simulation électromagnétique nécessitant des modèles de rayonnement de composants et cartes électroniques. C'est dans cette optique que le projet EPEA (EMC Platform for Embedded Applications) du pôle de compétitivité Aerospace Valley a été lancé pour proposer des modèles et les méthodologies et outils permettant de construire ces modèles. Ces derniers doivent être facilement exploitables et utilisables dans les outils de simulation. Ces travaux de thèse s'inscrivent dans ce contexte.

Afin de répondre aux besoins et attentes des ingénieurs concernés par les aspects CEM, nous avons commencé par rechercher, parmi les modèles existants, ceux qui seraient susceptibles de répondre au cahier des charges exposé dans le projet EPEA. Ainsi, dans le premier chapitre, nous avons réalisé un état de l'art sur les différents modèles de rayonnement déjà développés et nous les avons caractérisés selon différents critères : leur principe et leur topologie, les données d'entrée nécessaires à l'obtention du modèle, les champs modélisés, les domaines de validité et d'exploitation (champ proche et/ou champ lointain), la plage de fréquences de fonctionnement et la possibilité d'insertion du modèle sous un logiciel électromagnétique commercial. Compte tenu des besoins du projet et des caractéristiques des modèles existants, nous avons choisi d'améliorer un des modèles de l'IRSEEM. Ce modèle est capable de reconstruire le champ magnétique au-dessus d'un dispositif à l'aide d'un réseau de sources équivalentes de type dipôles électriques, il est insérable sous HFSS et CST et il est obtenu à partir des cartographies du champ magnétique tangentiel proche. Nous avons alors complété ce modèle en lui incorporant également le champ électrique.

Dans le deuxième chapitre, nous avons tout d'abord présenté la démarche de modélisation proposée. Le nouveau modèle consiste en un réseau de dipôles électriques et magnétiques disposés sur un plan XY (modèle qualifié de 2D) et il est construit à partir des cartographies (en amplitude et phase) des champs électrique et magnétique proches tangentiels obtenues sur un plan XY au-dessus du dispositif à caractériser. Le modèle est mono fréquence, c'est-à-dire, qu'il est valide pour une activité précise du circuit. L'emplacement et la longueur des dipôles sont fixés au

préalable par l'utilisateur, les variables à déterminer sont alors les orientations et les courants des dipôles. La résolution se base sur deux inversions de matrices au sens des moindres carrés. Une fois le modèle obtenu, il est possible de calculer le rayonnement à une distance plus grande que celle où les cartographies ont été prises.

Pour l'obtention des cartographies des champs, la mesure des champs électrique et magnétique proches est nécessaire. Pour ce faire, nous utilisons le banc champ proche de l'IRSEEM. La procédure de mesure du rayonnement de circuits passifs et actifs (sous certaines conditions) est expliquée avec une présentation du calibrage des sondes utilisées. Une étude approfondie sur la robustesse du modèle et sur son intégration sous HFSS a été également réalisée.

Le modèle proposé a alors comme avantage sa rapidité d'obtention, sa simplicité et le fait que nous considérons le dispositif comme une boîte noire, et que par conséquent nous n'avons pas besoin de connaître son architecture interne pour pouvoir le caractériser. Ce modèle s'applique également à des cartes. De plus, ce modèle peut être inséré dans des outils de simulation commerciaux tels que HFSS d'Ansoft ce qui le rend très intéressant pour les concepteurs-intégrateurs d'équipements électroniques. L'inconvénient est qu'il est nécessaire d'effectuer une réduction du nombre de sources équivalentes ce qui se traduit par une diminution de la précision du modèle.

Dans le chapitre 3, nous avons présenté deux applications CEM du modèle de rayonnement : le couplage entre un circuit agresseur et une ligne de transmission et l'évaluation du champ lointain. Concernant le couplage, le modèle de rayonnement est à la base de deux méthodes de calcul du couplage. La première, de type analytique, utilise le réseau de dipôles du modèle de rayonnement et la théorie des images pour calculer le champ exciteur sur une ligne de transmission. Ce champ est ensuite utilisé par le modèle de Taylor pour calculer les tensions induites aux bornes de la ligne. La deuxième méthode consiste à insérer le réseau de dipôles dans HFSS est de le simuler avec la ligne victime pour obtenir, de façon numérique, les tensions induites. La première méthode permet un calcul plus rapide et précis mais elle est dédiée exclusivement aux lignes de transmissions tandis que la deuxième peut être utilisée sur d'autres types de circuits victimes. Les résultats de couplage obtenus par calcul ont donné de bonnes similitudes avec la mesure.

Au niveau des normes CEM, il est demandé de caractériser le rayonnement d'un équipement en champ lointain. Dans ce contexte, nous avons étudié la validité du modèle 2D à prédire les champs dans la zone lointaine et nous avons trouvé, pour un circuit constitué d'un oscillateur, un bon accord avec une mesure réalisée en chambre anéchoïque.

Le modèle 2D des émissions électromagnétiques présenté dans le chapitre 2 a été développé pour pouvoir prédire, dans un premier temps, le champ émis au-dessus du dispositif caractérisé. Selon les composants mis en jeu et les configurations évaluées, certaines études CEM vont demander à s'intéresser également au champ émis sur les côtés des cartes et composants. Ainsi nous avons testé l'aptitude de notre modèle 2D à calculer ces champs. Devant son incapacité à le faire, nous nous sommes

efforcés de développer un second modèle permettant la modélisation du rayonnement dans l'espace entourant le dispositif sous test. Ce modèle dit 3D conserve le même principe d'obtention et la même architecture que le modèle 2D. Seules les données d'entrée (i.e. nécessité d'avoir les champs autour du composant et plus seulement au-dessus) et la disposition des sources varient. Ce modèle, testé sur une self simulée sous HFSS, a présenté de très bons résultats et demande à être caractérisé plus en détails.

Comme perspectives de ces travaux, nous pouvons envisager différents axes d'étude. Concernant le modèle 2D proprement dit, il pourrait être intéressant d'améliorer la procédure de réduction de modèle en appliquant par exemple un algorithme d'optimisation. Ainsi, nous pourrions attribuer à chaque source du modèle (électrique ou magnétique) un certain coefficient (0 ou 1) qui permette respectivement de l'éteindre ou de l'activer. Le critère d'optimisation serait l'erreur entre les cartes obtenues à partir du modèle et les cartes de mesure. Les paramètres à optimiser seraient les coefficients d'activation des sources.

Au niveau de la procédure de modélisation, une étude plus approfondie sur les algorithmes de régularisation des problèmes inverses pourrait être effectuée afin d'améliorer l'état des matrices.

Nous pourrions également réfléchir à une procédure de modélisation qui demanderait uniquement l'amplitude des champs comme données d'entrée car l'obtention de la phase en mesure est parfois délicate à contrôler.

Des travaux complémentaires sur les mesures champ proche nécessaires à l'obtention du modèle peuvent être également entamés. En effet, il faudrait améliorer le calibrage de la sonde E_z . Bien que cette composante de champ ne soit pas utilisée dans notre démarche de modélisation, elle peut s'avérer intéressante dans le cadre d'une vérification des performances de notre modèle. Il serait également pertinent d'améliorer la sensibilité des sondes tout en diminuant leur intrusion. Le développement d'un banc optique qui nous affranchirait de ces contraintes fait partie des travaux de thèse d'un autre doctorant de notre laboratoire ([71]).

Le modèle 3D que nous avons présenté requiert comme données d'entrée des mesures en 3D. Pour que l'IRSEEM puisse fournir ces informations, il est nécessaire de programmer le banc afin que les sondes puissent tourner et se déplacer autour du composant. En attendant, il est envisageable de réaliser ces mesures avec le banc de mesure développé dans le cadre d'EPEA et donc de tester le modèle 3D avec des données issues de la mesure.

Outre l'aspect mesure, il faudrait continuer à étudier le modèle 3D. Dans un premier temps, nous pourrions étudier la robustesse du modèle vis-à-vis des perturbations dans la mesure. Puis, nous pourrions réfléchir à une réduction du nombre de données d'entrée, de sources. En définitive, il faudrait réaliser les mêmes études que celles réalisées pour le modèle 2D : étude de l'insertion du modèle sous HFSS, étude du couplage avec un autre équipement, validation de son comportement en champ lointain.

Trois derniers points pourraient être envisagés : le premier concerne l'insertion directe, sous HFSS, de cartes de champ issues d'une autre simulation HFSS. Cette option peut s'avérer intéressante pour réduire le temps de calcul en évitant d'avoir dans une même simulation le réseau de dipôles et le circuit victime. Comme expliqué dans le chapitre 2, l'étude a été entamée mais non finalisée. Le deuxième concerne l'insertion sous CST Microstrips des cartes des champs provenant de la mesure. Le dernier point pourrait être l'étude du couplage entre le modèle et un circuit plus complexe qu'une ligne de transmission droite.

Bibliographie

- [1] CEI, Commission Electrotechnique Internationale, <http://www.iec.ch/index.html>
- [2] *Maîtrise de la CEM*, Les Référentiels DUNOD.
- [3] F. Lafon, F. De Daran, M. Ramdani, R. Perdriau, et M. Drissi, *Modélisation de l'immunité de circuits intégrés en contexte industriel*, 15^e Colloque Int. et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2010), papier no. 31, Limoges, France, Avril 2010.
- [4] X. Bunlon, et S. Deheuvels, *Etude CEM d'un véhicule automobile par simulation : exemple de l'état de l'art industriel, perspectives*, 15^e Colloque Int. et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2010), papier no. 120, Limoges, France, Avril 2010.
- [5] T. Su, M. Unger, T. Steinecke, et R. Weigel, *The DPI immunity behavior of microcontrollers*, 7th Int. Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo 09), papier no. 16, Toulouse, France, Novembre 2009.
- [6] Y. Vives Gilabert, *Modélisation des émissions rayonnées de composants électroniques*, Mémoire de thèse, Université de Rouen, 2007.
- [7] S. Atrous, *Mise en place d'une méthodologie de caractérisation en immunité champ proche de dispositifs électroniques*, Mémoire de thèse, Université de Rouen, 2009.
- [8] I. Chahine, *Caractérisation et modélisation de la susceptibilité conduite des circuits intégrés aux perturbations électromagnétiques*, Mémoire de thèse, Université de Rouen, 2007.
- [9] Y. Vives, C. Arcambal, A. Louis, F. de Daran, P. Eudeline, et B. Mazari, *Modeling magnetic radiations of electronic circuits using near-field scanning method*, IEEE Trans. on EMC, vol. 49, no. 2, pp. 391-400, Mai 2007.
- [10] C.A. Balanis, *Antenna theory, analysis and design*, John Wiley & Sons, Inc. New York, 2nd ed., 1997.
- [11] HFSS, <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
- [12] CST Microwave Studio, <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>
- [13] Y. Vives, C. Arcambal, A. Louis, F. de Daran, P. Eudeline, et B. Mazari, *Modeling magnetic emissions combining image processing and an optimization algorithm*, IEEE Trans. on EMC, vol. 51, no. 4, pp. 909-918, Novembre 2009.
- [14] D. Marquardt, *An algorithm for Least-Squares estimation of nonlinear parameters*, SIAM J. Appl. Math. 11, 431-441, 1963.

- [15] A. Ramanujan, Z. Riah, A. Louis, et B. Mazari, *Modeling the electromagnetic radiation of passive microwave components using a near-field scanning method*, IEEE Trans. on EMC, vol. 52, no. 4, pp. 1056-1059, Novembre 2010.
- [16] A. Ramanujan, Z. Riah, A. Louis, et B. Mazari, *Modélisation des émissions rayonnées électromagnétiques champ-proche des composants microondes miniatures*, 15^e Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2010), papier no. 41, Limoges, France, Avril 2010.
- [17] A. Ramanujan, Z. Riah, A. Louis, et B. Mazari, *On the radiated electromagnetic emission modelling of on-chip microwave components*, IEEE Symp. on EMC, pp. 647-651, Fort Lauderdale, Etats-Unis, Juillet 2010.
- [18] F. De Daran, J. Chollet-Ricard, F. Lafon, et O. Maurice, *Prediction of the field radiated at one meter from PCB's and microprocessors from near EM field cartography*, IEEE Symp. on EMC, pp. 479-482, Istanbul, Turkey, Mai 2003.
- [19] F. De Daran, F. Lafon, et D. Allou, *Near field μ C model for PCB radiated field prediction*, 2nd Int. Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging (ICONIC), Barcelone, Espagne, Juin 2005.
- [20] IBIS Home, <http://www.eda.org/ibis/>
- [21] C. Labussière-Dorgan, S. Bendhia, E. Sicard, J. Tao, H.J. Quaresma, C. Lochot, et B. Vrignon, *Modeling the electromagnetic emission of a microcontroller using a single model*, IEEE Trans. on EMC, vol. 50, pp. 22-34, Février 2008.
- [22] A. Boyer, E. Sicard, et J.L. Levant, *On the prediction of near-field microcontroller emission*, 5th International EMC Compo 05 (EMC Compo 05), pp. 216-220, Munich, Allemagne, Novembre 2005.
- [23] A. Boyer, *Méthode de prédiction de la compatibilité électromagnétique des systèmes en boîtier*, Mémoire de thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA Toulouse), 2007.
- [24] *Directive 89/336/CEE dite « Directive CEM ».*
- [25] IC-EMC, <http://www.ic-emc.org/>
- [26] B. Essakhi, D. Baudry, O. Maurice, A. Louis, L. Pichon, et B. Mazari, *Characterization of radiated emissions from power electronic devices : synthesis of an equivalent model from near-field measurement*, European Physical Journal Applied Physics, vol. 38, no. 3, pp. 275-281, Juin 2007.
- [27] J.R. Regué, M. Ribó, J.M. Garrell, et A. Martín, *A genetic algorithm based method for source identification and far-field radiated emissions prediction from near-field measurements for PCB characterization*, IEEE Trans. on EMC, vol. 43, no. 4, pp. 520-530, Novembre 2001.
- [28] Wikipédia, *Algorithmes génétiques*.
- [29] J.R. Regué, M. Ribó, J. Gomila, A. Pérez, et A. Martín, *Modeling of radiating equipment by distributed dipoles using metaheuristic methods*, IEEE Int. Symp. on EMC, pp. 8-12, Chicago, Etats-Unis, Août 2005.
- [30] H. Fan, et F. Schlagenhauser, *Near field – far field conversion based on genetic algorithm for predicting radiation from PCBs*, Int. Symp. on EMC, pp. 1-6, Honolulu, Etats-Unis, Juillet 2007.

- [31] H. Fan, *Far field radiated emission prediction from magnetic near field magnitude-only measurements of PCBs by genetic algorithm*, Int. Symp. on EMC, pp. 321-324, Austin, Etats-Unis, Août 2009.
- [32] B. Liu, L. Beghou, et L. Pichon, *Adaptive genetic algorithm based source identification with near-field scanning method*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 60, pp. 215-230, 2008.
- [33] L. Beghou, B. Liu, L. Pichon, et F. Costa, *Synthesis of equivalent 3-D models from near field measurements – Application to the EMC of power printed circuit boards*, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 45, no. 3, pp. 1650-1653, Mars 2009.
- [34] T.S. Sijher, et A.A. Kishk, *Antenna modelling by infinitesimal dipoles using genetic algorithms*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 52, pp. 225-254, 2005.
- [35] Y. Álvarez, F. Las-Heras, et M. Rodríguez Pino, *Reconstruction of equivalent currents distribution over arbitrary three-dimensional surfaces based on integral equation algorithms*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 12, pp. 3460-3468, Décembre 2007.
- [36] Y. Álvarez López, F. Las Heras Andrés, M. Rodríguez Pino et T.K. Sarkar, *An improved super-resolution source reconstruction method*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 58, no. 11, pp. 3855-3866, Novembre 2009.
- [37] M. Serhir, *Développement de modèles de rayonnement électromagnétique à partir d'une mesure en champ proche sphérique*, Mémoire de thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2007.
- [38] M. Serhir, P. Besnier, et M. Drissi, *An accurate equivalent behavioural model of antenna radiation using a mode-matching technique based on spherical near field measurements*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 1, pp. 48-57, Janvier 2008.
- [39] M. Serhir, P. Besnier, et M. Drissi, *Antenna modeling based on a multiple spherical wave expansion method: application to an antenna array*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 1, pp. 51-58, Janvier 2010.
- [40] M. Serhir, J.M. Geffrin, A. Litman, et P. Besnier, *Aperture antenna modeling by a finite number of elemental dipoles from spherical field measurements*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 4, pp. 1260-1268, Avril 2010.
- [41] B. Vincent, O. Chadebec, J. L. Schanen, K. Berger, R. Perrussel, L. Krahenbühl, et C. Vollaire, *Capteurs de composantes multipolaires pour une caractérisation en champ proche: premiers résultats expérimentaux*, 15^e Colloque Int. et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2010), papier no. 127, Limoges, France, Avril 2010.
- [42] S. Zangui, K. Berger, C. Vollaire, E. Clavel, R. Perrusel, et B. Vincent, *Modeling the near-field coupling of EMC filter components*, IEEE Symp. on EMC, pp. 825-830, Fort Lauderdale, Etats-Unis, Juillet 2010.
- [43] M. El Zoghbi, *Analyse électromagnétique et outils de modélisation couplés. Application à la conception hybride de composants et modules hyperfréquences*, Mémoire de thèse, Université de Limoges, Octobre 2008.

- [44] J. Shi, M. A. Cracraft, J. Zhang, R. E. DuBroff, K. Slattery, et M. Yamaguchi, *Using near-field scanning to predict radiated fields*, IEEE Symp. on EMC, pp. 14-18, Santa Clara, Etats Unis, Août 2004.
- [45] S. Gregson, J. McCormick, et C. Parini, *Principles of planar near-field antenna measurements*, IET Electromagnetic Waves Series 53, 2007.
- [46] L. Bouchelouk, *Conception et validation de sondes pour les mesures en champ proche*, Mémoire de thèse, Université de Paris-Sud XI, Octobre 2006.
- [47] D. Baudry, M. Kadi, Z. Riah, C. Arcambal, Y. Vives Gilibert, A. Louis, et B. Mazari, *Plane wave spectrum theory applied to near-field measurements for electromagnetic compatibility investigations*, IET Science, Measurement and Technology, vol. 3, no. 1, pp. 72-83, Décembre 2008.
- [48] G. A. Korn et T. M. Korn, *Mathematical handbook for scientists and engineers: definitions, theorems, and formulas for reference and review*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1968.
- [49] A. C. Ludwig, *Near-field far-field transformations using spherical-wave expansions*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-19, no. 2, pp. 213-220, Mars 1971.
- [50] Wikipédia, *Réseau de Neurones*.
- [51] K. Aunchaleevarapan, K. Paithoonwatanakij, W. Khan-Ngern, et S. Nitta, *Novel method for predicting PCB configurations for near-field and far-field radiated EMI using a neural network*, IEICE Trans. on Communications, vol. E86-B, no. 4, pp. 1364-1376, Avril 2003.
- [52] R. Brahimi, A. Kornaga, M. Bensetti, D. Baudry, Z. Riah, A. Louis, et B. Mazari, *Post-processing of near-field measurement based on neural networks*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 2, pp. 539-546, Février 2011.
- [53] CST Microstripes, <http://www.cst.com/Content/Products/MST/Overview.aspx>
- [54] D. Baudry, *Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches. –Application CEM-*, Mémoire de thèse, Université de Rouen, Avril 2005.
- [55] L. Bouchelouk, Z. Riah, D. Baudry, M. Kadi, A. Louis, et B. Mazari, *Characterization of electromagnetic fields close to microwave devices using electric dipole probes*, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 18, pp. 146-156, Mars 2008.
- [56] D. Baudry, A. Louis, et B. Mazari, *Characterization of the open-ended coaxial probe used for near-field measurements in EMC applications*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 60, pp. 311-333, 2006.
- [57] D. Baudry, C. Arcambal, A. Louis, B. Mazari, et P. Eudeline, *Applications of the Near-Field Techniques in EMC Investigations*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 49, no. 3, pp. 485-493, Août 2007.
- [58] M. Kanda, *Standard probes for electromagnetic field measurements*, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 41, no. 10, pp. 1349-1364, October 1993.
- [59] ADS, www.agilent.com/find/eesof-ads

- [60] D.A. Frickey, *Conversions between S, Z, Y, h, ABCD and T parameters which are valid for complex source and load impedances*, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no. 2, pp. 205-211, Février 1994.
- [61] Y. Vives-Gilbert, C. Arcambal, A. Louis, B. Mazari, et P. Eudeline, *Measuring amplitude and phase of radiated electromagnetic near fields*, 3rd Int. Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging (ICONIC), pp. 27-32, Saint Louis, Etas-Unis, Juin 2007.
- [62] P. F. Combes, *Micro-ondes 1. Lignes, guides et cavités*, Ed. Dunod, 1996.
- [63] M. Bierlaire, *Introduction à l'optimisation différentiable*, Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [64] P.C. Hansen, *Regularisation tools: A MATLAB package for analysis and solution of discrete ill-posed problems. Version 4.0 for MatLab 7.3*, Informatics and Mathematical Modelling, Technical University of Denmark, September 2007. Logiciel disponible sur <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/52-regtools>
- [65] S. Atrous, D. Baudry, A. Louis, B. Mazari, et D. Blavette, *Near-field immunity of integrated circuits*, 7th Int. Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo 09), papier no. 20, Toulouse, France, Novembre 2009.
- [66] Wikipédia, *Telegrapher's Equations*.
- [67] C. D. Taylor, R. S. Satterwhite, et C. W. Harrison Jr., *The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 13, no. 6, pp. 987-989, Novembre 1965.
- [68] A. K. Agrawal, H. J. Price, et S. H. Gurbaxani, *Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field*, IEEE Trans. on EMC, vol. 22, no. 2, pp. 119-129, Mai 1980.
- [69] F. Rachidi, *Formulation of the field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field*, IEEE Trans. on EMC, vol. 35, no. 3, pp. 404-407, Août 1993.
- [70] S. Atrous, D. Baudry, E. Gaboriaud, A. Louis, B. Mazari, et D. Blavette, *Near-field investigation of the radiated susceptibility of printed circuit board*, Int. Symp. on EMC (EMC Europe 2008), pp. 1-6, Hambourg, Allemagne, Septembre 2008.
- [71] D. Chevalier, D. Baudry, A. Louis, et B. Mazari, *Study of near-field techniques for microelectronic applications*, 4th Int. Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging (ICONIC), pp. 197-202, Taipei, Taiwan, Juin 2009.
- [72] <http://www.signalintegrity.com/lib/html/MSTRIP.htm>

Annexe A : Interface graphique pour l'utilisation d'un modèle de rayonnement

Une interface graphique (GUI, Graphical User Interface) sous MatLab a été développée à l'IRSEEM pour l'utilisation du modèle de rayonnement basé sur un traitement d'images associé à une optimisation. Le modèle est expliqué dans le chapitre 1 de ce mémoire de thèse. Le but de cette interface est de permettre à l'utilisateur d'utiliser facilement le modèle. Nous présentons par la suite les caractéristiques les plus importantes de cette interface.

Quand l'interface est lancée, la fenêtre principale s'affiche (figure 141).

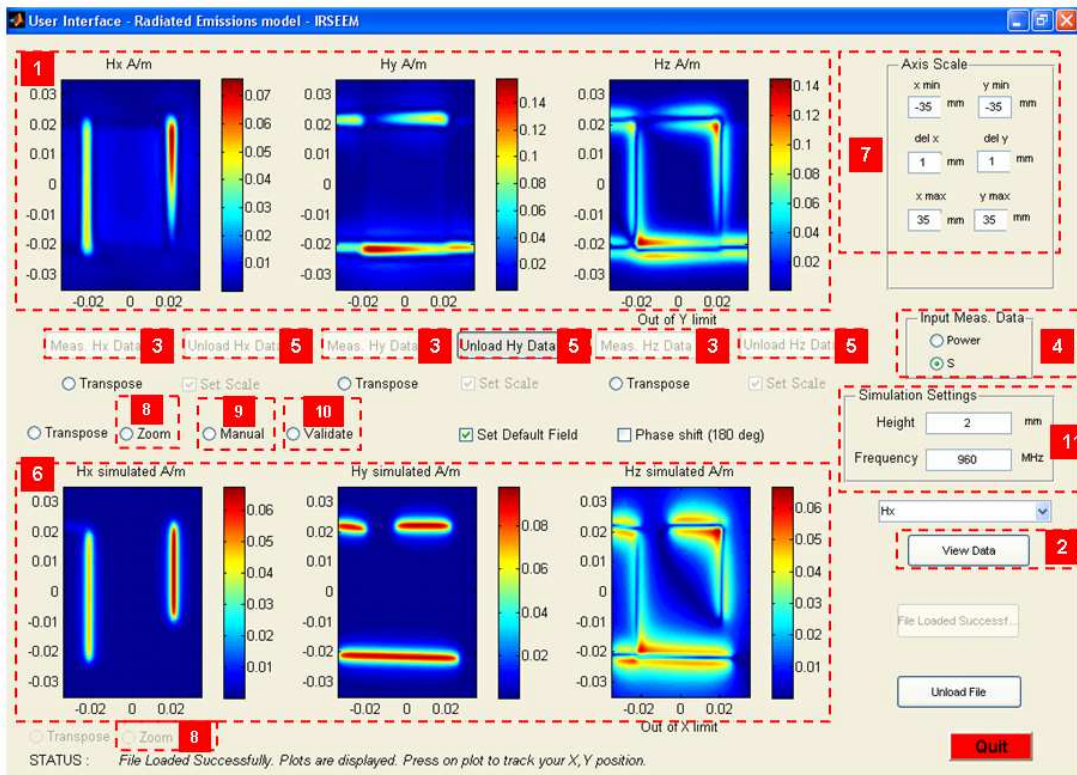


Figure 141 : Fenêtre principale de l'interface graphique

Les éléments principaux de cette fenêtre sont les suivants :

1. Fenêtres d'affichage des données de mesure ou de simulation du champ magnétique (elles servent à la construction du modèle).

2. Bouton pour charger le champ magnétique simulé (sous HFSS ou CST) à partir duquel nous fabriquons le modèle du dispositif.
3. Bouton pour importer les données de mesure du champ magnétique (soit en format « paramètres S » si nous avons effectué la mesure du rayonnement avec un analyseur de réseau vectoriel(VNA) soit en format « puissance » si nous l'avons effectuée avec l'analyseur de spectre) pour l'obtention du modèle du dispositif.
4. Sélection du format « paramètres S » ou « puissance ».
5. Bouton pour supprimer le champ importé.
6. Fenêtres d'affichage du champ magnétique calculé par le modèle.
7. Champs d'édition des axes x et y des cartographies (valeur minimale, valeur maximale et pas).
8. Boutons pour effectuer un zoom sur une cartographie.
9. Bouton pour lancer le mode « manuel » (expliqué ci-après).
10. Bouton pour lancer l'algorithme d'optimisation Levenberg-Marquardt (expliqué ci-après).
11. Paramètres de simulation : hauteur (en mètres) et fréquence (MHz).

Une fois que l'utilisateur a chargé le champ magnétique provenant soit de la mesure soit d'une simulation, il peut procéder à l'obtention du modèle en cochant le champ « Validation ». A ce moment, une fenêtre apparaît pour saisir les paramètres de l'algorithme de Levenberg- Marquardt (figure 142).

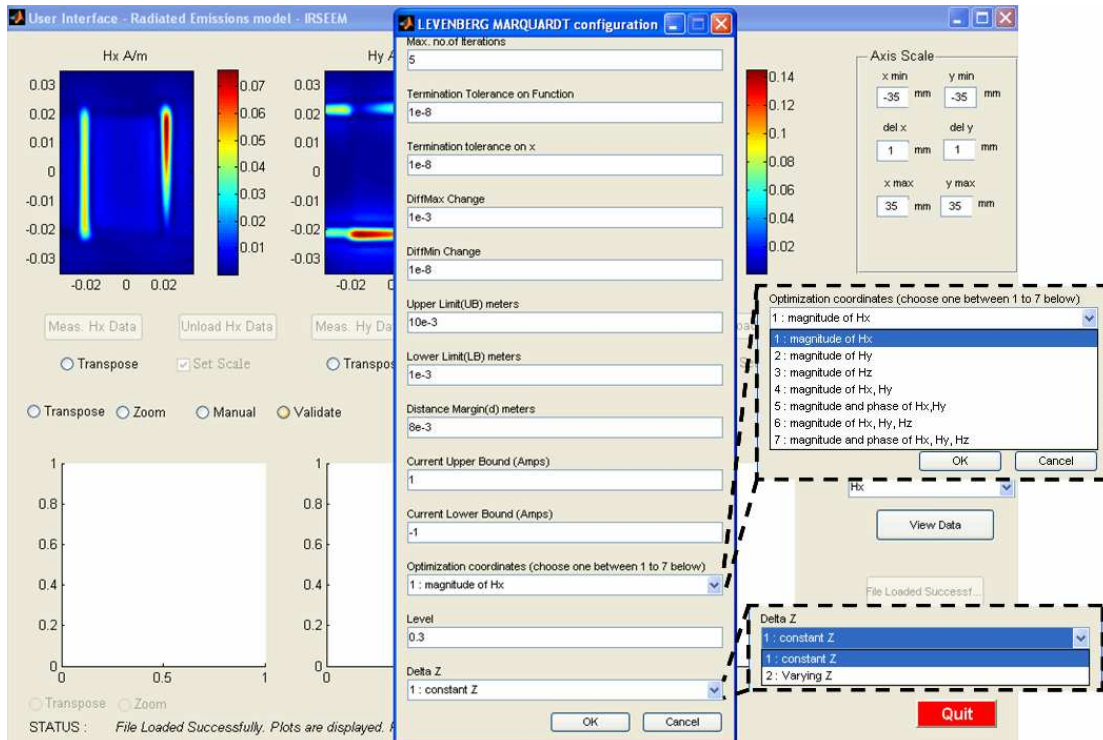


Figure 142 : Fenêtre des paramètres d'optimisation du modèle

Les paramètres le plus important sont :

1. Max no. of Iterations : nombre maximal d'itérations d l'algorithme d'optimisation.
2. Termination Tolerance on Function : variation minimale de la fonction "erreur" d'une itération à l'autre, variation au-dessous de laquelle l'optimisation s'arrête.
3. Termination Tolerance on x : variation minimale du vecteur de paramètres d'une itération à l'autre
4. DiffMax Change : changement maximal dans les coefficients utilisés par l'algorithme des différences finies.
5. DiffMin Change : changement minimal dans les coefficients utilisés par l'algorithme des différences finies.
6. Upper limit (UB) : distance maximale de variation (dans les $x > 0$) des extrémités d'un dipôle.
7. Lower limit (LB) : distance maximale de variation (dans les $x < 0$) des extrémités d'un dipôle.
8. Distance margin (d) : distance maximale de variation sur la hauteur z , z correspondant à l'emplacement du plan des dipôles.
9. Current upper bound : limite supérieure du courant en ampères (par défaut 1).
10. Current lower bound : limite inférieure du courant en ampères (par défaut -1).
11. Optimization coordinates : choix d'optimisation du modèle en utilisant les composantes x et/ou y et/ou z . Les sept options sont : amplitude de H_x , amplitude de H_y , amplitude de H_z , amplitude de H_x et H_y , amplitude et phase de H_x et H_y , amplitude de H_x , H_y et H_z et amplitude et phase de H_x , H_y et H_z .
12. Level : seuil d'amplitude pour la squelettisation (par défaut 0,3).
13. Delta Z : plan z où les dipôles sont créés. Z peut être soit constant ou bien variable.

Si l'utilisateur n'est pas satisfait des résultats obtenus, il peut lancer le mode de fonctionnement manuel en cochant le champ « Manual » de la fenêtre principale. A ce moment, la fenêtre du mode « manuel » (figure 143) est affichée. L'option « manual » permet d'aider à la modélisation en supprimant l'étape de traitement d'images automatique et en permettant à l'utilisateur de dessiner et donc de placer directement les dipôles sur les cartographies de champ (figure 144). Cela peut s'avérer nécessaire lorsque les cartes de champ présentent des zones de fort champ sur lesquelles la squelettisation est délicate (par exemple, une zone circulaire aura pour squelette un seul point : le centre du cercle).

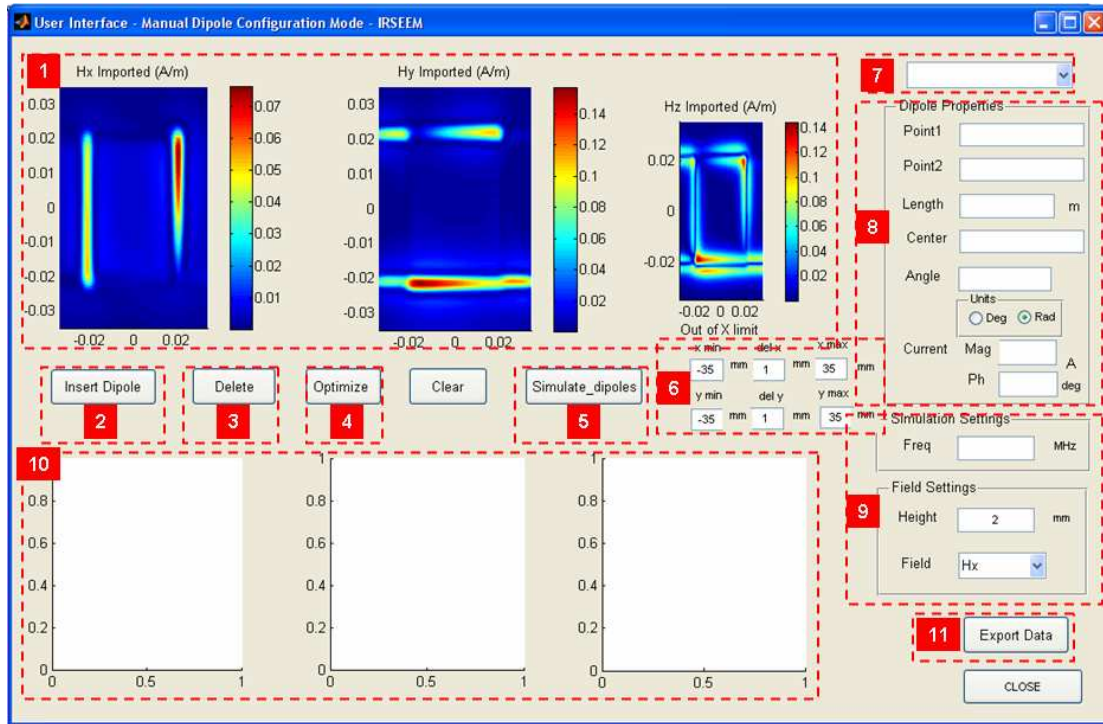


Figure 143 : Fenêtre du mode « Manuel »

Les principales commandes de cette fenêtre sont :

1. Fenêtres d'affichage des données importées de la fenêtre principale.
2. Bouton pour insérer un dipôle sur les cartographies.
3. Bouton pour effacer un dipôle des cartographies.
4. Bouton pour lancer l'algorithme d'optimisation Levenberg-Marquardt sur les dipôles créés.
5. Bouton pour simuler le champ magnétique rayonné par les dipôles insérés.
6. Champs d'édition des axes x et y des cartographies (valeur minimale, valeur maximale et pas).
7. Menu montrant une liste des dipôles créés.
8. Champs d'édition des propriétés des dipôles (points d'origine et de fin d'un dipôle, longueur, centre, orientation et courant)
9. Paramètres de simulation : hauteur (en mètres) et fréquence (MHz).
10. Fenêtres d'affichage du champ magnétique calculé par le modèle.
11. Bouton pour exporter le champ magnétique calculé à la fenêtre principale.

Des dipôles peuvent être créés en appuyant sur le bouton « Insert dipole » de la fenêtre du mode manuel. Pour ce faire, l'utilisateur doit cliquer sur la carte pour définir le point d'origine et l'extrémité du dipôle. Une petite fenêtre est affichée ensuite pour introduire la valeur du courant (en amplitude et phase) associée à ce dipôle (figure 144).

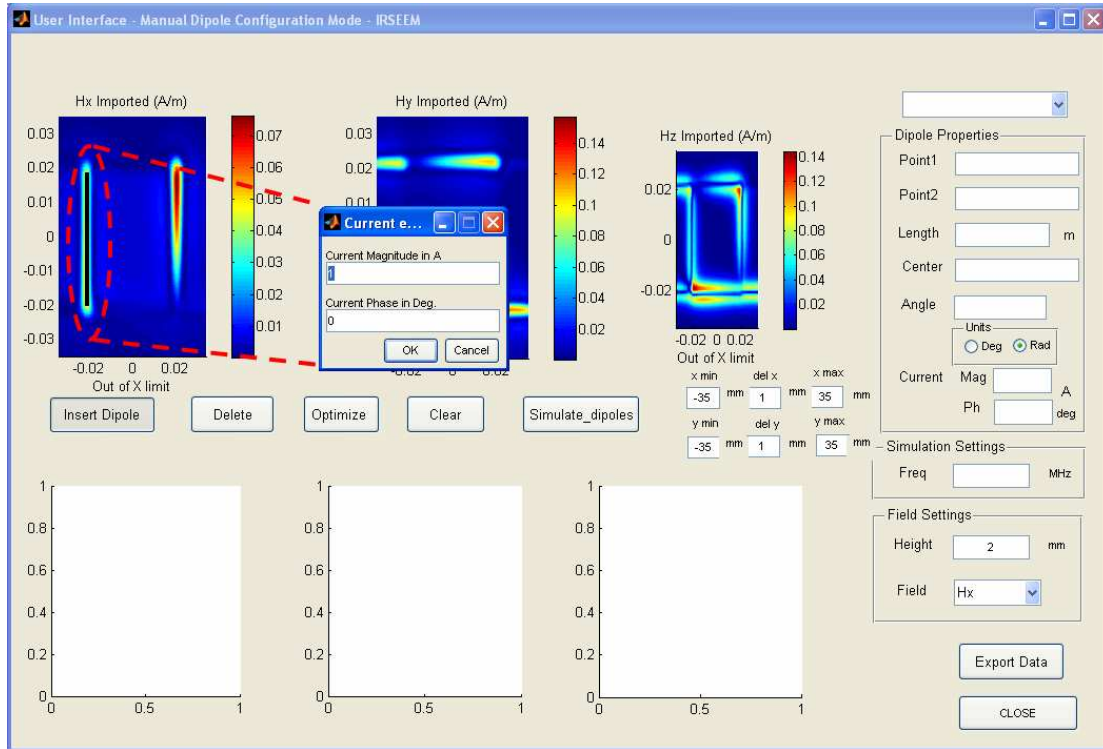


Figure 144 : Création d'un dipôle dans le mode manuel

Une fois que le dipôle est créé, ses propriétés sont affichées dans le cadre intitulé « Dipole properties » (figure 145). Elles sont :

1. Point 1 est le point origine du dipôle (x_1, y_1, z_1) .
2. Point 2 est le point final du dipôle (x_2, y_2, z_2) .
3. Length est la longueur du dipôle en mètres.
4. Center est le centre du dipôle (x_0, y_0) .
5. Angle est l'orientation du dipôle par rapport à l'axe x . Il est possible de choisir l'unité de l'angle (radians ou degrés).
6. Current est le courant qui parcourt le dipôle en amplitude (ampères) et phase (degrés).

Ces propriétés peuvent être modifiées directement sur ce panel. L'utilisateur peut ainsi modifier le point origine, le point final, la longueur, le centre, l'orientation ou le courant. Le changement d'un de ces paramètres peut entraîner la modification des autres. Il est également possible d'effacer des dipôles avec le bouton « Delete ».

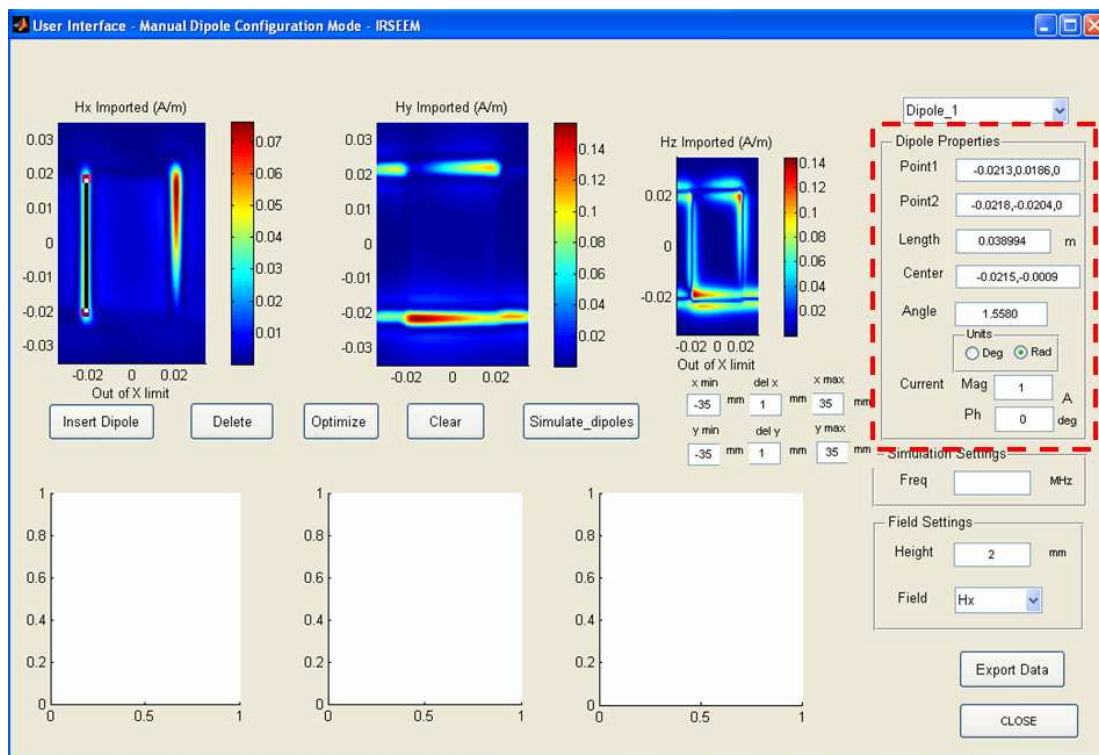


Figure 145 : Propriétés du dipôle créé dans le cadre « Dipole properties »

Plusieurs dipôles peuvent être créés et tous sont accessibles par le menu en haut à droite de la fenêtre du mode manuel (figure 146).

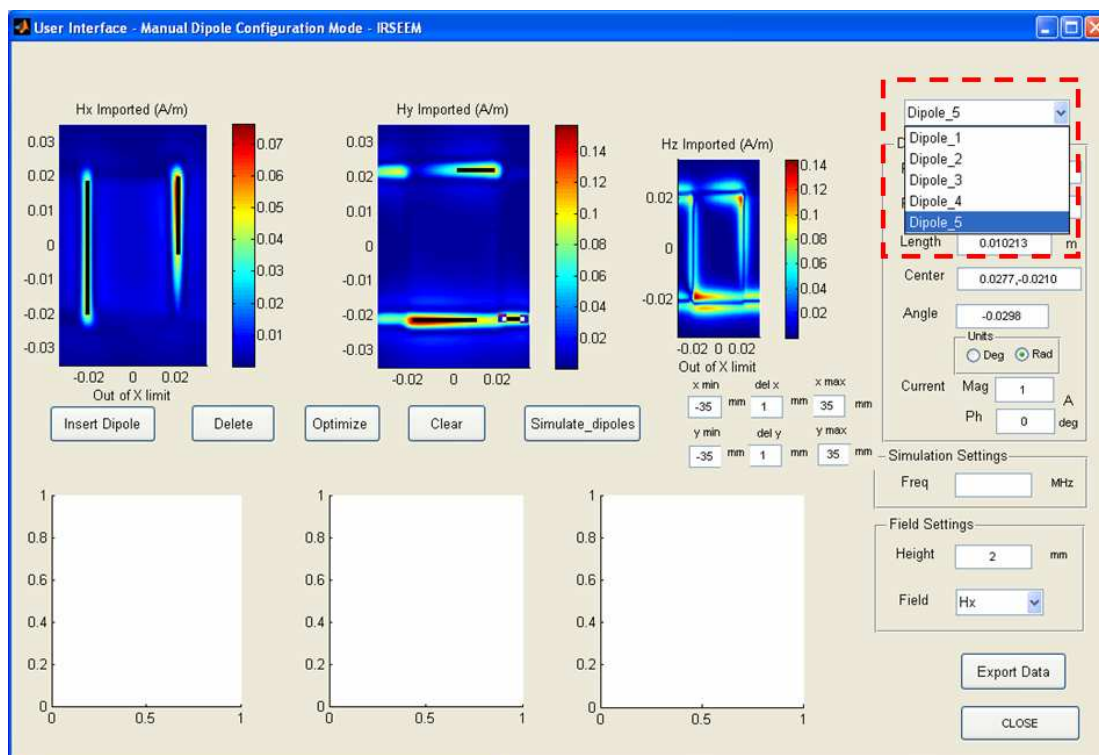


Figure 146 : Menu montrant les dipôles insérés

Une fois tous les dipôles créés, l'utilisateur peut lancer l'algorithme d'optimisation Levenberg-Marquardt comme il a été expliqué précédemment dans cette annexe ou bien effectuer un calcul du champ rayonné par ces dipôles en appuyant le bouton « Simulate_dipoles ».

La figure 147 montre un synoptique de l'interface graphique qui résume son fonctionnement.

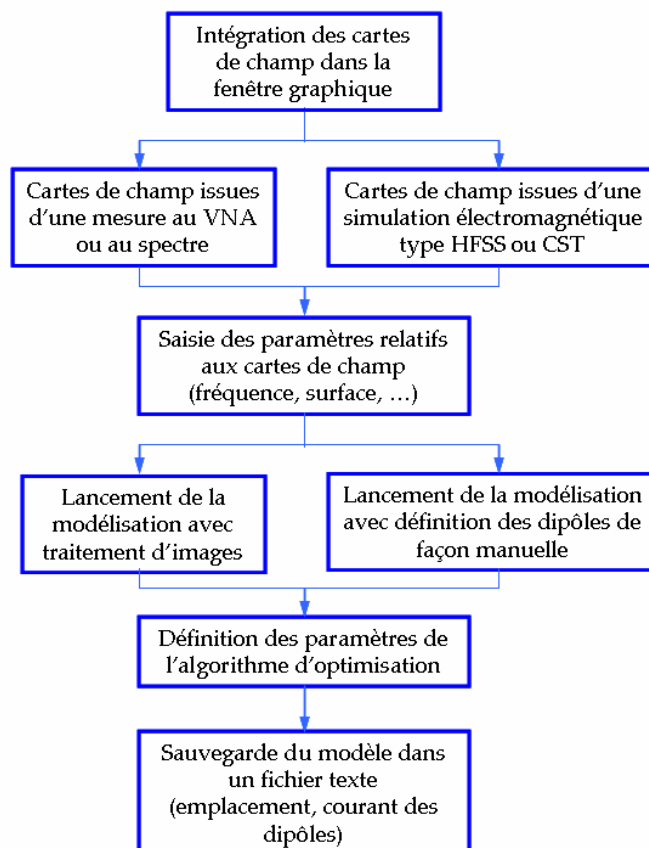


Figure 147 : Synoptique de l'interface graphique

Annexe B : Influence de la permittivité relative dans la modélisation du champ électrique

Un point clé de la méthode décrite dans [15]-[17] est le rôle de la permittivité relative (ϵ_r) dans la modélisation. La permittivité est une propriété physique qui décrit la réponse d'un milieu donné à un champ électrique appliqué. Pour caractériser son influence, la figure 148 montre une comparaison entre les champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle électrique placé dans le plan XY, orienté à 45° par rapport à l'axe x et entouré d'air ($\epsilon_r=1$) ou d'un milieu de permittivité relative $\epsilon_r=4,4$ (valeur habituelle des diélectriques utilisés en technologie microruban dans notre laboratoire). Les champs sont tracés sur une coupe transversale selon y à 1mm et à 1cm au-dessus du dipôle.

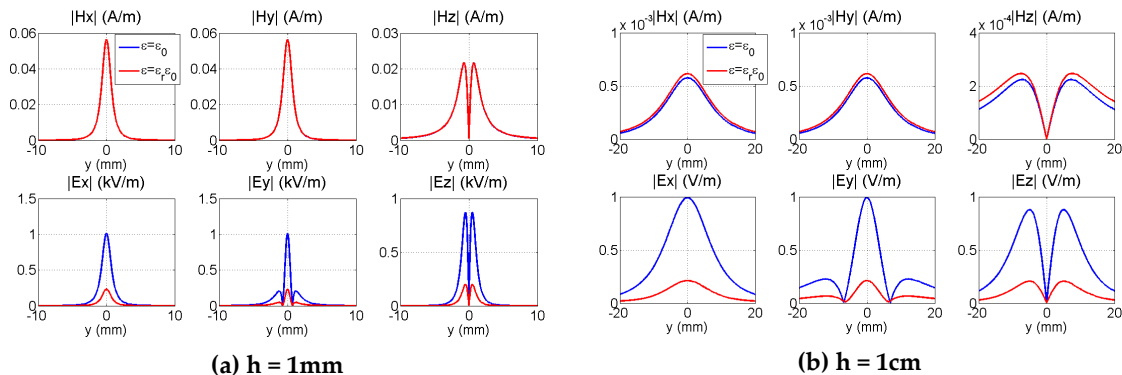


Figure 148 : Comparaison des champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle électrique dans un milieu avec $\epsilon_r=4,4$ et dans l'air ($\epsilon_r=1$)

A 1mm au-dessus du dipôle, l'effet de la permittivité est important pour le champ électrique (le champ dans le milieu avec $\epsilon_r=4,4$ est environ 0,23 fois plus petit que dans l'air) et elle n'a pas d'influence sur le champ magnétique. A 1cm, nous trouvons un écart légèrement plus accentué entre les courbes dans le cas du champ électrique. De plus, pour le champ magnétique, une légère différence apparaît (influence indirecte à travers le nombre d'onde k utilisé dans les équations théoriques du champ magnétique).

Le modèle proposé dans [15]-[17] est construit à partir des cartes de champ magnétique où l'effet de la permittivité est négligeable comme nous venons de le

constater. Par contre, pour la prédiction du champ électrique, il faudra alors prendre en compte sa valeur.

Dans la pratique, nous trouvons des structures avec différents milieux (milieu inhomogène) comme par exemple les circuits microruban. Dans ces cas, il y a des lignes de champ contenus dans le volume du diélectrique et d'autres au-dessus du substrat i.e. dans l'air. Ainsi, il n'y a pas une seule valeur de permittivité relative. Pour s'affranchir de cet obstacle, le concept de permittivité relative efficace (ϵ_{reff}) est introduit. La géométrie d'une ligne microruban (figure 149a) est équivalente à un ruban dans un milieu homogène de permittivité relative ϵ_{reff} (figure 149b).

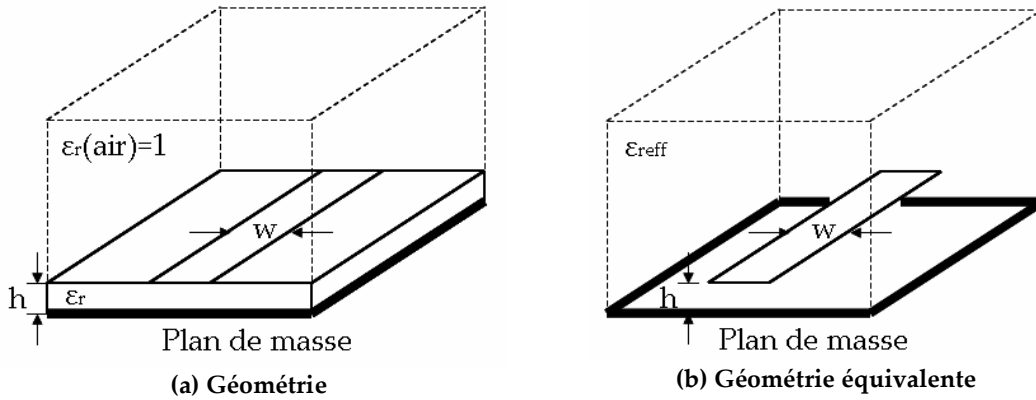


Figure 149 : Ligne microruban

La valeur de cette ϵ_{reff} est calculée ([72]) comme :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0,5} + 0,4 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad \text{si } w < h \quad (166)$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0,5} \quad \text{si } w > h \quad (167)$$

où ϵ_r est la permittivité relative du diélectrique, h est l'épaisseur du diélectrique et w est la largeur du ruban.

Annexe C : Calcul des champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle électrique

Les champs électrique \vec{E}_A et magnétique \vec{H}_A créés par un courant électrique parcourant un contour rectiligne C représentant le dipôle électrique (figure 150) sont obtenus à partir du potentiel vecteur magnétique \vec{A} :

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_C \vec{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkd}}{d} dl' \quad (168)$$

avec :

- (x, y, z) les coordonnées du point de l'espace où les champs électrique et magnétique sont évalués,
- (x', y', z') les coordonnées d'un point de la source,
- μ est la perméabilité du milieu,
- d est la distance entre le point (x', y', z') de la source et le point d'observation et
- C le chemin le long de la source.

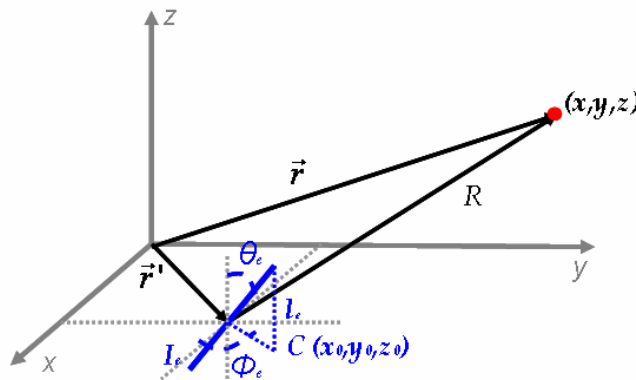


Figure 150 : Dipôle électrique dans l'espace

Si la ligne de courant est suffisamment courte et fine par rapport à la longueur d'onde ($l_e \ll \lambda$ et $a \ll \lambda$) et si le point d'observation est suffisamment éloigné de la source, l'intégration est approximée par la longueur de la ligne et $I_e = \text{constant}$.

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu I_e l_e}{4\pi R} e^{-j k R} (\sin \theta_e \cos \phi_e \hat{x} + \sin \theta_e \sin \phi_e \hat{y} + \cos \theta_e \hat{z}) \quad (169)$$

et :

$$d = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} = \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2} = R = cte. \quad (170)$$

où :

- θ_e est l'orientation du dipôle en élévation.
- ϕ_e est l'orientation du dipôle en azimut.
- (x_0, y_0, z_0) sont les coordonnées du centre du dipôle.

Le champ magnétique est calculé à partir de l'expression suivante :

$$\vec{H}_A = \frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (171)$$

Les trois composantes du champ magnétique sont alors :

$$\begin{aligned} H_{A,x} &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) = \frac{1}{\mu} \frac{\mu I_e l_e}{4\pi} \left[\cos \theta_e \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \sin \theta_e \sin \phi_e \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] \\ &= -\frac{I_e l_e}{4\pi R^3} (1 + jkR) e^{-jkR} [(y - y_0) \cos \theta_e - (z - z_0) \sin \theta_e \sin \phi_e] \end{aligned} \quad (172)$$

$$\begin{aligned} H_{A,y} &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = \frac{1}{\mu} \frac{\mu I_e l_e}{4\pi} \left[\sin \theta_e \cos \phi_e \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \cos \theta_e \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] \\ &= -\frac{I_e l_e}{4\pi R^3} (1 + jkR) e^{-jkR} [(z - z_0) \sin \theta_e \cos \phi_e - (x - x_0) \cos \theta_e] \end{aligned} \quad (173)$$

$$\begin{aligned} H_{A,z} &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) = \frac{1}{\mu} \frac{\mu I_e l_e}{4\pi} \left[\sin \theta_e \sin \phi_e \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \sin \theta_e \cos \phi_e \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] \\ &= -\frac{I_e l_e}{4\pi R^3} (1 + jkR) e^{-jkR} \sin \theta_e [(x - x_0) \sin \phi_e - (y - y_0) \cos \phi_e] \end{aligned} \quad (174)$$

Le champ électrique est obtenu à partir du champ magnétique :

$$\vec{E}_A = \frac{1}{j\omega\epsilon} \vec{\nabla} \times \vec{H}_A = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{\partial H_{A,z}}{\partial y} - \frac{\partial H_{A,y}}{\partial z} \right) \hat{x} + \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{\partial H_{A,x}}{\partial z} - \frac{\partial H_{A,z}}{\partial x} \right) \hat{y} + \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{\partial H_{A,y}}{\partial x} - \frac{\partial H_{A,x}}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (175)$$

$$\begin{aligned}
E_{A,x} &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{\partial H_{A,z}}{\partial y} - \frac{\partial H_{A,y}}{\partial z} \right) = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi} \sin\theta_e \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-jkR}}{R^3} (1+jkR) [(x-x_0)\sin\phi_e - (y-y_0)\cos\phi_e] \right) \\
&+ \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi} \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{e^{-jkR}}{R^3} (1+jkR) [(z-z_0)\sin\theta_e \cos\phi_e - (x-x_0)\cos\theta_e] \right) \\
&= \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ R^2 \sin\theta_e \cos\phi_e \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \right. \\
&\left. - (x-x_0) \left(1 - j\frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\sin\theta_e \cos\phi_e + (y-y_0)\sin\theta_e \sin\phi_e + (z-z_0)\cos\theta_e] \right\}
\end{aligned} \tag{176}$$

$$\begin{aligned}
E_{A,y} &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{\partial H_{A,x}}{\partial z} - \frac{\partial H_{A,z}}{\partial x} \right) = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi} \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{e^{-jkR}}{R^3} (1+jkR) [(y-y_0)\cos\theta_e - (z-z_0)\sin\theta_e \sin\phi_e] \right) \\
&+ \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi} \sin\theta_e \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{e^{-jkR}}{R^3} (1+jkR) [(x-x_0)\sin\phi_e - (y-y_0)\cos\phi_e] \right) \\
&= \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ R^2 \sin\theta_e \sin\phi_e \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \right. \\
&\left. - (y-y_0) \left(1 - j\frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\sin\theta_e \cos\phi_e + (y-y_0)\sin\theta_e \sin\phi_e + (z-z_0)\cos\theta_e] \right\}
\end{aligned} \tag{177}$$

$$\begin{aligned}
E_{A,z} &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{\partial H_{A,y}}{\partial x} - \frac{\partial H_{A,x}}{\partial y} \right) = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{e^{-jkR}}{R^3} (1+jkR) [(z-z_0)\sin\theta_e \cos\phi_e - (x-x_0)\cos\theta_e] \right) \\
&+ \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi} \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-jkR}}{R^3} (1+jkR) [(y-y_0)\cos\theta_e - (z-z_0)\sin\theta_e \sin\phi_e] \right) \\
&= \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \frac{I_e l_e}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ R^2 \cos\theta_e \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \right. \\
&\left. - (z-z_0) \left(1 - j\frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\sin\theta_e \cos\phi_e + (y-y_0)\sin\theta_e \sin\phi_e + (z-z_0)\cos\theta_e] \right\}
\end{aligned} \tag{178}$$

Annexe D : Calcul des champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle magnétique

Les champs électrique \vec{E}_F et magnétique \vec{H}_F créés par un courant magnétique parcourant un contour rectiligne C représentant le dipôle magnétique (figure 151) sont obtenus à partir du potentiel vecteur électrique \vec{F} :

$$\vec{F}(x, y, z) = \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_C \vec{I}_m(x', y', z') \frac{e^{-jkd}}{d} dl' \quad (179)$$

avec :

- (x, y, z) les coordonnées du point de l'espace où les champs électrique et magnétique sont évalués,
- (x', y', z') les coordonnées d'un point de la source,
- ε est la permittivité du milieu,
- d est la distance entre le point (x', y', z') de la source et le point d'observation et
- C le chemin le long de la source.

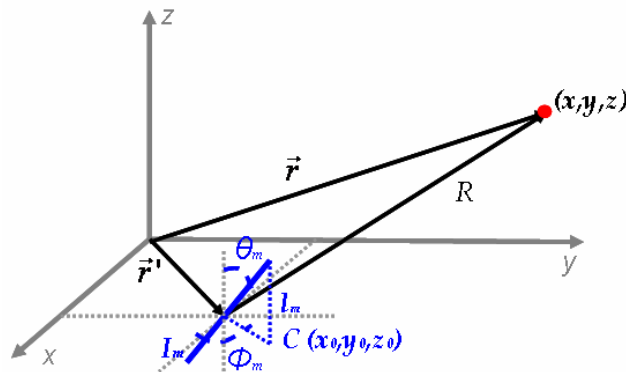


Figure 151 : Dipôle magnétique dans l'espace

Si la ligne de courant est suffisamment courte et fine par rapport à la longueur d'onde ($l_m \ll \lambda$ et $a \ll \lambda$) et si le point d'observation est suffisamment éloigné de la source, l'intégration est approximée par la longueur de la ligne et $I_m = \text{constant}$.

$$\vec{F}(x, y, z) = \frac{\epsilon I_m l_m}{4\pi R} e^{-jkR} (\sin\theta_m \cos\phi_m \hat{x} + \sin\theta_m \sin\phi_m \hat{y} + \cos\theta_m \hat{z}) \quad (180)$$

et :

$$d = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} = \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2} = R = cte. \quad (181)$$

où :

- θ_m est l'orientation du dipôle en élévation,
- ϕ_m est l'orientation du dipôle en azimut et
- (x_0, y_0, z_0) sont les coordonnées du centre du dipôle.

Le champ électrique est calculé à partir de l'expression suivante :

$$\vec{E}_F = -\frac{1}{\epsilon} \vec{\nabla} \times \vec{F} = -\frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial F_z}{\partial y} - \frac{\partial F_y}{\partial z} \right) \hat{x} - \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial F_x}{\partial z} - \frac{\partial F_z}{\partial x} \right) \hat{y} - \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial F_y}{\partial x} - \frac{\partial F_x}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (182)$$

Les trois composantes du champ électrique sont alors :

$$\begin{aligned} E_{F,x} &= -\frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial F_z}{\partial y} - \frac{\partial F_y}{\partial z} \right) = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\epsilon I_m l_m}{4\pi} \left[\cos\theta_m \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \sin\theta_m \sin\phi_m \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] \\ &= \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} (1 + jkR) e^{-jkR} [(y - y_0) \cos\theta_m - (z - z_0) \sin\theta_m \sin\phi_m] \end{aligned} \quad (183)$$

$$\begin{aligned} E_{F,y} &= -\frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial F_x}{\partial z} - \frac{\partial F_z}{\partial x} \right) = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\epsilon I_m l_m}{4\pi} \left[\sin\theta_m \cos\phi_m \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \cos\theta_m \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] \\ &= \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} (1 + jkR) e^{-jkR} [(z - z_0) \sin\theta_m \cos\phi_m - (x - x_0) \cos\theta_m] \end{aligned} \quad (184)$$

$$\begin{aligned} E_{F,z} &= -\frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial F_y}{\partial x} - \frac{\partial F_x}{\partial y} \right) = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\epsilon I_m l_m}{4\pi} \left[\sin\theta_m \sin\phi_m \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) - \sin\theta_m \cos\phi_m \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] \\ &= \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} (1 + jkR) e^{-jkR} \sin\theta_m [(x - x_0) \sin\phi_m - (y - y_0) \cos\phi_m] \end{aligned} \quad (185)$$

Le champ magnétique est obtenu à partir du champ électrique :

$$\vec{H}_F = j \frac{1}{\omega \mu} \vec{\nabla} \times \vec{E}_F = j \frac{1}{\omega \mu} \left(\frac{\partial E_{F,z}}{\partial y} - \frac{\partial E_{F,y}}{\partial z} \right) \hat{x} + j \frac{1}{\omega \mu} \left(\frac{\partial E_{F,x}}{\partial z} - \frac{\partial E_{F,z}}{\partial x} \right) \hat{y} + j \frac{1}{\omega \mu} \left(\frac{\partial E_{F,y}}{\partial x} - \frac{\partial E_{F,x}}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (186)$$

$$H_{F,x} = j \frac{1}{\omega\mu} \left(\frac{\partial E_{F,z}}{\partial y} - \frac{\partial E_{F,y}}{\partial z} \right) = \frac{k^2}{j\omega\mu} \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ R^2 \sin\theta_m \cos\phi_m \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \right. \\ \left. - (x-x_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\sin\theta_m \cos\phi_m + (y-y_0)\sin\theta_m \sin\phi_m + (z-z_0)\cos\theta_m] \right\} \quad (187)$$

$$H_{F,y} = j \frac{1}{\omega\mu} \left(\frac{\partial E_{F,x}}{\partial z} - \frac{\partial E_{F,z}}{\partial x} \right) = \frac{k^2}{j\omega\mu} \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ R^2 \sin\theta_m \sin\phi_m \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \right. \\ \left. - (y-y_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\sin\theta_m \cos\phi_m + (y-y_0)\sin\theta_m \sin\phi_m + (z-z_0)\cos\theta_m] \right\} \quad (188)$$

$$H_{F,z} = j \frac{1}{\omega\mu} \left(\frac{\partial E_{F,y}}{\partial x} - \frac{\partial E_{F,x}}{\partial y} \right) = \frac{k^2}{j\omega\mu} \frac{I_m l_m}{4\pi R^3} e^{-jkR} \left\{ R^2 \cos\theta_m \left(1 - \frac{j}{kR} - \frac{1}{(kR)^2} \right) \right. \\ \left. - (z-z_0) \left(1 - j \frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \right) [(x-x_0)\sin\theta_m \cos\phi_m + (y-y_0)\sin\theta_m \sin\phi_m + (z-z_0)\cos\theta_m] \right\} \quad (189)$$

Annexe E : Application du modèle champ électrique-magnétique 2D à un coupleur hybride 90°

Nous caractérisons un coupleur hybride 90° fonctionnant à 960MHz et dont le substrat a une épaisseur $h=0,8\text{mm}$ et une permittivité relative $\epsilon_r=4,4$ (figure 152). La dimension du substrat est de 127mm (x) x 104mm (y).

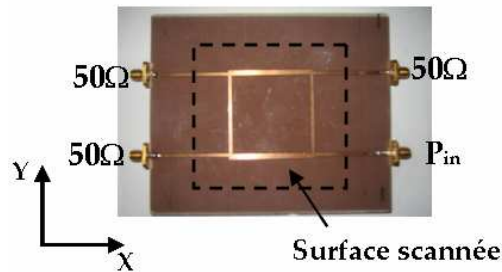


Figure 152 : Coupleur hybride 90°

Le modèle est construit à partir des cartographies à 2mm issues d'une simulation HFSS et il est utilisé pour calculer le rayonnement à 10mm. La surface scannée est 70mm (x) x 70mm (y) avec 26 points suivant x et 26 suivant y . Le centre du scan coïncide avec le centre du circuit. Le nombre de sources est fixé à 676 dipôles électriques et 676 dipôles magnétiques avec un espacement de 2,8mm suivant les deux directions.

La figure 153 montre les courants I_e et I_m trouvés par le modèle :

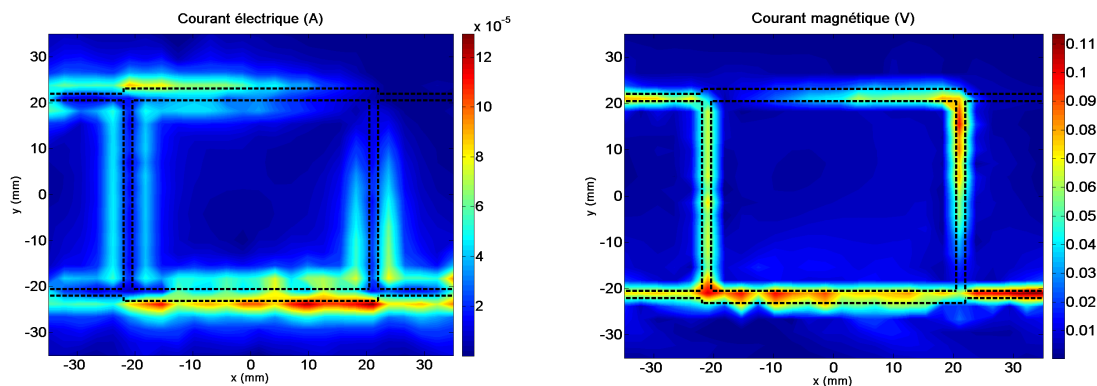


Figure 153 : Courants des dipôles du modèle du coupleur hybride

Comme dans le cas de la ligne microruban (chapitre 2), les sources de rayonnement déterminées par le modèle coïncident avec l'emplacement des vraies sources de rayonnement. Les courants les plus forts sont sur les pistes métalliques du circuit.

Sur la figure 154 et sur la figure 155, les trois composantes des champs électrique et magnétique (en amplitude et phase) à 2 et 10mm obtenues à partir du modèle sont comparées aux simulations HFSS :

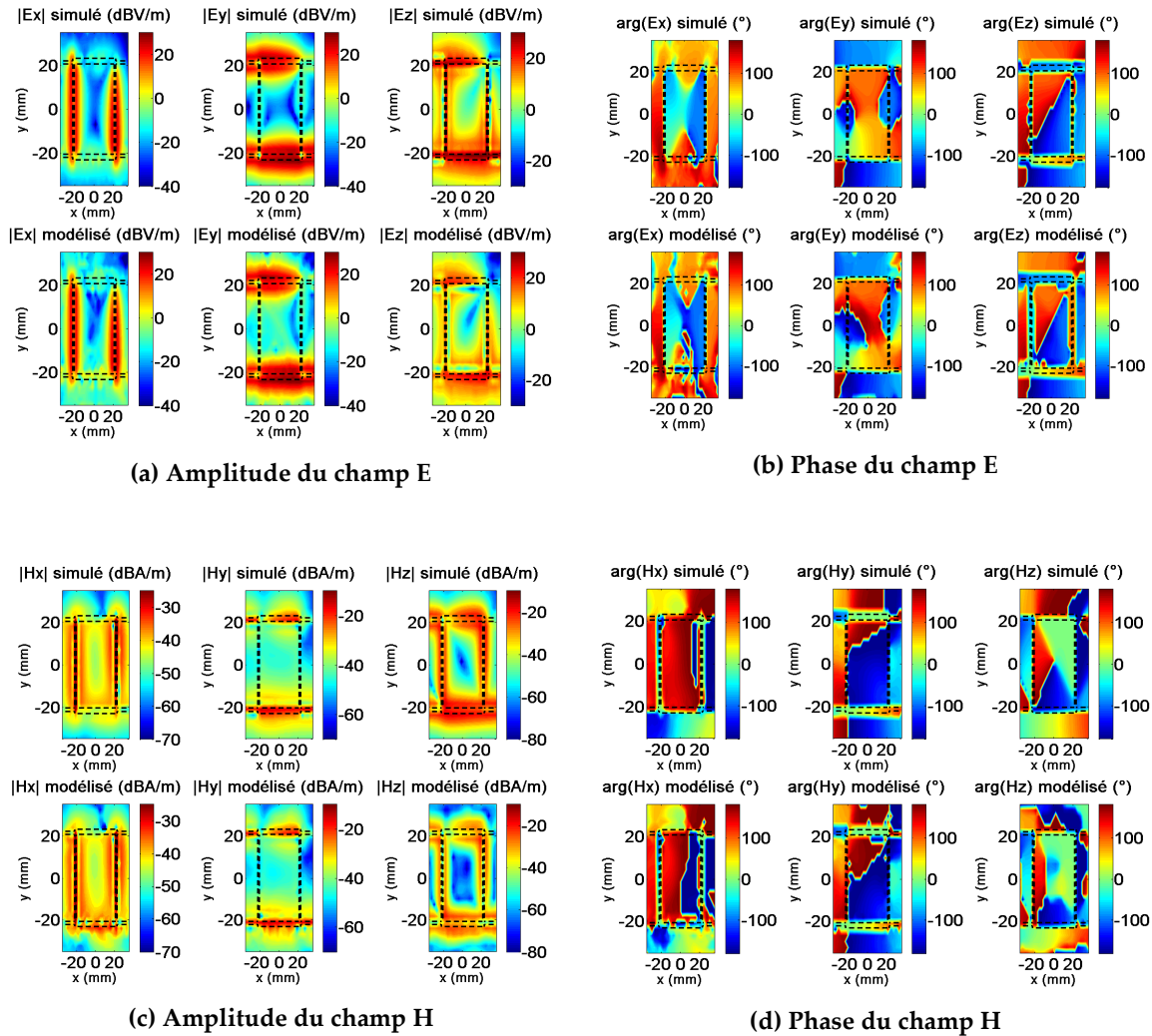


Figure 154 : Modèle et simulation HFSS du coupleur hybride à 2mm

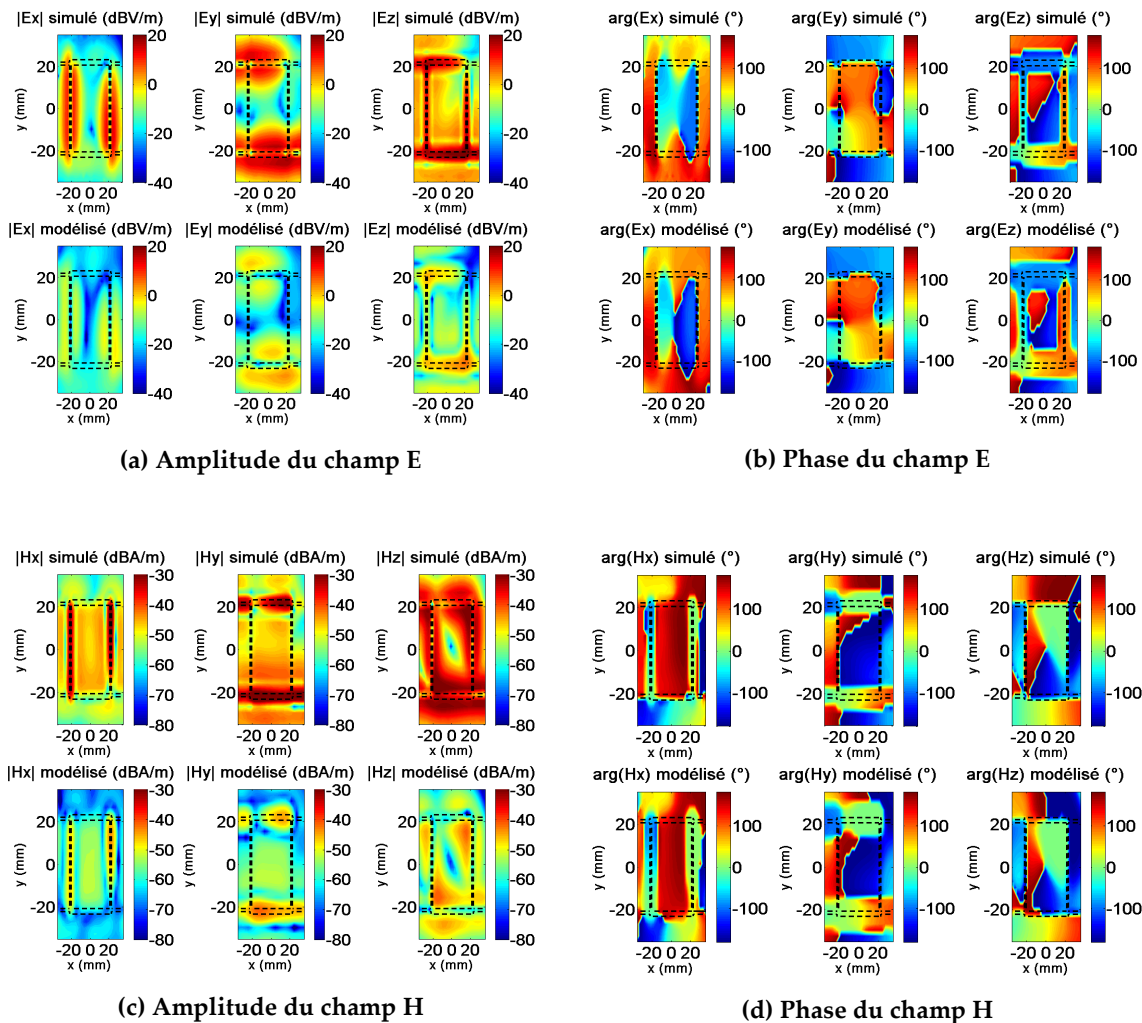


Figure 155 : Modèle et simulation HFSS du coupleur hybride à 10mm

Les erreurs obtenues pour les trois composantes à 2 et 10mm sont les suivantes :

	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
2mm	$4,7178 \cdot 10^{-4}$	$9,2687 \cdot 10^{-4}$	0,0346	0,0017	0,0027	0,0192
10mm	0,0424	0,0537	0,0543	0,0382	0,0586	0,0371

Table 18 : Erreurs sur les trois composantes des champs simulés par le modèle du coupleur hybride

Malgré une différence de niveau à 10mm, nous obtenons des résultats acceptables pour les différentes cartes.

Annexe F : Etude sur la validité de la représentation d'un dipôle magnétique comme une boucle électrique équivalente discrétisée

➤ *Influence de la fréquence de travail*

En gardant les paramètres définis dans le chapitre 2 et en prenant 4 segments, nous faisons varier la fréquence de 100kHz à 10GHz. La figure 156 montre les erreurs obtenues en fonction de la fréquence et la table 19 les erreurs minimales et maximales des cartographies à chaque fréquence et composante.

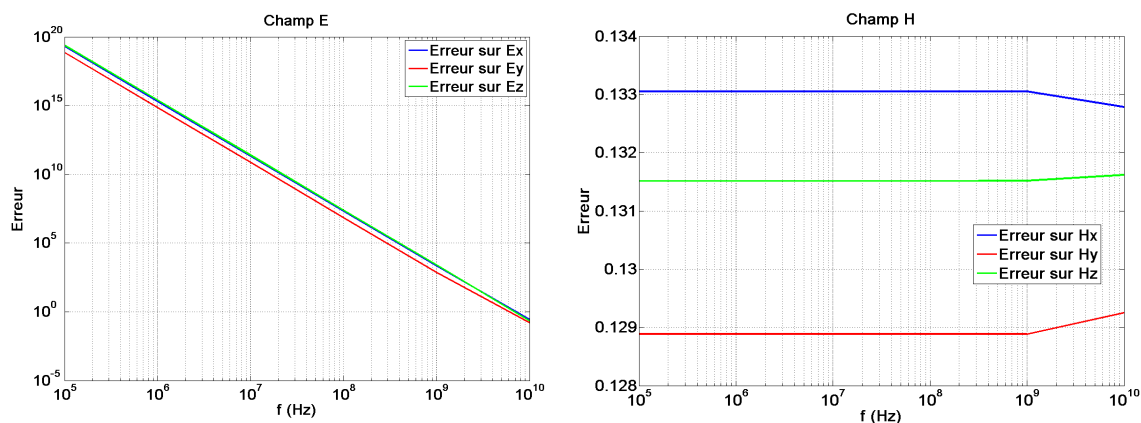


Figure 156 : Influence de la fréquence

		E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
100kHz	Min	$5,61 \cdot 10^5$	$1,34 \cdot 10^6$	$4,15 \cdot 10^5$	$1,84 \cdot 10^{-9}$	$9,87 \cdot 10^{-7}$	$3,53 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,72 \cdot 10^{21}$	$1,03 \cdot 10^{21}$	$5,97 \cdot 10^{21}$	$1,12 \cdot 10^1$	5,74	8,18
1MHz	Min	$5,59 \cdot 10^1$	$1,34 \cdot 10^2$	$4,09 \cdot 10^1$	$1,84 \cdot 10^{-9}$	$9,87 \cdot 10^{-7}$	$3,53 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,72 \cdot 10^{17}$	$1,03 \cdot 10^{17}$	$5,97 \cdot 10^{17}$	$1,12 \cdot 10^1$	5,74	8,18
10MHz	Min	$3,11 \cdot 10^{-3}$	$7,97 \cdot 10^{-3}$	$3,81 \cdot 10^{-4}$	$1,84 \cdot 10^{-9}$	$9,87 \cdot 10^{-7}$	$3,53 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,72 \cdot 10^{13}$	$1,03 \cdot 10^{13}$	$5,97 \cdot 10^{13}$	$1,12 \cdot 10^1$	5,74	8,18
100MHz	Min	$5,97 \cdot 10^{-7}$	$6,63 \cdot 10^{-6}$	$1,85 \cdot 10^{-3}$	$1,32 \cdot 10^{-9}$	$9,73 \cdot 10^{-7}$	$3,53 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,72 \cdot 10^9$	$1,03 \cdot 10^9$	$5,97 \cdot 10^9$	$1,12 \cdot 10^1$	5,74	8,18
1GHz	Min	$7,16 \cdot 10^{-9}$	$4,02 \cdot 10^{-7}$	$3,74 \cdot 10^{-6}$	$3,93 \cdot 10^{-7}$	$2,07 \cdot 10^{-7}$	$3,58 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,67 \cdot 10^5$	$1,01 \cdot 10^5$	$5,91 \cdot 10^5$	$1,12 \cdot 10^1$	5,74	8,18
10GHz	Min	$5,09 \cdot 10^{-4}$	$5,09 \cdot 10^{-4}$	$5,05 \cdot 10^{-6}$	$2,62 \cdot 10^{-3}$	$2,05 \cdot 10^{-3}$	$1,46 \cdot 10^{-7}$

	Max	$2,71 \cdot 10^1$	$1,43 \cdot 10^1$	$2,31 \cdot 10^1$	8,51	4,05	$1,08 \cdot 10^1$
--	------------	-------------------	-------------------	-------------------	------	------	-------------------

Table 19 : Erreurs minimales sur les composantes de champ selon la fréquence

Pour le champ électrique, nous constatons que l'erreur diminue quand la fréquence augmente, tandis que pour le champ magnétique, la variation reste constante. Augmenter la fréquence tout en conservant la distance d'étude constante revient en fait à s'éloigner de la source d'un point de vue longueur d'onde. Par conséquent, le fait de s'éloigner efface un peu les effets de la discrétisation de la source en la rendant proche d'un point.

La figure 157 et la figure 158 montrent les amplitudes des champs \vec{E} et \vec{H} à 100kHz et 10GHz.

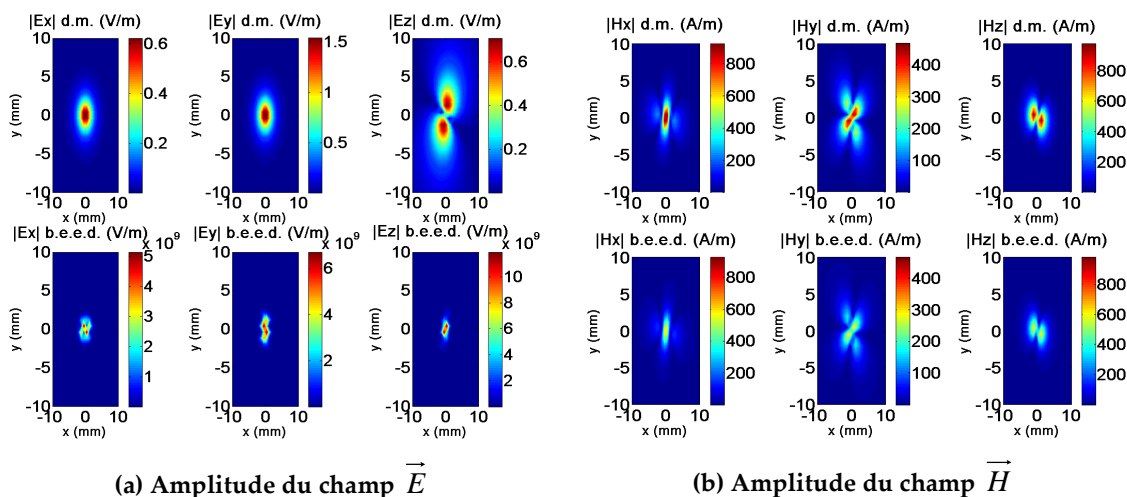


Figure 157 : Amplitude des champs à 100kHz

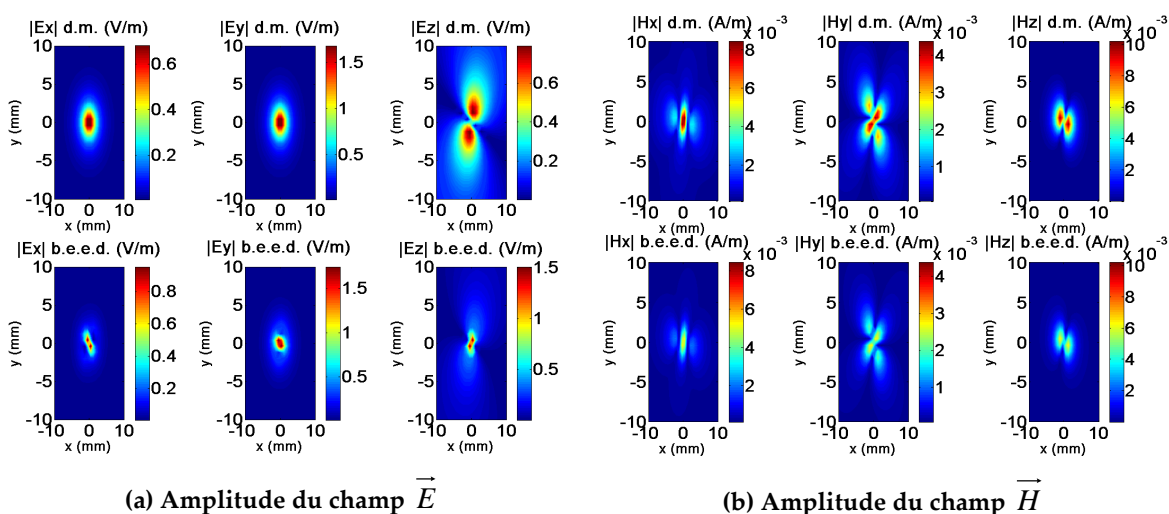


Figure 158 : Amplitude des champs à 10GHz

A 10GHz, les niveaux de champ sont assez proches malgré quelques différences persistent. La distance d'analyse semble trop proche de la source mais les 2mm sont choisis car elles correspondent à la distance habituelle de modélisation.

➤ Influence de la distance d'évaluation des champs

Nous faisons varier maintenant la distance d'évaluation des champs \vec{E} et \vec{H} au-dessus du dipôle de 1 à 10mm. La figure 159 montre les erreurs obtenues en fonction de cette distance et la table 20 les erreurs minimales et maximales des cartographies pour chaque distance et composante.

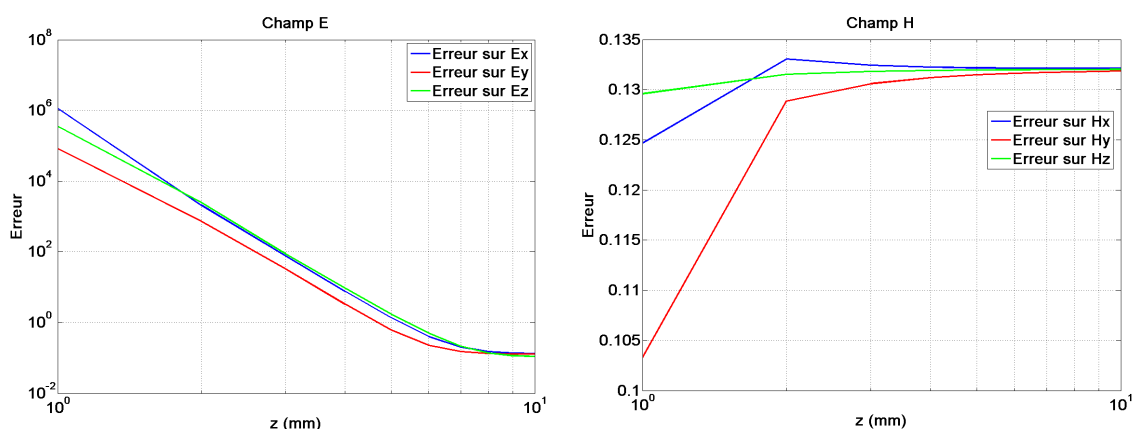


Figure 159 : Influence de la distance d'évaluation des champs

		E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
1mm	Min	$1,67 \cdot 10^{-8}$	$7,37 \cdot 10^{-10}$	$8,72 \cdot 10^{-7}$	$3,50 \cdot 10^{-8}$	$4,88 \cdot 10^{-9}$	$5,83 \cdot 10^{-10}$
	Max	$2,13 \cdot 10^8$	$2,61 \cdot 10^7$	$8,24 \cdot 10^7$	$1,55 \cdot 10^1$	$1,31 \cdot 10^1$	2,65
2mm	Min	$7,16 \cdot 10^{-9}$	$4,02 \cdot 10^{-7}$	$3,75 \cdot 10^{-6}$	$3,92 \cdot 10^{-7}$	$2,07 \cdot 10^{-7}$	$3,58 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,67 \cdot 10^5$	$1,01 \cdot 10^5$	$5,91 \cdot 10^5$	$1,12 \cdot 10^1$	5,74	8,18
3mm	Min	$5,63 \cdot 10^{-8}$	$4,60 \cdot 10^{-7}$	$6,32 \cdot 10^{-6}$	$2,11 \cdot 10^{-7}$	$9,53 \cdot 10^{-8}$	$3,21 \cdot 10^{-7}$
	Max	$6,22 \cdot 10^3$	$3,32 \cdot 10^3$	$8,92 \cdot 10^3$	6,08	2,57	3,78
4mm	Min	$8,58 \cdot 10^{-8}$	$6,42 \cdot 10^{-6}$	$9,73 \cdot 10^{-6}$	$6,56 \cdot 10^{-7}$	$1,02 \cdot 10^{-6}$	$1,32 \cdot 10^{-6}$
	Max	$3,04 \cdot 10^2$	$2,09 \cdot 10^2$	676	3,65	1,48	2,16
5mm	Min	$5,86 \cdot 10^{-6}$	$1,84 \cdot 10^{-3}$	$9,66 \cdot 10^{-6}$	$1,89 \cdot 10^{-6}$	$4,72 \cdot 10^{-5}$	$3,47 \cdot 10^{-6}$
	Max	$3,36 \cdot 10^1$	$1,88 \cdot 10^1$	$8,31 \cdot 10^1$	2,50	1,08	1,42
6mm	Min	$3,41 \cdot 10^{-4}$	$1,44 \cdot 10^{-3}$	$8,45 \cdot 10^{-6}$	$3,41 \cdot 10^{-6}$	$7,7 \cdot 10^{-6}$	$6,25 \cdot 10^{-6}$
	Max	7,03	2,97	$1,27 \cdot 10^1$	1,82	$8,11 \cdot 10^{-1}$	1,01
7mm	Min	$2,45 \cdot 10^{-4}$	$7,43 \cdot 10^{-4}$	$7,23 \cdot 10^{-6}$	$7,03 \cdot 10^{-6}$	$6,56 \cdot 10^{-6}$	$8,31 \cdot 10^{-4}$
	Max	2,50	1,21	2,50	1,42	$6,18 \cdot 10^{-1}$	$7,43 \cdot 10^{-1}$
8mm	Min	$5,04 \cdot 10^{-3}$	$9,46 \cdot 10^{-3}$	$2,54 \cdot 10^{-6}$	$1,13 \cdot 10^{-5}$	$4,44 \cdot 10^{-6}$	$9,80 \cdot 10^{-6}$
	Max	1,15	$6,76 \cdot 10^{-1}$	$5,68 \cdot 10^{-1}$	1,15	$5,22 \cdot 10^{-1}$	$6,17 \cdot 10^{-1}$
9mm	Min	$1,14 \cdot 10^{-2}$	$1,34 \cdot 10^{-2}$	$1,59 \cdot 10^{-6}$	$3,32 \cdot 10^{-5}$	$3,07 \cdot 10^{-5}$	$1,07 \cdot 10^{-5}$
	Max	$6,53 \cdot 10^{-1}$	$4,53 \cdot 10^{-1}$	$3,76 \cdot 10^{-1}$	$9,46 \cdot 10^{-1}$	$4,55 \cdot 10^{-1}$	$5,16 \cdot 10^{-1}$
10mm	Min	$1,63 \cdot 10^{-2}$	$1,80 \cdot 10^{-2}$	$1,08 \cdot 10^{-8}$	$3,16 \cdot 10^{-5}$	$1,35 \cdot 10^{-5}$	$1,13 \cdot 10^{-5}$

	Max	$4,48 \cdot 10^{-1}$	$3,47 \cdot 10^{-1}$	$3,40 \cdot 10^{-1}$	$8,11 \cdot 10^{-1}$	$4,09 \cdot 10^{-1}$	$4,51 \cdot 10^{-1}$
--	------------	----------------------	----------------------	----------------------	----------------------	----------------------	----------------------

Table 20 : Erreurs minimales sur les composantes de champ selon la distance

De la même façon, dans ce cas, l'erreur diminue quand la distance d'évaluation augmente pour le champ électrique, tandis que pour le champ magnétique, la variation reste constante. De plus, l'écart entre l'erreur minimale et maximale pour le champ électrique est beaucoup plus élevé que pour le champ magnétique où il est pratiquement négligeable. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'au fur et à mesure que nous nous éloignons du centre de la boucle, nous voyons sa forme carrée s'approcher d'une boucle ronde. De plus, le rayonnement d'une ligne de courant seule fait apparaître des maxima de champ électrique au niveau des extrémités, ces extrémités n'influençant en revanche pas le champ magnétique. Ainsi en discrétisant la boucle par 4 lignes de courant et en étant proche de la boucle, nous rendons les extrémités des lignes influentes en créant de forts champs localisés et par conséquent nous engendrons des erreurs élevées. Pour le champ magnétique, le rôle des extrémités est moindre. Ces remarques conviennent également au cas précédent car augmenter la fréquence ou la distance d'évaluation revient à s'éloigner d'un point de vue longueur d'onde.

➤ Influence du rayon de la boucle électrique équivalente discrétisée

Nous étudions ici la variation de la taille du rayon de la boucle équivalente de 0,01 à 0,9mm. La figure 160 montre les erreurs obtenues et la table 21 les erreurs minimales et maximales pour chaque rayon et composante.

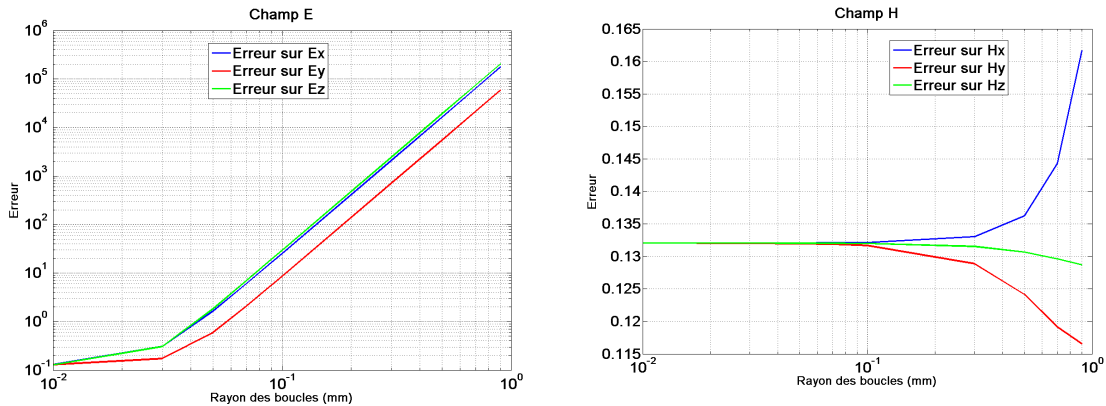


Figure 160 : Influence du rayon de la boucle

		E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
0,01mm	Min	$7,43 \cdot 10^{-5}$	$7,43 \cdot 10^{-5}$	$2,82 \cdot 10^{-6}$	$4,09 \cdot 10^{-7}$	$1,80 \cdot 10^{-7}$	$3,61 \cdot 10^{-8}$
	Max	7,91	6,35	2,50	$1,06 \cdot 10^1$	5,74	8,04
0,03mm	Min	$7,30 \cdot 10^{-5}$	$7,37 \cdot 10^{-5}$	$2,83 \cdot 10^{-6}$	$4,09 \cdot 10^{-7}$	$1,80 \cdot 10^{-7}$	$3,61 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,30 \cdot 10^1$	$1,71 \cdot 10^1$	$4,41 \cdot 10^1$	$1,06 \cdot 10^1$	5,74	8,04
0,05mm	Min	$7,16 \cdot 10^{-5}$	$7,37 \cdot 10^{-5}$	$2,85 \cdot 10^{-6}$	$4,09 \cdot 10^{-7}$	$1,80 \cdot 10^{-7}$	$3,61 \cdot 10^{-8}$
	Max	$2,00 \cdot 10^2$	$6,80 \cdot 10^1$	$4,10 \cdot 10^2$	$1,08 \cdot 10^1$	5,74	8,04

0,07mm	Min	$3,10 \cdot 10^{-5}$	$7,30 \cdot 10^{-5}$	$2,87 \cdot 10^{-6}$	$4,09 \cdot 10^{-7}$	$1,81 \cdot 10^{-7}$	$3,61 \cdot 10^{-8}$
	Max	$9,19 \cdot 10^2$	$2,20 \cdot 10^2$	$1,65 \cdot 10^3$	$1,07 \cdot 10^1$	5,74	8,11
0,09mm	Min	$1,93 \cdot 10^{-8}$	$4,61 \cdot 10^{-5}$	$2,90 \cdot 10^{-6}$	$4,08 \cdot 10^{-7}$	$1,81 \cdot 10^{-7}$	$3,61 \cdot 10^{-8}$
	Max	$2,69 \cdot 10^3$	$6,89 \cdot 10^2$	$4,61 \cdot 10^3$	$1,07 \cdot 10^1$	5,74	8,11
0,1mm	Min	$2,04 \cdot 10^{-6}$	$1,42 \cdot 10^{-5}$	$2,92 \cdot 10^{-6}$	$4,08 \cdot 10^{-7}$	$1,82 \cdot 10^{-7}$	$3,61 \cdot 10^{-8}$
	Max	$4,1810^3$	$1,0810^3$	$7,10 \cdot 10^3$	$1,07 \cdot 10^1$	5,74	8,11
0,3mm	Min	$7,16 \cdot 10^{-9}$	$4,02 \cdot 10^{-7}$	$3,75 \cdot 10^{-6}$	$3,92 \cdot 10^{-7}$	$2,07 \cdot 10^{-7}$	$3,58 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,67 \cdot 10^5$	$1,01 \cdot 10^5$	$5,91 \cdot 10^5$	$1,12 \cdot 10^1$	5,74	8,18
0,5mm	Min	$2,95 \cdot 10^{-6}$	$2,09 \cdot 10^{-8}$	$4,99 \cdot 10^{-6}$	$3,42 \cdot 10^{-7}$	$2,62 \cdot 10^{-7}$	$3,52 \cdot 10^{-8}$
	Max	$2,91 \cdot 10^6$	$7,91 \cdot 10^5$	$4,64 \cdot 10^6$	$1,24 \cdot 10^1$	5,81	8,38
0,7mm	Min	$3,32 \cdot 10^{-6}$	$5,54 \cdot 10^{-9}$	$2,31 \cdot 10^{-6}$	$2,29 \cdot 10^{-7}$	$3,56 \cdot 10^{-7}$	$3,43 \cdot 10^{-8}$
	Max	$1,13 \cdot 10^7$	$3,03 \cdot 10^6$	$1,82 \cdot 10^7$	$1,55 \cdot 10^1$	5,81	8,65
0,9mm	Min	$5,41 \cdot 10^{-6}$	$3,72 \cdot 10^{-7}$	$1,25 \cdot 10^{-6}$	$1,18 \cdot 10^{-7}$	$5,05 \cdot 10^{-7}$	$3,32 \cdot 10^{-8}$
	Max	$3,16 \cdot 10^7$	$8,11 \cdot 10^6$	$5,05 \cdot 10^7$	$2,11 \cdot 10^1$	7,10	9,12

Table 21 : Erreurs minimales sur les composantes de champ selon le rayon de boucle

Nous remarquons que l'erreur augmente avec l'agrandissement du rayon pour le champ électrique et elle reste presque constante pour le champ magnétique. L'explication, dans ce cas, revient au même que pour la distance d'évaluation des champs : pour un petit rayon, la forme carrée de la boucle s'approche d'une boucle ronde, tandis que pour un grand rayon, la forme carrée reste perceptible engendrant ainsi des « effets de pointe ». Pour le champ magnétique, il n'y a pas d'effet de pointe.

➤ Influence de l'orientation du dipôle magnétique dans l'espace

Nous étudions l'influence de l'orientation du dipôle dans le plan XY en faisant varier l'angle ϕ_m de 0 à 360°. La figure 161 montre les erreurs obtenues.

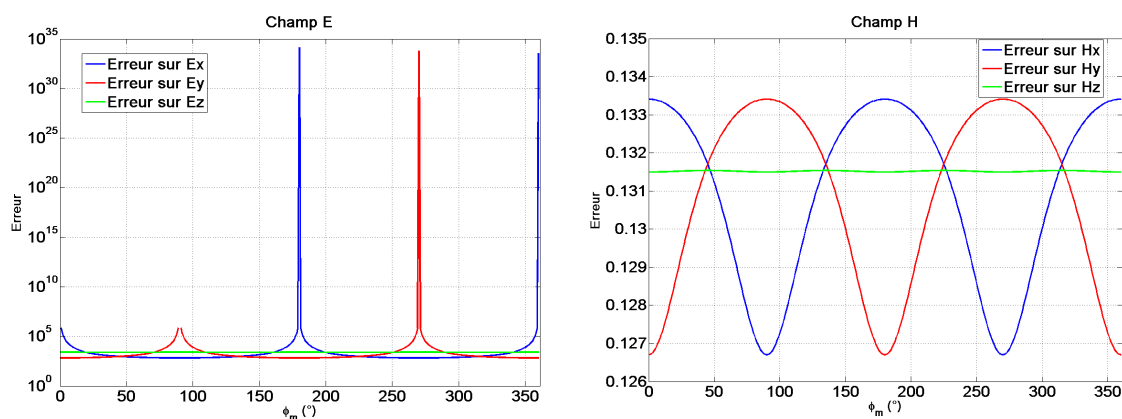


Figure 161 : Influence de l'orientation du dipôle magnétique

Nous remarquons que l'erreur fluctue en fonction de ϕ_m pour le champ électrique et elle reste pratiquement constante pour le champ magnétique.

La figure 162 et la figure 163 montrent les amplitudes des champs \vec{E} et \vec{H} pour les orientations de 45° et 180° .

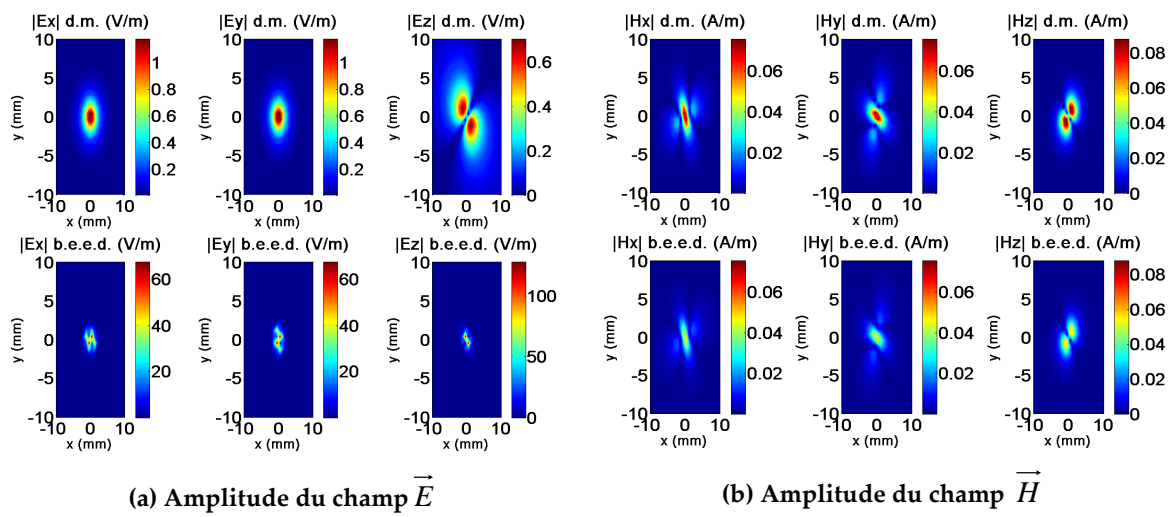


Figure 162 : Amplitude des champs pour $\phi_m=45^\circ$

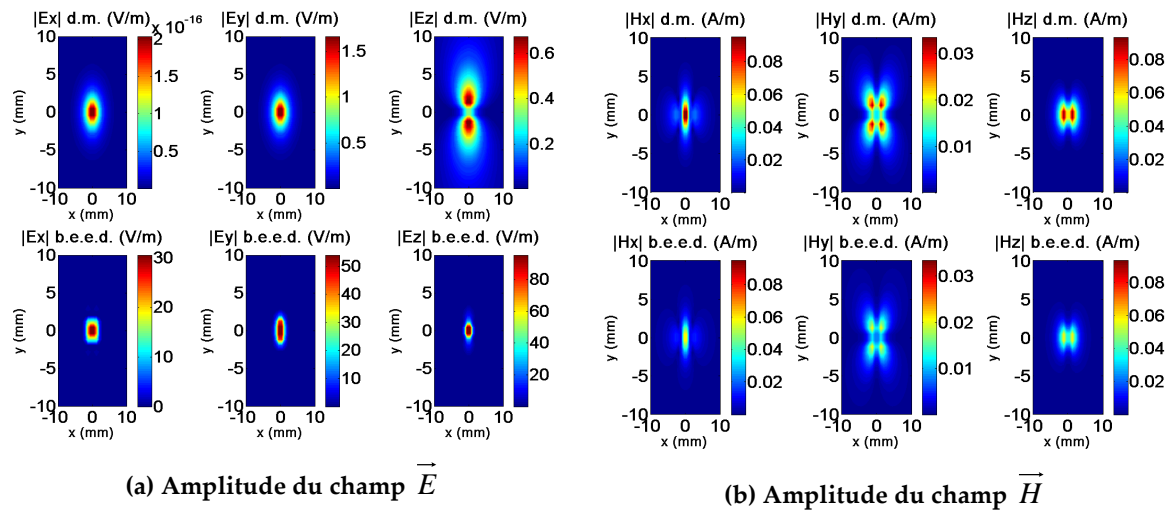


Figure 163 : Amplitude des champs pour $\phi_m=180^\circ$

Annexe G : Calcul des tensions aux extrémités d'une ligne de transmission pour le modèle de Taylor

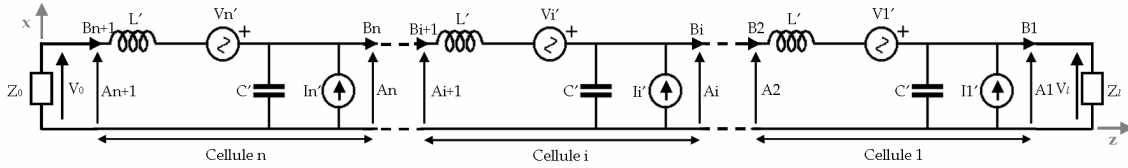


Figure 164 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission pour l'étude du couplage à travers le modèle de Taylor

Pour la cellule i :

$$\begin{cases} A_{i+1} = A_i + j\omega L' B_{i+1} - V_i' \\ B_{i+1} = B_i + j\omega C' A_i - I_i' \end{cases} \quad (190)$$

$$A_{i+1} = A_i + j\omega L' (B_i + j\omega C' A_i - I_i') - V_i' = A_i (1 - \omega^2 L' C') + j\omega L' B_i - V_i' - j\omega L' I_i' \quad (191)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} A_{i+1} \\ B_{i+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & -j\omega L' \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_i' \\ I_i' \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 L' C' & j\omega L' \\ j\omega C' & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_i \\ B_i \end{pmatrix} = [\alpha] \begin{pmatrix} V_i' \\ I_i' \end{pmatrix} + [\beta] \begin{pmatrix} A_i \\ B_i \end{pmatrix} \quad (192)$$

Nous souhaitons déterminer l'expression de A_{n+1} , B_{n+1} de la cellule n en fonction de A_1 et B_1 :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_{n+1} \\ B_{n+1} \end{pmatrix} &= [\alpha] \begin{pmatrix} V_n' \\ I_n' \end{pmatrix} + [\beta] \begin{pmatrix} A_n \\ B_n \end{pmatrix} = [\alpha] \begin{pmatrix} V_n' \\ I_n' \end{pmatrix} + [\beta] \left([\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-1}' \\ I_{n-1}' \end{pmatrix} + [\beta] \begin{pmatrix} A_{n-1} \\ B_{n-1} \end{pmatrix} \right) \\ &= [\alpha] \begin{pmatrix} V_n' \\ I_n' \end{pmatrix} + [\beta][\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-1}' \\ I_{n-1}' \end{pmatrix} + [\beta]^2 \begin{pmatrix} A_{n-1} \\ B_{n-1} \end{pmatrix} \\ &= [\alpha] \begin{pmatrix} V_n' \\ I_n' \end{pmatrix} + [\beta][\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-1}' \\ I_{n-1}' \end{pmatrix} + [\beta]^2 \left([\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-2}' \\ I_{n-2}' \end{pmatrix} + [\beta] \begin{pmatrix} A_{n-2} \\ B_{n-2} \end{pmatrix} \right) \\ &= [\alpha] \begin{pmatrix} V_n' \\ I_n' \end{pmatrix} + [\beta][\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-1}' \\ I_{n-1}' \end{pmatrix} + [\beta]^2 [\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-2}' \\ I_{n-2}' \end{pmatrix} + [\beta]^3 \begin{pmatrix} A_{n-2} \\ B_{n-2} \end{pmatrix} = \dots \end{aligned} \quad (193)$$

L'expression générale est alors :

$$\begin{pmatrix} A_{n+1} \\ B_{n+1} \end{pmatrix} = \sum_{k=0}^{n-1} [\beta]^k [\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-k}' \\ I_{n-k}' \end{pmatrix} + [\beta]^n \begin{pmatrix} A_1 \\ B_1 \end{pmatrix} \quad (194)$$

Comme $A_{n+1}=V_0$, $B_{n+1}=-V_0/Z_0$, $A_1=V_L$ et $B_1=V_L/Z_L$, nous pouvons écrire l'équation précédente comme :

$$V_0 \begin{pmatrix} 1 \\ -1/Z_0 \end{pmatrix} = \sum_{k=0}^{n-1} [\beta]^k [\alpha] \begin{pmatrix} V_{n-k}' \\ I_{n-k}' \end{pmatrix} + V_L [\beta]^n \begin{pmatrix} 1 \\ 1/Z_L \end{pmatrix} \quad (195)$$

et de façon équivalente :

$$V_0 \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} + V_L \begin{pmatrix} c \\ d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \rightarrow \begin{cases} aV_0 + cV_L = e \\ bV_0 + dV_L = f \end{cases} \quad (196)$$

Nos deux inconnues V_0 et V_L valent :

$$\begin{cases} V_0 = \frac{de - cf}{ad - bc} \\ V_L = \frac{be - af}{bc - ad} \end{cases} \quad (197)$$

Il nous reste à déterminer les V_i' et I_i' de chaque section dz :

$$V_i' = \frac{d\phi}{dt} = j\omega\mu_0 \int_z^{z+dz} \int_0^h \vec{H}_y \cdot d\vec{S} = j\omega\mu_0 dz \sum_{k=1}^p H_y(x_k) dx_k \quad (198)$$

$$I_i' = \frac{dq}{dt} = C' \frac{U_{A-B}}{dt} = j\omega C' \int_A^B \vec{E} \cdot d\vec{l} = j\omega C' \sum_{k=1}^p E_x(x_k) dx_k \quad (199)$$

Annexe H : Liste des publications

- Conférences

“A radiated emission model compatible to a commercial electromagnetic simulation tool” [PFL1]

P. Fernández López, A. Ramanujan, Y. Vives Gilabert, C. Arcambal, A. Louis, B. Mazari

20th Symposium on EMC, 12-16 Janvier 2009, Zurich (Suisse), pp. 369-372.

“Modélisation des émissions rayonnées à l’aide de dipôles électriques et magnétiques” [PFL2]

P. Fernández López, C. Arcambal, S. Verdeyme, D. Baudry, et B. Mazari

Télécom 2009 & 6^{ème} JFMMA, 11-13 Mars 2009, Agadir (Maroc), papier no. 97.

“Near-field measurements to create a model suitable for a commercial simulation tool” [PFL3]

P. Fernández López, C. Arcambal, S. Verdeyme, D. Baudry, B. Mazari

4th Int. Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging (ICONIC), 24-26 Juin 2009, Taipei (Taiwan), pp. 208-213

“Radiation modeling and electromagnetic simulation of an active circuit” [PFL4]

P. Fernández López, C. Arcambal, D. Baudry, S. Verdeyme, B. Mazari

7th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo 09), 17-19 Novembre 2009, Toulouse (France), papier no. 58.

“Near-field probes characterization and inter-laboratory comparisons of measurements” [PFL5]

D. Baudry, P. Fernández López, B. Ejarque, N. Bigou, L. Bouchelouk, M. Ramdani, S. Serpaud

7th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo 09), 17-19 Novembre 2009, Toulouse (France), paper no. 50.

“Analysis of transmission line coupling with a near-field excitation” [PFL6]

C. Leseigneur, O. Kröning, P. Fernández López, D. Baudry, A. Louis, M. Leone

7th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo 09), 17-19 Novembre 2009, Toulouse (France), paper no. 62.

“Analyse du couplage entre une ligne de transmission et une excitation champ proche” [PFL7]

C. Leseigneur, P. Fernández López, D. Baudry, A. Louis

15^e Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2010), 7-9 Avril 2010, Limoges (France), papier no. 109.

“Near-field coupling model between electronic systems and transmission line” [PFL8]

C. Leseigneur, P. Fernández López, C. Arcambal, D. Baudry, A. Louis

IEEE International Symposium on EMC, 25-30 Juillet 2010, Fort Lauderdale (Etats-Unis), pp. 22-27.

“Modélisation 3D des émissions rayonnées des composants électroniques” [PFL9]

P. Fernández López, C. Arcambal, D. Baudry

Workshop 2emc 2010, 18-19 Novembre 2010, Rouen (France).

• **Journaux**

“Development of a magnetic near-field model and insertion into a commercial electromagnetic simulator” [PFL10]

P. Fernández López, C. Arcambal, Y. Vives Gilabert, A. Ramanujan, D. Baudry, A. Louis, B. Mazari

Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, vol. 17, no. 3, pp. 289-300, Novembre 2009.

“Simple electromagnetic modeling procedure: from near-field measurements to commercial electromagnetic simulation tool” [PFL11]

P. Fernández López, C. Arcambal, D. Baudry, S. Verdeyme, B. Mazari

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 59, no. 12, pp. 3111-3121, Décembre 2010.