

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté : Sciences et Technologie
Département : Electronique et Télécommunications
Laboratoire de domiciliation : Télécommunications (LT)

THÈSE
EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT EN 3^{ème} CYCLE

Domaine : Sciences et Technologie Filière : Télécommunications
Spécialité : Télécommunications

Présentée par

BENCHANA Mohamed Amine

Intitulée

Etude et Modélisation des Émissions Rayonnées en Champ Proche et Champ Lointain des Dispositifs Électroniques.

Soutenue le : 25/04/2023

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom

Grade

Université

Mr BOUALLEG Ahcene	Professeur	Univ. 8 Mai 1945- Guelma	Président
Mr BABOURI Abdesselam	Professeur	Univ. 8 Mai 1945- Guelma	Encadreur
Mr KHALFALLAOUI Abderrezak	MCB	Univ. 8 Mai 1945- Guelma	Co-encadreur
Mr RIAH Zouheir	HDR	ESIGELEC-France	Co-encadreur
Mr FEZARI Mohamed	Professeur	Univ. Badji Mokhtar Annaba	Examineur
Mr CHAABANE Abdelhalim	MCA	Univ. 8 Mai 1945- Guelma	Examineur

Année Universitaire : 2022/2023

Dédicace

Je tiens à dédier ce travail

A mes parents.

A ma sœur, à SML, à mon frère et à mes neveux.

A toutes ma famille BENCHANA et DJIMILI.

Mohamed Amine BENCHANA 

Remerciement

Tout d'abord, je tiens à remercier **Allah** pour toutes les bénédictions qu'Il m'a accordées et Sa réconciliation tout au long de ma vie.

Mes remerciements les plus profonds à ma famille, ma mère et mon père, pour leur soutien et leurs encouragements à poursuivre mes études sans aucune entrave. Je tiens également à exprimer mes plus profondes gratitude à ma sœur, Madame Samiha BENCHANA enseignante/MAA à l'Ecole Normale Supérieure Assia Dejebar-Université Des Frères Mentouri Constantine, Algérie, pour ses conseils, ses encouragements constants et sa relecture diligente de tous mes travaux de recherche qui ont amélioré la lisibilité de ces documents.

Mes chaleureux remerciements s'adressent à Messieurs Abdesselam BABOURI, Enseignant-Chercheur/Professeur à l'Université 8 Mai 1945 Guelma et directeur de cette thèse, Abderrezak KHALFALLAOUI Enseignant-Chercheur/MCA à l'Université 8 Mai 1945 Guelma, Algérie et co-encadrant, et Zouheir RIAH, Enseignant-Chercheur/HDR à l'ESIGELEC, France et co-encadrant, pour la confiance qu'ils m'ont accordée, la qualité d'encadrement ainsi que pour leurs encouragements incessants.

Mes sincères remerciements à tous les professeurs, le personnel technique et administratif du laboratoire LT/Département d'électronique et de télécommunication/Faculté des sciences et technologies/Université 8 Mai 1945 Guelma pour leur aide et leur bonne humeur. Un grand merci également à mes collègues du laboratoire LT.

Enfin, Je tiens à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté de relire mon manuscrit et pour leurs remarques constructives qui m'ont permis de s'améliorer en matière de rédaction.

Résumé

La Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) des composants électroniques à grande vitesse devient un aspect primordial dans la conception des systèmes modernes afin d'éviter la survenue de problèmes d'Interférences ElectroMagnétiques (IEM) et de garantir ainsi la commercialisation des produits électroniques de haute performance. L'élimination des problèmes d'IEM une fois les systèmes conçus et prêts à être mis en production peut généralement entraîner des retards et des coûts supplémentaires. Dans ces circonstances, les modèles d'émissions ElectroMagnétiques (EM) deviennent très intéressants afin de prédire la CEM au niveau du système et d'étudier les IEM, ce qui permet d'intégrer des procédures de CEM optimales plus tôt dans la phase de conception du système électronique. Cette thématique est au centre du travail présenté dans cette thèse, dans laquelle un modèle d'émission EM optimisé et efficace pour les problèmes de rayonnement est développé.

Après avoir passé en revue les modèles des émissions rayonnées existants et effectué une étude comparative entre deux approches bien connues, à savoir l'approche de Dipôles Equivalents (DE) et l'approche de Spectre d'Ondes Planes (SOP), le modèle DE basé sur l'utilisation de dipôles électriques élémentaires a été sélectionné pour être étudié et amélioré dans ce travail de recherche. En mettant en évidence les limites et les principales contraintes du modèle DE sélectionné, plusieurs améliorations mathématiques ont été proposées. Tout d'abord, un algorithme sous-optimal est développé pour sélectionner parmi de nombreuses variables d'entrée celles qui sont les plus appropriées afin de déterminer un problème de transformation optimale. Ensuite, sur la base de la propre combinaison de deux méthodes (PI-PSO), à savoir la Pseudo-Inverse (PI) et l'optimisation par essaims de particules PSO (Particle Swarm Optimization), la procédure de modélisation complète consiste à appliquer la méthode PI pour trouver la solution de norme minimale au problème des moindres carrés. Ensuite, la solution obtenue est transmise à l'algorithme PSO pour initialiser la recherche des paramètres de dipôle les mieux adaptés. L'approche PSO peut renforcer la stabilité de la solution dipôle obtenue et améliorer ainsi la précision de la prédiction du champ lointain.

En raison de ses caractéristiques de rayonnement susceptibles à causer des problèmes d'IEM, une antenne patch ISM, fonctionnant à 2,4 GHz pour les applications Bluetooth et Wi-Fi, est choisie comme dispositif sous test, dans lequel le modèle amélioré a été validé. Enfin, les résultats montrent qu'une excellente approximation de la distribution du champ créé par l'antenne dans les régions proches et lointaines a été obtenue par le modèle de dipôle amélioré extrait en utilisant l'approche DE-PSO. De plus, le modèle présenté dans cette thèse est un modèle complet capable de prédire également le couplage EM sur les lignes de transmission.

Mots-clés : Compatibilité ElectroMagnétique (CEM), Interférence ElectroMagnétique (IEM), Conversion Champ Proche/Champ Lointain (CP/CL), PSO, Modélisation des émissions EM

Abstract

The ElectroMagnetic Compatibility (EMC) of high-speed electronic components is becoming a critical aspect in modern systems designs to avoid the occurrence of ElectroMagnetic Interferences (EMI) problems and thus ensure the commercialization of high-performance electronic products. Eliminating EMI problems once systems are designed and ready for production usually result in additional delays and costs. In these circumstances, ElectroMagnetic (EM) emission models become very attractive to predict system-level EMC and to study EMI, and thus allow optimal EMC procedures to be incorporated earlier in the design phase. This topic is the focus of the work presented in the present thesis, in which an optimized and efficient EM emission model for radiation problems is developed.

After reviewing the existing radiated emission models and performing a comparative study between two well-known Near-Field to Far-Field (NF-FF) transformation approaches, namely an Equivalent Source (ES) approach based on elementary electric dipoles and a Plane Wave Spectrum (PWS) approach, the ES model based on the use of elementary electric dipoles was selected to be studied and improved in this research work. By highlighting the limitations and main constraints of the selected ES model, several mathematical improvements were proposed. First, a suboptimal algorithm is developed to select among many input variables the ones that are the most suitable for determining an optimal transformation problem. Then, based on the propre combination of two methods (PI-PSO), namely Pseudo-Inverse (PI) and Particle Swarm Optimization (PSO), the complete modeling procedure is to apply the PI method to find the minimum norm solution to the least squares problem. Afterwards, the obtained solution is fed to the PSO algorithm to initialize the search for the best-fit dipole parameters. The PSO approach can enhance the stability of the obtained dipole solution and thus improve the accuracy of the far-field prediction.

Due to its radiation characteristics that prone to cause EMI problems, an ISM band patch antenna, operating at 2.4 GHz for Bluetooth and Wi-Fi applications, is chosen to be the Device Under Test (DUT), in which the improved model is validated. Ultimately, the results show that an excellent approximation of the field distribution created by the antenna in the near and far regions can be obtained by the improved dipole model extracted using the hybrid ES-PSO approach. What is more, the model presented in this thesis is a complete one capable of predicting the EM coupling on transmission lines.

Keywords: ElectroMagnetic Compatibility (EMC), ElectroMagnetic Interference (EMI), Near Field-Far Field (NF-FF) conversion, Particles Swarm Optimization (PSO), Radiated emissions modeling.

المخلص

أصبح التوافق الكهرومغناطيسي (EMC) للمكونات الإلكترونية عالية السرعة جانبًا مهمًا في تصميمات الأنظمة الحديثة لتجنب حدوث مشاكل التداخلات الكهرومغناطيسية (EMI) وبالتالي ضمان تسويق منتجات إلكترونية عالية الأداء. عادةً ما ينتج عن التخلص من مشكلات EMI بعد تصميم الأنظمة وتجهيزها للإنتاج تأخيرات وتكاليف إضافية. في هذه الظروف، تصبح نماذج الانبعاث الكهرومغناطيسي جذابة للغاية للتنبؤ بالتوافق الكهرومغناطيسي على مستوى النظام ودراسة التداخل الكهرومغناطيسي، وبالتالي السماح بإدراج إجراءات التوافق الكهرومغناطيسي المثلى في وقت مبكر في مرحلة التصميم. هذا الموضوع هو محور العمل المقدم في الأطروحة الحالية، حيث تم تطوير نموذج انبعاث كهرومغناطيسي محسن وفعال لمشاكل الإشعاع.

بعد مراجعة نماذج الانبعاث المشع الحالية وإجراء دراسة مقارنة بين طريقتين مشهورتين للتحويل من المجال القريب إلى المجال البعيد (NF-FF)، وهما طريقة المصدر المكافئ (ES) القائم على ثنائيات الأقطاب الكهربائية الأولية وطريقة طيف الموجة المستوية (PWS)، تم اختيار نموذج ES المعتمد على استخدام ثنائيات أقطاب كهربائية أولية لدراستها وتحسينها في هذا العمل البحثي. من خلال تسليط الضوء على القيود الرئيسية لنموذج ES الذي تم اختياره، تم اقتراح العديد من التحسينات الرياضية. أولاً، تم تطوير خوارزمية دون المستوى الأمثل للاختيار من بين العديد من متغيرات الإدخال المتغيرات الأكثر ملاءمة لتحديد مشكلة التحويل الأمثل. بعد ذلك، استنادًا إلى المزيج المناسب من تقنيتين (PI-PSO)، وهما الانعكاس الشبيه (PI) وتحسين سرب الجسيمات (PSO)، فإن إجراء النمذجة الكامل هو تطبيق تقنية PI لإيجاد الحل المعياري الأدنى لمشكلة المربعات الصغرى. بعد ذلك، يتم تغذية الحل الذي تم الحصول عليه إلى خوارزمية PSO لتحسين البحث عن أفضل معلمات ثنائية القطب. يمكن أن يعزز نهج PSO استقرار حل ثنائي القطب الذي تم الحصول عليه وبالتالي تحسين دقة تنبؤ المجال البعيد.

نظرًا لخصائصه الإشعاعية التي تميل إلى التسبب في مشاكل EMI، تم اختيار هوائي تصحيح نطاق ISM، يعمل بتردد 2.4 جيجا هرتز لتطبيقات Wi-Fi و Bluetooth، ليكون الجهاز قيد الاختبار، حيث يتم التحقق من صحة النموذج المحسن. في النهاية، أظهرت النتائج أنه يمكن الحصول على تقريب ممتاز لتوزيع المجال الناتج عن الهوائي في المناطق القريبة والبعيدة من خلال نموذج ثنائي القطب المحسن المستخرج باستخدام نهج ES-PSO الهجين. علاوة على ذلك، فإن النموذج المقدم في هذه الأطروحة هو نموذج كامل قادر على التنبؤ بالاقتران الكهرومغناطيسي على خطوط النقل أيضًا.

الكلمات المفتاحية: التوافق الكهرومغناطيسي (EMC)، التداخل الكهرومغناطيسي (EMI)، تحويل المجال القريب-المجال البعيد (NF-FF)، تحسين سرب الجسيمات (PSO)، نمذجة الانبعاثات المشعة.

Liste des acronymes

AiP	(Antenna-in-Package)
AoC	(Antenna-on-Chip)
AST	Antenne Sous Test
CEM	Compatibilité ElectroMagnétique
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
CG	(Conjugate Gradient)
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
CL	Champ Lointain
CP	Champ Proche
CST	(Computer Simulation Technology)
DE	Dipôles Equivalents
DST	Dispositif Sous Test
EM	ElectroMagnétique
HFSS	(High-Frequency Structure Simulator)
IEM	Interférences ElectroMagnétiques
IC	(Integrated Circuit)
MEF	Méthode des Eléments Finis
PCB	(Printed Circuit Board)
PEC	(Perfect Electric Conductor)
PI	Pseudo-Inverse
PMC	(Perfect Magnetic Conductor)
PSO	(Particle Swarm Optimization)
RF	(Radio Frequency)
RWG	(Rao-Wilton-Glisson)
SOP	Spectre d'Ondes Planes
SiP	(System in Package)
SoC	(System on Chip)
SVD	(Singular Value Decomposition)

VLSI	(Very Large-Scale Integration)
VNA	(Vector Network Analyzer)
ZI	Zone d'Intérêt

Liste des figures

Figure 1 : Exemples d'applications des systèmes embarqués	29
Figure 2 : Principe et concept d'émission et d'immunité en CEM.....	31
Figure 3 : Les différents chemins de couplages	32
Figure 4 : Couplage d'impédance commune	32
Figure 5 : Couplage par diaphonie inductive	33
Figure 6 : Couplage par diaphonie capacitive.....	33
Figure 7 : Champs électromagnétiques : (a) champs électriques et (b) champs magnétiques	36
Figure 8 : Les zones de champ proche et de champ lointain d'une source rayonnante.....	37
Figure 9 : Évolution de l'impédance d'onde en fonction de la distance [6].....	37
Figure 10 : Les techniques de réduction du bruit disponibles et leur coût lors du développement d'un nouveau produit [5].	39
Figure 11 : Modélisation CEM à tous les niveaux du système	40
Figure 12 : Ligne de transmission et le circuit équivalent correspondant : (a) conducteur au-dessus d'un plan de masse, (b) schéma électrique équivalent.	49
Figure 13 : Ligne de transmission en présence d'un champ électromagnétique incident.	49
Figure 14 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par un champ électromagnétique selon le modèle de Taylor.....	50
Figure 15 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par un champ électromagnétique selon le modèle d'Agrawal.....	51
Figure 16 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par un champ électromagnétique selon le modèle de Rachidi.	52
Figure 17 : Schémas du banc de mesure en champ proche.....	57
Figure 18 : Principe de Huygens : (a) problème d'origine et (b) problème équivalent	60
Figure 19 : (a) équivalent de Love, (b) équivalent PEC et (c) équivalent PMC	60

Figure 20: Modèle de moment des dipôles équivalents déterminé à partir d'un balayage en champ proche.	61
Figure 21 : Modèle de dipôles électriques équivalents	65
Figure 22 : Dipôle électrique infinitésimal placé dans le plan $x-y$ [8]	66
Figure 23: Contribution du rayonnement de tous les dipôles en un point M [30].	67
Figure 24 : Modèle de dipôles magnétiques équivalents	69
Figure 25 : Boucle magnétiques élémentaire placée dans le plan $x-y$ [9].....	69
Figure 26 : Modèle de dipôles électriques et magnétiques équivalents	71
Figure 27 : Transformation de la boucle magnétique en dipôle magnétique	72
Figure 28 : La procédure de modélisation SOP pour déterminer le champ rayonné à partir du balayage en champ proche.	75
Figure 29: Configuration de l'antenne patch microstrip.....	83
Figure 30: Aperçu supérieur du modèle d'antenne conçu sous HFSS.	84
Figure 31: Les composantes du champ magnétique tangentiel rayonnées par l'antenne patch à $z = 3,558$ mm au-dessus de son plan de masse.....	84
Figure 32: Magnitude de S_{11} en fonction de la fréquence pour l'antenne patch conçue.	84
Figure 33: Les trois composantes du champ magnétique et du champ électrique rayonnées à $z = 2$ mm par un dipôle électrique placé dans le plan $x-y$ avec $I_0 = 1$ A, $\theta = \pi/4$, $dl = 15$ mm et $f = 2,4$ GHz.	86
Figure 34 : Processus de modélisation de la méthode de dipôles électriques équivalents.....	87
Figure 35: Influence de différents nombres de dipôles sur la stabilité du modèle DE construit : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique en fonction du nombre de dipôles et (b) l'erreur totale en fonction du nombre de dipôles.	89
Figure 36 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonné à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle DE.....	91
Figure 37 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonné à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle DE.....	92

Figure 38 : Comparaison entre les coupes obtenues le long de l'axe x des trois composantes du champ magnétique rayonné par l'antenne patch et par le modèle DE: (a) à $z = 3,558$ mm (b) à $z = 13,558$ mm.	93
Figure 39 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre le champ magnétique rayonné par l'antenne patch et par le modèle DE en fonction de la distance au-dessus du plan de masse : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique et (b) l'erreur totale.	94
Figure 40 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonné à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle DE.....	95
Figure 41 : Processus de modélisation de la méthode du spectre d'ondes planes pour la prédiction du champ magnétique rayonné par l'antenne patch	97
Figure 42 : Comparaison entre la composante H_z rayonnée par l'antenne patch et celle calculée par la méthode SOP à $z = 3.558$ mm au-dessus du plan de masse.	99
Figure 43 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles obtenues par la méthode SOP à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse.	99
Figure 44 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles calculées par la méthode SOP à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse.	100
Figure 45 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre le champ magnétique rayonné par l'antenne patch et celui calculé par la méthode SOP en fonction de la distance au-dessus du plan de masse : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique et (b) l'erreur totale.....	101
Figure 46 : Comparaison entre la composante H_z rayonnée par l'antenne patch et celle calculée par la méthode SOP soit directement à partir du H_z scanné en champ proche, soit à partir des composantes spectrales F_x et F_y , à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse.	102
Figure 47 : Comparaison entre les sections obtenues le long de l'axe x de la composante H_z rayonnée par l'antenne patch, par le modèle DE et celle calculée par la méthode SOP à $z = 3.558$ mm.....	103

Figure 48 : Comparaison entre les coupes obtenues le long de l'axe x des trois composantes du champ magnétique rayonné par l'antenne patch, par le modèle DE et celles calculées par la méthode SOP : (a) à $z = 13,558$ mm (b) à $z = 43,558$ mm.	103
Figure 49 : Comparaison entre l'erreur relative calculée sur le modèle DE et sur le modèle de la méthode SOP à différents plans au-dessus de l'antenne patch : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique et (b) l'erreur totale.	105
Figure 50 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch, par le modèle DE et celles calculées par la méthode SOP à $z = 63,558$ mm au-dessus du plan de masse.	106
Figure 51 : Les composantes du champ magnétique tangentiel rayonnées à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch.	123
Figure 52 : Organigramme du modèle PI-PSO proposé	123
Figure 53 : L'influence des différentes sélections de variables d'entrée sur la solution du dipôle : (a) Évolution de la fonction de fitness pour différents N et M (b) Évolution de la fonction de fitness pour différents N et H_D	125
Figure 54 : Les sources de dipôles équivalents distribuées dans le plan x - y et calculées en utilisant : (a) la méthode DE conventionnelle (b) la méthode DE-PSO proposée.	127
Figure 55 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE conventionnelle.	128
Figure 56 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE conventionnelle.	129
Figure 57 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE conventionnelle.	129
Figure 58 : L'influence des paramètres PSO sur l'obtention d'un modèle de dipôle équivalent très précis et stable.	131

Figure 59 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.....	132
Figure 60 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.....	133
Figure 61 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.....	134
Figure 62 : Comparaison entre les coupes obtenues le long de l'axe x des trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch, par le modèle DE conventionnel et par le modèle DE-PSO amélioré : (a) à $z = 3.558$ mm, (b) à $z = 13.558$ mm et (c) à $z = 43.558$ mm.	135
Figure 63 : Comparaison entre l'erreur relative totale calculée sur le modèle DE conventionnel et le modèle DE-PSO à différents plans au-dessus de l'antenne patch.....	136
Figure 64 : Comparaison entre les trois composantes du champ électrique rayonnées à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.....	137
Figure 65 : Comparaison entre les trois composantes du champ électrique rayonnées à $z = 33,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.....	138
Figure 66 : La zone où l'onde EM excitatrice est évaluée, zone d'intérêt.	142
Figure 67 : Théorie des images appliquée au dipôle électrique au-dessus d'un conducteur électrique parfait.....	142
Figure 68 : Représentation schématique du couplage EM induit par l'antenne patch sur le câble au-dessus d'un plan de masse.	143
Figure 69 : Les trois composantes du champ magnétique, incident, réfléchi et exciteur, rayonnées à $z = 9,9$ mm dans un plan x - y parallèle au plan de masse de la ligne victime qui traversant le centre de ZI.....	144

-
- Figure 70** : Les trois composantes du champ électrique, incident, réfléchi et exciteur, rayonnées à $z = 9,9$ mm dans un plan $x-y$ parallèle au plan de masse de la ligne victime qui traversant le centre de ZI. 145
- Figure 71** : Les trois composantes du champ magnétique, incident, réfléchi et exciteur, rayonnées à $x = 70$ mm dans un plan $y-z$ perpendiculaire au plan de masse de la ligne victime qui couvrant toute la ZI. 146
- Figure 72** : Les trois composantes du champ électrique, incident, réfléchi et exciteur, rayonnées à $x = 70$ mm dans un plan $y-z$ perpendiculaire au plan de masse de la ligne victime qui couvrant toute la ZI. 146
- Figure 73** : Tensions induites pour différentes positions de la ligne victime le long de l'axe x et pour différentes configurations de cette dernière : (a) Ligne court-circuitée ($Z_0 = 0$; $Z_L = Z_C$), (b) Ligne adaptée ($Z_0 = Z_C$; $Z_L = Z_C$), (c) Ligne désadaptée ($Z_0 = 10Z_C$; $Z_L = Z_C$). 147
- Figure 74** : Dipôle électrique infinitésimal placé dans le plan $x-y$ [8] 154

Liste des tableaux

Tableau 1 : Bilan sur les différents modèles des émissions rayonnées présentées	77
Tableau 2 : L'erreur relative en fonction des différents nombres de dipôles utilisés dans la construction du modèle équivalent.....	91
Tableau 3 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et par le modèle DE à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse.	93
Tableau 4 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles calculées avec la méthode SOP pour différents points d'observation M	98
Tableau 5 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles calculées avec la méthode SOP à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse.	101
Tableau 6 : Comparaison entre l'erreur relative calculée sur le modèle DE et sur le modèle SOP à différents plans au-dessus de l'antenne patch	106
Tableau 7 : Résumé de l'étude comparative réalisée	107
Tableau 8 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait à l'aide de la méthode DE conventionnelle.	127
Tableau 9 : les paramètres de PSO utilisés pour la procédure d'extraction du modèle DE-PSO	132
Tableau 10 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents amélioré extrait à l'aide de la méthode DE-PSO.	133

Table des matières

Dédicace.....	iii
Remerciement	iv
Résumé	v
Abstract.....	vi
الملخص.....	vii
Liste des acronymes	viii
Liste des figures	x
Liste des tableaux	xvi
Table des matières.....	xvii
Introduction générale.....	22
Chapitre I : Introduction à La Modélisation CEM.....	27
I.1. Introduction	28
I.2. La compatibilité électromagnétique CEM.....	29
I.2.1. Définition de la CEM	30
I.2.2. Mécanismes de couplages	31
A. Couplage par impédance commune (conductive) :.....	32
B. Couplage par diaphonie inductive :.....	33
C. Couplage par diaphonie capacitive	33
D. Couplage rayonné des champs électrique et magnétique (radiative)	34
I.3. Champ électromagnétique	34
I.3.1. Génération de champs	34

I.3.2.	Limites des zones champ proche et champ lointain.....	36
I.3.3.	Champ proche en CEM.....	38
I.4.	La problématique de la CEM.....	39
I.4.1.	La modélisation CEM.....	40
I.4.2.	Objective de la thèse.....	41
I.5.	Modélisation des émissions rayonnées : état de l’art.....	42
I.5.1.	Modèle des sources équivalentes.....	42
A.	<i>Modèle de source équivalente basée sur des densités de courants.....</i>	<i>43</i>
B.	<i>Modèle de source équivalente basée sur des moments de dipôles.....</i>	<i>43</i>
C.	<i>Modèle de source équivalente basée sur des dipôles infinitésimaux.....</i>	<i>44</i>
D.	<i>Modèle de source équivalente avec des méthodes d’optimisations.....</i>	<i>45</i>
I.5.2.	Modèles mathématiques : Spectre D’onde Plane.....	46
I.6.	Prédiction de couplage EM.....	46
I.6.1.	L’Approximation des lignes de transmissions.....	47
I.6.2.	Modèles analytiques pour la prédiction du couplage EM.....	50
A.	<i>Modèle de Taylor.....</i>	<i>50</i>
B.	<i>Modèle d’Agrawal.....</i>	<i>51</i>
C.	<i>Modèle de Rachidi.....</i>	<i>52</i>
I.6.3.	Résolution des équations de couplage.....	53
I.7.	Conclusion.....	54
Chapitre II : Revue sur la modélisation des émissions rayonnées.....		55
II.1.	Introduction.....	56
II.2.	Diagnostic du champ proche.....	57
II.3.	Modélisation des émissions rayonnées des dispositifs électroniques.....	58
II.3.1.	Modèle de source équivalente basée sur des densités de courants.....	58

II.3.2.	Modèle de source équivalente basée sur des moments de dipôles équivalents..	61
II.3.3.	Modèle de source équivalente basée sur des dipôles infinitésimaux	65
A.	<i>Modèles basés sur des dipôles électriques</i>	65
B.	<i>Modèles basés sur des dipôles magnétiques</i>	69
C.	<i>Modèles basés sur des dipôles électriques et magnétiques</i>	71
II.3.4.	Modèle basé sur la théorie du spectre d'ondes planes.....	73
II.4.	Bilan des différents modèles des émissions rayonnées	76
II.5.	Conclusion.....	78
Chapitre III : Investigation de la méthode du dipôle électrique équivalent et de la méthode du spectre d'ondes planes en vue d'une modélisation précise des émissions rayonnées..		81
III.1.	Introduction	82
III.2.	Dispositif sous test : Antenne patch	82
III.3.	Modélisation des émissions rayonnées de l'antenne patch	85
III.3.1.	Méthode de dipôles électrique équivalents.....	85
A.	<i>Methodologie de modélisation</i>	85
B.	<i>Application et validation du modèle</i>	88
III.3.2.	Théorie du spectre d'ondes planes.....	95
A.	<i>Methodologie de modélisation</i>	95
B.	<i>Application et validation du modèle</i>	97
III.4.	Comparaison des deux méthodes	102
III.5.	Conclusion.....	108
Chapitre IV : Un modèle de dipôles équivalents amélioré DE-PSO vers une transformation CP/CL précise		110
IV.1.	Introduction	111
IV.2.	Inspiration de la mise en place d'un algorithme sous-optimal.....	112

IV.3.	Nouvelle procédure de modélisation : modèle de dipôles équivalents amélioré.....	113
IV.3.1.	Application de la technique Pseudo-Inverse : obtention de la solution initiale du dipôle	113
IV.3.2.	Conditionnement numérique : l'optimisation de niveau 1	114
A.	<i>Point de vue théorique et mathématique</i>	115
B.	<i>L'introduction d'un algorithme sous-optimal</i>	116
C.	<i>Complexité de recherche de l'algorithme sous-optimal</i>	118
IV.3.3.	Amélioration de la stabilité du modèle dipôle : optimisation de niveau 2 ...	118
A.	<i>Algorithme d'optimisation PSO : détermination de la solution de dipôle optimale</i>	118
B.	<i>Les paramètres du dipôle visés par l'optimisation</i>	121
C.	<i>La complexité de recherche de l'algorithme PSO</i>	122
IV.4.	Application et validation du modèle amélioré.....	122
IV.4.1.	Détermination du vecteur des paramètres de dipôles initiaux	124
A.	<i>Choix d'une matrice inverse optimale</i>	124
B.	<i>Application du Pseudo-Inverse : élaboration d'un modèle de dipôle initial</i>	126
IV.4.2.	Amélioration de la stabilité du modèle de dipôles équivalents	130
A.	<i>Application de l'algorithme PSO</i>	130
B.	<i>Le modèle DE-PSO amélioré</i>	132
IV.5.	Discussion sur l'efficacité et les limites de la méthode proposée.	134
IV.5.1.	Performances du modèle DE-PSO	135
A.	<i>Prédiction du champ électrique</i>	137
IV.5.2.	Les limitations de l'approche proposée.....	138
IV.6.	Prédiction du couplage induit par une structure rayonnante sur une ligne de transmission.....	139
IV.6.1.	Approche de modélisation du couplage champ/ligne de transmission.....	140

IV.6.2. Exemple d'application : couplage entre l'antenne de la bande ISM et un conducteur au-dessus d'un plan de masse	143
IV.7. Conclusion.....	148
Conclusion générale et perspectives	150
Annexe A : Calculer les champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle électrique dans le plan $x-y$.	154
Références bibliographiques	160
Liste des publications	168

Introduction générale

Le 6 mars 1959, Texas Instruments a lancé l'une des innovations les plus importantes du 20e siècle, à savoir le premier circuit intégré IC (Integrated Circuit) au monde. Depuis lors, l'industrie de la microélectronique a progressé plus de cent milliards de fois depuis ses origines. En effet, la demande sans cesse croissante pour concevoir des dispositifs électroniques fins, légers, à faible consommation d'énergie et à faible coût n'a jamais été arrêtée et est devenue le besoin de l'heure pour répondre aux tendances industrielles actuelles en automatisant et en obtenant des systèmes de haute performance dans divers domaines technologiques, tels que les télécommunications, l'automobile, l'aérospatiale, la sécurité, le médical, l'énergie, etc. [1], [2]. Cependant, avec cette miniaturisation, il devient possible de réaliser des circuits dits circuits VLSI (Very Large-Scale Integration) qui pouvant accueillir des centaines de milliards de transistors afin de concevoir des composants électroniques à haut débit comme les microprocesseurs et les puces mémoire. De même, une énorme attention a été accordée à l'évolution des technologies des systèmes en boîtier SiP (System in Package) et des systèmes à puce SoC (System on Chip) qui incorporent plusieurs IC dans un seul boîtier/une seule puce. En outre, les sociétés de semi-conducteurs font passer la miniaturisation des systèmes au niveau supérieur, où l'antenne n'est plus une forme imprimée dans une carte de circuit imprimé PCB (Printed Circuit Board). Elle est plutôt intégrée avec la puce de radiofréquence RF (Radio Frequency) dans un seul boîtier/puce ; antenne en boîtier AiP (Antenna-in-Package) et antenne à puce AoC (Antenna-on-Chip).

En effet, ces tendances, à savoir la miniaturisation, l'intégration accrue de nouvelles générations de composants électroniques et de fonctions électroniques numériques/analogiques dans une seule puce/un seul boîtier, ainsi que l'augmentation des fréquences de fonctionnement, peuvent entraîner de sérieux problèmes d'Interférences ElectroMagnétiques (IEM). Prenons le cas d'une puce RF ; elle abrite principalement de nombreux amplificateurs, des inductances à guide d'ondes coplanaire, un oscillateur, un filtre passe-bande et, avec les nouvelles technologies AiP et AoC, également une antenne ; les émissions rayonnées par l'antenne peuvent être couplées aux autres composants présentés dans cette puce et donc provoquer des performances indésirables, ou même une défaillance du système. Les interférences électromagnétiques se composent donc de tous les signaux non désirés, parasites, conduits ou rayonnés d'origine électrique qui peuvent entraîner une dégradation des performances de

l'équipement. Ceci implique qu'il existe un besoin indescriptible de comprendre, d'étudier et de prévoir le comportement électromagnétique de tels appareils. Par conséquent, les considérations vis-à-vis de la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) deviennent un enjeu majeur afin de réconcilier les éventuels problèmes causés par l'intégration toujours croissante et l'évolution technologique. La CEM est une source importante de surcoût et de retard pour les fabricants de composants et de systèmes électroniques qui n'intègrent pas cette contrainte dans les premières phases de la conception des équipements électroniques. En vue de prendre en compte la CEM avant de procéder à l'industrialisation du produit final, la modélisation liée à cette problématique est donc devenue impérative et indispensable.

En conséquence, la connaissance du comportement du Champ Electromagnétique (EM) émis par ces dispositifs électroniques modernes et à grande vitesse est devenue une préoccupation de conception industrielle critique afin de caractériser, prédire et étudier le potentiel d'occurrence des problèmes IEM et donc d'assurer la conformité CEM de leurs systèmes prototypes dès la phase de conception. Cela signifie de prévoir la perturbation (niveau d'émission) ou la non perturbation (niveau d'immunité) des différents éléments constituant le système électronique afin d'établir une configuration optimisée de ces éléments dans l'espace restreint du système avant la phase d'industrialisation. La simulation pleine onde avec un solveur EM représente l'une des méthodes de prédiction les plus simples et les plus précises. Cependant, cette méthode nécessite de connaître les géométries 3D détaillées des composants de la source émettrice et de l'environnement de couplage, ce qui entraîne de longs temps de calcul et des exigences élevées en matière de matériel de calcul. De ce point de vue, les modèles d'émissions rayonnées deviennent plus attrayants pour les ingénieurs CEM afin de résoudre de nombreux problèmes d'interférence dans le système plus tôt dans le processus de conception. Un axe commun entre ces modèles est que la plupart d'entre eux sont basés sur le balayage en champ proche le long d'une surface au-dessus du Dispositif Sous Test (DST) pour prédire le champ EM émis dans les deux régions de champ, proche et lointain. Connu pour sa richesse d'informations, le champ proche joue un rôle de plus en plus important dans l'étude, la caractérisation et la modélisation du comportement des composants et des dispositifs électroniques par rapport aux interférences électromagnétiques.

Jusqu'à présent, le monde scientifique ne s'est pas encore mis d'accord sur une méthode et il existe deux approches dominantes différentes pour prédire le comportement d'une structure rayonnante en champ proche et la transformation en champ lointain. La première approche

consiste à exploiter la relation simple entre le Spectre d'Ondes Planes (SOP) et le champ lointain afin d'effectuer une transformation directe du champ proche scanné à partir du plan d'observation à un autre plan supérieur, ou à partir du plan d'observation au champ lointain. Une autre approche utilise les données de champ proche scanné pour reconstruire un réseau de sources équivalentes qui remplacent la DST, en résolvant un système d'équations non linéaires. Ces sources, qui peuvent être des densités de courant électrique et/ou magnétique, des moments dipôles électriques et magnétiques, des dipôles électriques et/ou magnétiques infinitésimaux, agiront comme un modèle équivalent qui génère la même distribution de champ que la structure originale dans les deux zones : proche et lointaine.

Toutefois, bien que ces deux approches aient été efficaces pour modéliser les émissions rayonnées d'une source de bruit à partir de données de champ proche seulement, elles sont confrontées à de multiples limitations lorsque la prédiction de champ est considérée à des plans éloignés au-dessus du DST. Par conséquent, disposer d'un modèle d'émissions rayonnées robuste et polyvalent est devenu une considération majeure des industries actuelles pour assurer la fiabilité et les meilleures performances de leurs produits. C'est dans ce contexte que les travaux de recherche de cette thèse ont été lancés. Ils visent à étudier les aspects CEM des circuits électroniques du point de vue de l'émission. L'objectif est donc de développer un modèle d'émissions rayonnées simple et générique (applicable à tout type de composants et de cartes électroniques), capable de surmonter les limitations rencontrées par les modèles précédents et de prédire correctement le champ EM émis par tout DST ainsi que pour tout plan d'observation donné.

Afin de parvenir à nos objectifs, cette thèse est divisée en quatre chapitres principaux.

Tout d'abord, le contenu du premier chapitre sera comme une introduction à ce qui sera étudié dans cette thèse, en commençant par un rappel sur la CEM et ses principaux acteurs. Ensuite, les notions nécessaires de la théorie du rayonnement électromagnétique seront présentées afin de permettre une compréhension de base de la propagation des ondes électromagnétiques en champ proche et lointain. Après avoir décrit la problématique de la CEM et le besoin en modélisation relative à sa contrainte, nous allons ensuite présenter un état de l'art sur les différentes méthodes de modélisation développées dans divers laboratoires et industries à ce jour, tout en citant les faiblesses et les apports de chaque approche. Enfin, les formalismes analytiques de couplage permettant l'estimation des tensions induites aux

extrémités d'une ligne de transmission suite à l'illumination d'une onde EM excitatrice seront également détaillés dans ce chapitre.

Ainsi, dans le deuxième chapitre, nous allons présenter une synthèse sur les différents modèles des émissions rayonnées existant à ce jour dans la littérature. Après avoir effectué une brève description de ces modèles dans le premier chapitre, ce chapitre sera entièrement consacré à la description détaillée de ces méthodes, en expliquant le principe de base, la procédure de modélisation et d'obtention ainsi que le modèle mathématique associé à chaque méthode. Nous allons ensuite évaluer chacune de celles-ci en fonction de certains critères et exigences qui doivent être satisfaits pour une modélisation CEM précise. L'objectif de cette revue de littérature approfondie est de définir le modèle de champ proche le plus potentiellement intéressant qui existe déjà dans la littérature afin de l'améliorer pour qu'il devienne plus approprié et s'adapte à nos besoins. Néanmoins, étant donné que les données de champ proche doivent d'abord être capturées, y compris les informations de magnitude et de phase, pour construire la plupart de ces modèles, nous allons dans un premier temps fournir une brève présentation sur le balayage en champ proche qui permet l'extraction de données de champ proche, réalisée soit avec un banc de mesure ou bien avec un outil de rayonnement 3D.

Dans le troisième chapitre, nous allons réaliser une étude comparative dans laquelle la méthode de source équivalente basée sur des dipôles électriques infinitésimaux et la méthode du spectre d'ondes planes seront appliquées et investiguées pour prédire le comportement du champ magnétique à proximité d'une antenne patch de grande taille. Cette dernière fonctionne dans la bande ISM, à une fréquence de 2,4 GHz pour les applications Bluetooth et Wi-Fi. L'objectif principal de cette étude comparative est de définir et de faire figurer les contraintes majeures de ces deux méthodes afin de proposer finalement un modèle de champ proche amélioré qui surmonte toutes ces limitations et répond à toutes les exigences de la CEM. Ce chapitre est divisé en deux parties principales : dans la première partie, nous allons décrire l'antenne patch caractérisée et la procédure de modélisation adoptée des deux méthodes. Tandis que la deuxième partie sera consacrée à la validation de chaque méthode, à la présentation des résultats obtenus et à leur discussion. Les deux modèles appliqués sont construits à partir des cartographies des champs magnétiques tangentiels de l'antenne obtenues avec HFSS (High-Frequency Structure Simulator) dans un plan proche et validés en comparant les résultats de prédiction des deux modèles avec ceux de l'antenne dans des plans éloignés. L'erreur relative, obtenue à partir de la comparaison entre les champs simulés et modélisés, est utilisée comme

critère d'évaluation pour étudier l'efficacité de ces deux méthodes. En se référant à l'étude comparative effectuée, nous allons fournir un résumé qui met en évidence les avantages et les limites de chaque méthode par rapport à l'autre.

Dans le dernier chapitre, nous allons proposer un modèle hybride efficace basé sur la méthode de Dipôles Equivalents (DE) et l'optimisation par essaims de particules PSO (Particle Swarm Optimization) (DE-PSO) permettant de la modélisation précise des émissions rayonnées. Ce modèle est principalement inspiré de l'étude comparative effectuée dans le chapitre III. En mettant en évidence toutes les contraintes que le modèle DE précédent subit, plusieurs améliorations mathématiques ont été établies pour construire correctement le modèle équivalent à partir d'un système d'équations non linéaires. Ces améliorations consistent à proposer un nouvel algorithme sous-optimal et une technique de résolution hybride efficace basée sur la combinaison de la technique Pseudo-Inverse (PI) et de l'algorithme PSO (PI-PSO). La méthodologie de modélisation et la procédure d'extraction du modèle DE amélioré seront expliquées en détail dans la première partie de ce chapitre. Dans la deuxième partie, le modèle DE-PSO proposé sera appliqué pour modéliser les émissions rayonnées de la même antenne patch désignée dans laquelle nous avons effectué l'étude comparative au chapitre III. Afin de valider l'efficacité de notre modèle et de montrer l'amélioration de la précision établie par PSO, le modèle sera simulé pour calculer ses distributions de champ à différentes hauteurs au-dessus de l'antenne. Les résultats de la prédiction sont comparés aux résultats simulés de l'antenne aux mêmes hauteurs. Ensuite, une analyse d'erreur sera également fournie pour étudier la praticabilité de l'approche proposée. Puisque l'objectif principal derrière le développement d'un modèle d'émissions rayonnées de haute précision est de fournir un outil utile aux ingénieurs et aux chercheurs pour estimer les IEM et faire face à diverses contraintes CEM, nous allons conclure ce chapitre en étendant le modèle proposé pour le rendre un modèle complet capable de prédire également le couplage avec les interconnexions proches.

Chapitre I : Introduction à La Modélisation CEM

I.1. Introduction

Les systèmes embarqués constituent un secteur d'innovation majeur qui devrait évoluer considérablement d'année en année. Ils représentent une combinaison de matériel et de logiciels conçus pour une ou plusieurs fonctions spécifiques au sein d'un système plus large, et dont l'intégration est exponentielle dans divers domaines technologiques tels que les télécommunications, l'automobile, l'aérospatiale, la santé, l'énergie, etc [1], [2] (voir figure 1). En effet, la tendance de l'industrie à la conception de dispositifs électroniques fins, légers, à faible consommation d'énergie et à faible coût s'est considérablement accrue afin d'obtenir des systèmes automatisés et à haute performance [2]. De plus, la haute densité d'intégration des nouvelles générations de dispositifs électroniques et de fonctions électroniques hétérogènes dans des espaces plus restreints, combinée à des fréquences de fonctionnement et des vitesses de commutation toujours plus élevées. Toutes ces tendances peuvent conduire à de sérieux problèmes d'Interférences ElectroMagnétiques (IEM), ce qui entraîne un dysfonctionnement ou une défaillance du système.

Pour faire face à cette problématique, la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) a été introduite. La CEM est une discipline qui devient une considération majeure dans tout projet impliquant la conception, la construction, la fabrication et l'installation des équipements électriques et électroniques. En conséquence, des standards internationaux sont définis et fixés par la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) et le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) pour être respectés, dans lesquels les équipements électriques doivent être conçus non seulement pour répondre à une spécification de performance technique fonctionnelle, mais aussi pour prendre en compte l'interaction de l'équipement avec l'environnement électromagnétique dans son lieu d'utilisation prévu [3]. De ce fait, la prédiction de la CEM au niveau du système et l'estimation de l'IEM deviennent une préoccupation essentielle de la conception industrielle pour établir une disposition optimale des composants et des dispositifs électroniques dans le produit final.

Ce chapitre fournit les bases théoriques nécessaires permettant de comprendre la problématique proposée dans cette thèse. En commençant d'abord par un rappel de la CEM et de ses principaux aspects, puis en définissant le besoin en modélisation CEM ainsi que l'objectif derrière le lancement de ce travail. Ensuite nous présentons, un état de l'art sur les différentes méthodes de modélisation CEM développées dans divers laboratoires de recherche, tout en signalant les défaillances et les apports de chaque approche. Enfin, des modèles de couplage

analytique qui permettent l'estimation du couplage champ-ligne de transmission seront également détaillés.

I.2. La compatibilité électromagnétique CEM

Tous les circuits électroniques peuvent provoquer des interférences avec d'autres équipements placés dans leur voisinage immédiat. Par conséquent, la CEM c'est la branche de la science et de l'ingénierie qui s'occupe de la conception et du fonctionnement des équipements de manière à les immuniser contre certaines interférences électromagnétiques, tout en gardant les interférences générées par l'équipement dans des limites spécifiées. En d'autres termes la compatibilité électromagnétique est le concept permettant à différents appareils électroniques de fonctionner sans interférence mutuelle lorsqu'ils sont utilisés à proximité les uns des autres.

La portée de CEM est donc très large car elle englobe pratiquement tous les équipements alimentés par des fournitures électriques [4], [5]. Pratiquement, tous les systèmes d'ingénierie intègrent des unités de conditionnement d'énergie et de traitement de l'information, relèvent donc un champ d'application de la CEM. Pour chacun de ces systèmes, un cadre réglementaire international strict a été mis en place afin de garantir l'immunité aux interférences électromagnétiques et de contrôler le niveau d'émission [6].



Figure 1 : Exemples d'applications des systèmes embarqués

I.2.1. Définition de la CEM

La norme CEI 61000 du CSPIR décrit la CEM comme [3]:

« 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 gênantes pour tout ce qui se trouve dans cet environnement. »

Les situations dans lesquelles la question de la compatibilité électromagnétique se pose présentent invariablement deux aspects complémentaires [6]. Toute situation de ce type doit comporter une source d'émissions d'interférences et une victime sensible à ces interférences. Si l'un ou l'autre n'est pas présent, ou s'il n'y a pas de chemin de couplage entre eux, il n'y a pas de problème de CEM. Si la source et la victime se trouvent dans le même équipement, nous sommes en présence d'une situation CEM "intra-système" ; s'il s'agit de deux équipements différents, on dit qu'il s'agit d'une situation "inter-système". Le même équipement peut être une source dans une situation et une victime dans une autre. La CEM comporte donc deux aspects, l'émission et l'immunité [5], [6].

- **Emission** : Elle désigne les signaux créés par un dispositif ce qui peut nuire aux fonctionnements d'autres composants/systèmes à proximité. Il est donc souhaitable de contrôler l'émission créée par les dispositifs électroniques dans l'espoir de produire un environnement électromagnétiquement compatible, c'est-à-dire de limiter l'énergie électromagnétique indésirable émise et de contrôler ainsi l'environnement électromagnétique dans lequel d'autres produits doivent fonctionner. Le contrôle des émissions d'un produit peut éliminer un problème d'interférence pour de nombreux autres produits.
- **Immunité** : est la capacité d'un dispositif ou d'un circuit à travailler tout en supportant un certain niveau de perturbations indésirable. En d'autres termes le niveau d'immunité d'un circuit ou dispositif est l'environnement électromagnétique dans lequel l'équipement peut fonctionner de manière satisfaisante, sans dégradation et avec une marge de sécurité définie.

Tout équipement électrique est à la fois source de perturbations (aspect émission) et victime de perturbations (aspect immunité) et cet équipement peut émettre ou recevoir des perturbations

par deux voies distinctes : par conduction et/ou par rayonnement comme le montre la figure 2. Ces deux aspects de la CEM (émission et immunité) peuvent être classés en deux grandes familles : couplage conduit et couplage rayonné (voir figure 3) [5-7].

I.2.2. Mécanismes de couplages

La connaissance de la manière dont les émissions de la source sont couplées à la victime est essentielle, car une réduction du facteur de couplage est souvent le seul moyen de réduire les effets d'interférence, si un produit doit continuer à répondre à ses spécifications de performance. Des signaux électriques peuvent apparaître sur une ligne de transmission en raison d'une variété d'influences. Une possibilité évidente est le cas où la ligne de transmission partage un chemin commun avec une autre ligne. Dans de tels cas, le flux courant sur une ligne produira un signal d'interférence sur l'autre ligne, dans ce qu'on appelle l'interférence conduite. Ce type d'interférence est relativement facile à identifier car il implique une connexion physique visible entre les circuits. Un autre chemin de couplage, qui n'implique pas de connexion physique entre les circuits, est à l'origine de ce qui est décrit comme une interférence rayonnée. Ce mécanisme implique à son tour plusieurs processus qui contribuent dans une mesure différente dans chaque problème pratique. Il est utile de diviser les interférences rayonnées en plusieurs régimes, à savoir les interférences capacitives, inductives et radiative. Chaque régime de couplage est décrit brièvement ci-dessous.

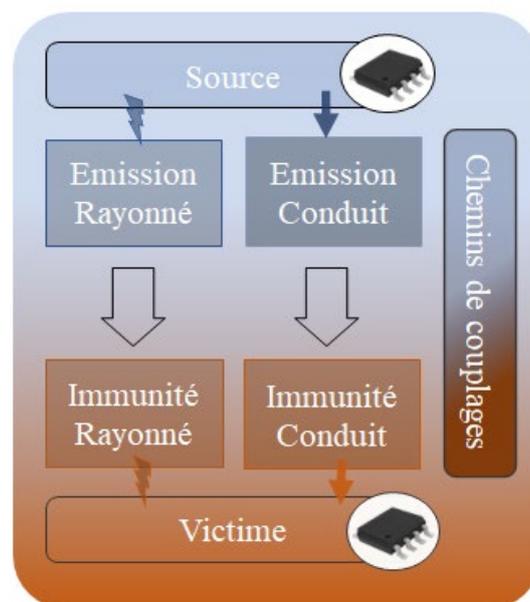


Figure 2 : Principe et concept d'émission et d'immunité en CEM

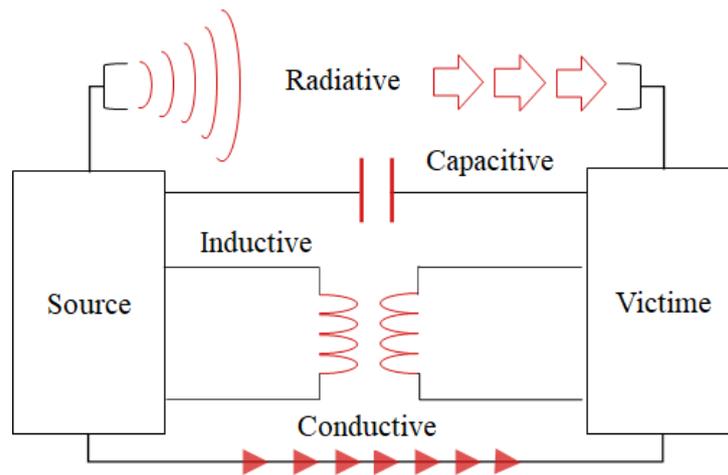


Figure 3 : Les différents chemins de couplages

A. Couplage par impédance commune (conductive) :

Les voies de couplage d'impédance communes sont celles qui sont dues à une impédance de circuit que la source partage avec la victime. Ce cas est illustré dans la figure 4.

Lorsqu'une source de perturbation (sortie du circuit électrique A) partage une connexion du plan de masse avec une victime (entrée du circuit électrique B), alors tout courant I_A dû à la sortie de A traversant la section d'impédance commune développe une tension parasite V_p en série avec l'entrée de B. La tension induite V_p est donnée comme suit

$$V_p = -L \cdot \frac{dI_A}{dt} \quad (\text{I.1})$$

où L est l'inductance propre en Henries (H)

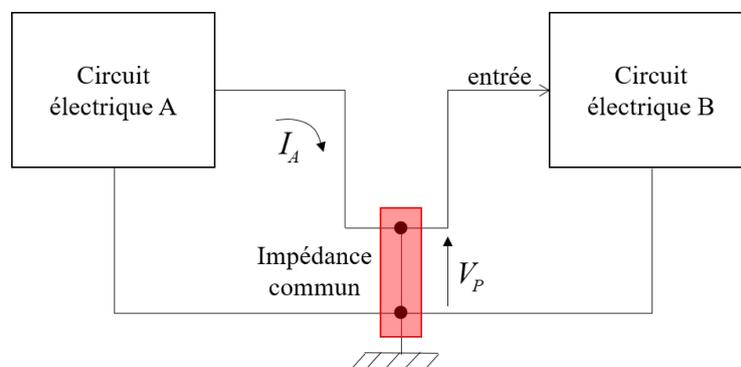


Figure 4 : Couplage d'impédance commune

B. Couplage par diaphonie inductive :

Le courant alternatif circulant dans un conducteur génère un champ magnétique qui va se coupler avec un conducteur voisin et induire une tension parasite comme le montre la figure 5. La tension parasite induite sur le conducteur victime est donnée par l'équation suivante :

$$V_p = -M \cdot \frac{dI_A}{dt} \quad (I.2)$$

Où M est l'inductance mutuelle en Henries.

M dépend des surfaces des boucles de courant source et victime, de leur orientation, ainsi que de leur distance de séparation.

C. Couplage par diaphonie capacitive

Le changement de tension sur un conducteur produit un champ électrique qui peut se coupler avec un conducteur proche et y induire un courant (voir figure 6). Le courant parasite I_p induit sur le conducteur victime vaut :

$$I_p = C_{12} \cdot \frac{dV_A}{dt} \quad (I.3)$$

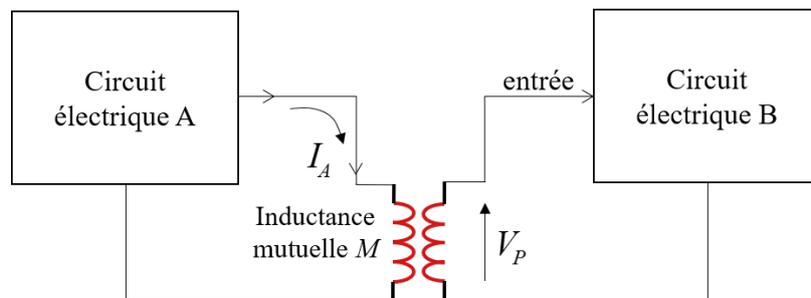


Figure 5 : Couplage par diaphonie inductive

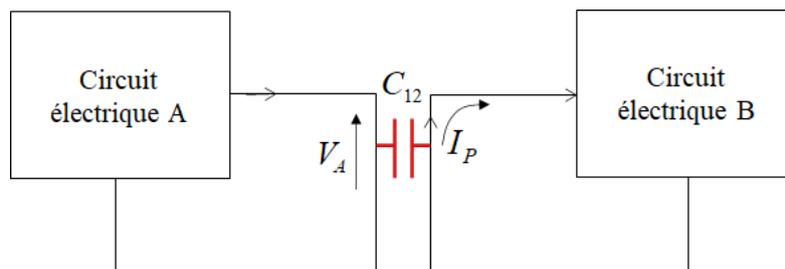


Figure 6: Couplage par diaphonie capacitive

C_{12} est la capacité ligne à ligne (source/victime) qui matérialise le couplage capacitif. La valeur de C_{12} est en fonction de la distance entre les conducteurs, de leurs surfaces efficaces et de la présence de tout matériau de blindage électrique.

D. Couplage rayonné des champs électrique et magnétique (radiative)

Les champs électriques et magnétiques rayonnés constituent un autre moyen de couplage, que l'on n'appelle plus perturbation mutuelle car la source et la victime sont suffisamment éloignées. Tous les éléments du circuit, y compris les conducteurs, émettent des champs électromagnétiques à chaque fois qu'une charge est déplacée. Lorsque le récepteur (victime) est proche de la source, c'est-à-dire en Champ Proche (CP), les champs électriques et magnétiques sont séparés l'un de l'autre [6], [8].

- Couplage champ à fil : Un champ électrique illuminant un conducteur, crée un courant circulant dans ce fil. Le courant parasite induit est en fonction de l'intensité du champ électrique et de la longueur du fil conducteur.
- Couplage champ à boucle : Un champ magnétique illuminant une boucle conductrice crée un flux magnétique variable qui induit à son tour une différence de potentiel aux bornes de cette boucle. Cette tension est en fonction de la surface de la boucle et de l'intensité du champ magnétique incident.

Lorsque le récepteur est éloigné de la source, c'est-à-dire en Champ Lointain (CL), le rayonnement est considéré comme un rayonnement électrique et magnétique ou électromagnétique combiné.

Afin de bien comprendre comment l'énergie est couplée d'une source à une victime à une distance sans chemin de connexion intermédiaire, il faut avoir une compréhension de base de la propagation des ondes électromagnétiques. Par conséquent, dans la section suivante, nous allons présenter les concepts nécessaires de la théorie des rayonnements électromagnétiques en champ proche et en champ lointain.

I.3. Champ électromagnétique

I.3.1. Génération de champs

Comme tous les phénomènes électromagnétiques, la propagation des champs dans un milieu matériel défini par sa perméabilité magnétique μ (H/m) et sa permittivité diélectrique ϵ

(F/m) est gouvernée par les équations de Maxwell qui donnent les relations entre les champs électriques et magnétiques. Les équations de Maxwell contiennent des dérivées partielles couplées par rapport aux variables de l'espace et du temps des champs vectoriels électrique \vec{E} (V/m) et Magnétique \vec{H} (A/m) de la densité de charge ρ (C/m³) et de la densité de courant \vec{J} (A/m²). Ce sont les quatre équations fondamentales de la théorie de l'électromagnétisme. Elles s'appliquent partout où la distribution de courant de charge est continue. Ces équations s'écrivent en régime variable sous la forme suivante [9] :

Equation de Maxwell-Faraday :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{I.4})$$

Equation de Maxwell-Ampère :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \mu \vec{J} + \mu \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.5})$$

Equation de Maxwell-Flux :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad (\text{I.6})$$

Equation de Maxwell-Gauss :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{I.7})$$

Les caractéristiques d'un champ sont déterminées par la source, les milieux entourant la source et la distance entre la source et le point d'observation. À un point proche de la source, les propriétés du champ sont déterminées principalement par les caractéristiques de la source. Loin de la source, les propriétés du champ dépendent principalement du milieu par lequel le champ se propage [6], [9].

- Un champ électrique E est généré entre deux conducteurs à des potentiels différents. Le champ est mesuré en volts par mètre et est proportionnel à la tension appliquée divisée par la distance entre les conducteurs (voir figure 7(a)).

- Un champ magnétique H est généré autour d'un conducteur porteur d'un courant, est mesuré en ampères par mètre et est proportionnel au courant divisé par la distance du conducteur (voir figure 7(b)).

Lorsqu'une tension alternée génère un courant alternatif à travers un réseau de conducteurs (une description qui s'applique à n'importe quel circuit électronique) une onde ElectroMagnétique (EM) est générée qui se propage sous forme de combinaison de champs E et H . La vitesse de propagation est déterminée par le milieu, dans l'espace libre est égal à la vitesse de la lumière, 3.10^8 m/s. Un conducteur portant une variation de courant di/dt significatif générera principalement un champ magnétique ; un nœud de circuit transportant une variation de tension dv/dt significatif générera principalement un champ électrique. La structure de ces champs sera déterminée par la disposition physique des conducteurs sources, ainsi que par d'autres conducteurs, diélectriques et matériaux perméables à proximité. Comme vous vous déplacez autour d'un produit électronique typique, les champs varient d'une manière très compliquée et il est difficile de tirer des conclusions définitives et rapides sur leur distribution et donc comment les contrôler. Mais les lois de Maxwell disent que plus loin de la source, la structure complexe du champ tridimensionnel se décompose et seuls les composants qui sont orthogonaux les uns aux autres et à la direction de la propagation restent.

I.3.2. Limites des zones champ proche et champ lointain

L'espace entourant une source de rayonnement peut être divisé en deux régions, comme le montre la figure 8. À proximité de la source se trouve le champ proche ou d'induction. À une distance supérieure à la longueur d'onde λ divisée par 2π se trouve le champ de rayonnement ou champ lointain. La région autour de $\lambda/2\pi$ est la région de transition entre les champs proche et lointain [5][6][9].

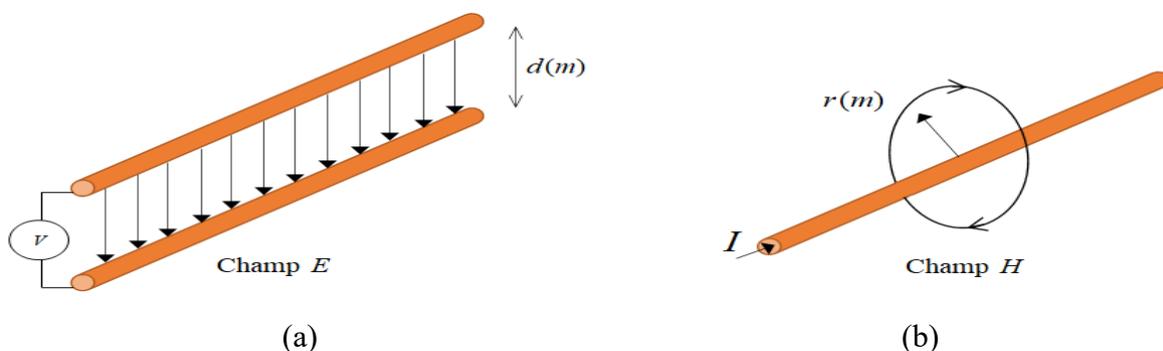


Figure 7 : Champs électromagnétiques : (a) champs électriques et (b) champs magnétiques

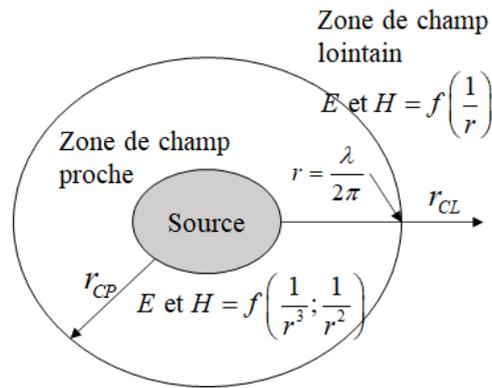


Figure 8 : Les zones de champ proche et de champ lointain d'une source rayonnante.

Le rapport entre le champ électrique et le champ magnétique (E/H) est appelé impédance d'onde. En se référant à l'évolution de ce rapport, illustré sur la figure 9 [6] en fonction de la distance séparant la source de rayonnement et le point d'observation, on peut définir les limites physiques des zones CP et CL. Dans le champ lointain, c'est-à-dire pour $d > \lambda/2\pi$, l'onde est appelée onde plane et les champs E et H décroissent avec la distance au même rythme. Son impédance est donc constante et égale à l'impédance de l'espace libre donnée par l'équation (I.8)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \approx 377 \Omega \tag{I.8}$$

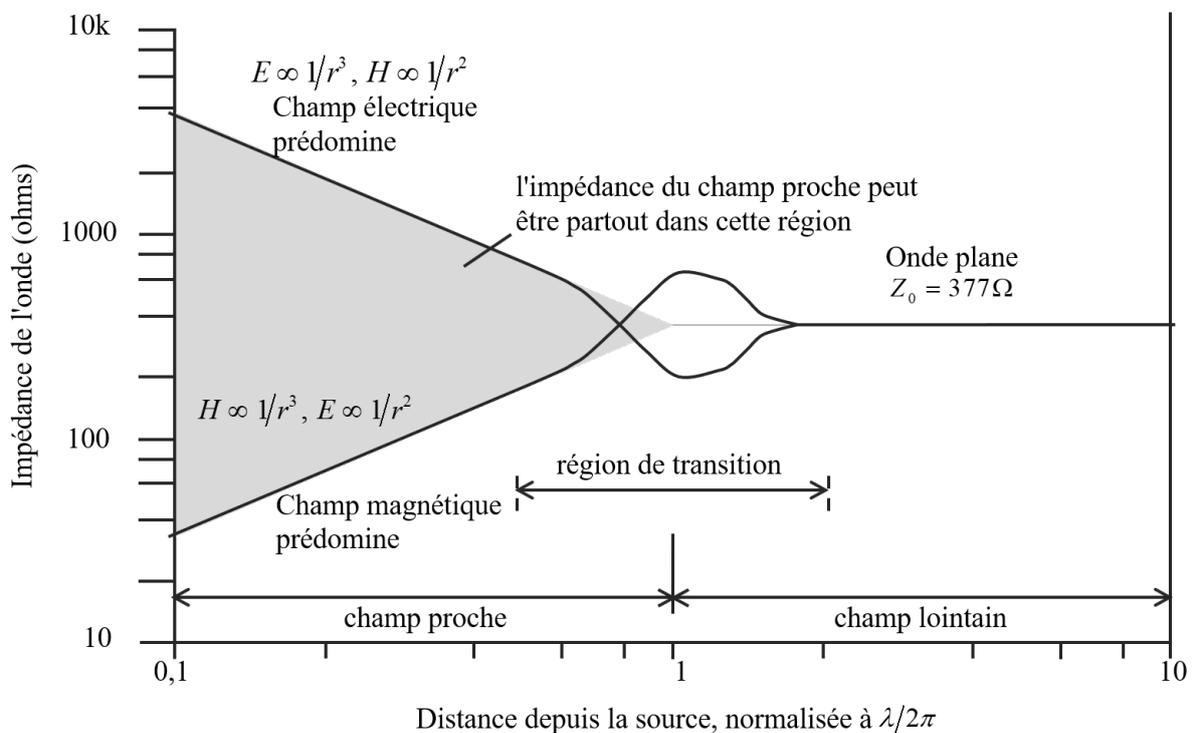


Figure 9 : Évolution de l'impédance d'onde en fonction de la distance [6].

Où $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m) est la perméabilité de l'espace libre et $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ (F/m) est la permittivité de l'espace libre.

Dans le champ proche, $d < \lambda/2\pi$, à cette zone, le champ électrique et magnétique rayonnés sont indépendants l'un de l'autre et l'impédance d'onde est déterminée par les caractéristiques de la source. Un radiateur à faible courant et haute tension tel qu'un dipôle électrique générera principalement un champ électrique de haute impédance (le champ proche est principalement électrique). Le champ électrique perd un peu de son intensité au fur et à mesure que la distance augmente, car il génère un champ magnétique complémentaire. Toujours dans la région de champ proche, le champ électrique et le champ magnétique s'atténuent à des vitesses de $(1/r^2)$ et $(1/r^3)$, respectivement. Ainsi, l'impédance d'onde d'un dipôle électrique diminue avec la distance et se rapproche de l'impédance de l'espace libre dans le champ lointain, comme le montre la figure 9. Tandis qu'un radiateur à courant élevé et basse tension, tel qu'une boucle magnétique générera principalement un champ magnétique de faible impédance (le champ proche est principalement magnétique). À mesure que la distance par rapport à la source augmente, les deux champs, magnétique et électrique, s'atténuent respectivement à des vitesses de $(1/r^3)$ et de $(1/r^2)$. L'impédance d'onde augmente donc avec la distance et se rapproche de celle de l'espace libre à une distance de $\lambda/2\pi$. Dans la région de champ lointain, les champs électriques et magnétiques s'atténuent à une vitesse de $1/r$ [5].

La région autour de $\lambda/2\pi$, soit environ un sixième d'une longueur d'onde, est la région de transition entre les champs proches et lointains. Il ne s'agit pas d'un critère précis, mais plutôt d'une région dans laquelle la structure du champ passe de complexe à simple. On suppose toujours que les ondes planes se trouvent dans le champ lointain. Tandis que pour le champ proche, les champs électriques et magnétiques doivent être considérés séparément, parce que le rapport des deux n'est pas constant.

I.3.3. Champ proche en CEM

Comme nous l'avons mentionné précédemment, tous les circuits électroniques ont la possibilité de rayonner, de capter des interférences électriques indésirables qui peuvent compromettre le fonctionnement de l'un ou l'autre des circuits. Ainsi, la nécessité d'un scan ou d'une mesure en champ proche est nécessaire, voire indispensable, afin de déterminer le rayonnement électromagnétique au voisinage immédiat de chaque composant ou circuit électronique, et donc de les caractériser en émission rayonnée, ce qui permet de construire des

modèles permettant la prédiction du rayonnement électromagnétique en champ proche et la transformation en champ lointain. Les mesures en champ proche sont effectuées pour : évaluer le niveau des émissions rayonnées, détecter les modes de couplages non désirés et l'identification des sources de rayonnement ou les points chauds afin d'établir une disposition optimale des dispositifs au sein du produit final. En résumé, la réalisation d'un diagnostic système d'un point de vue CEM en prévenant la survenance de l'IEM entre les différents composants et équipements électroniques qui travaillent à proximité les uns des autres dans l'espace confiné du système.

I.4. La problématique de la CEM

Un système conçu au mépris total de la CEM aura presque toujours des problèmes lorsque les tests commencent. En effet, le développement des produits électroniques s'accompagne d'une diminution du nombre de techniques de réduction du bruit disponibles, comme le montre la figure 10. Parallèlement, le coût de la réduction du bruit augmente [5]. L'analyse à ce moment-là, pour déterminer laquelle des nombreuses combinaisons possibles de chemin de bruit contribuent au problème, peut ne pas être simple ou évidente. Les solutions à ce stade avancé impliquent généralement l'ajout de composants supplémentaires qui ne font pas partie intégrante du circuit. Par conséquent, compte tenu du nombre de dispositifs électroniques existants, les conséquences dues à d'éventuels dysfonctionnements pourraient être graves si la CEM n'était pas prise en compte.

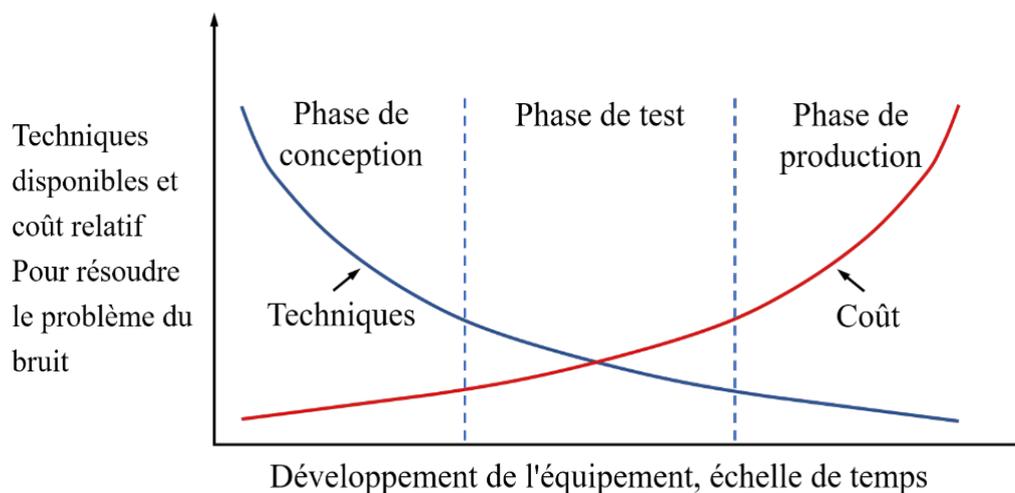


Figure 10 : Les techniques de réduction du bruit disponibles et leur coût lors du développement d'un nouveau produit [5].

Pour garantir que CEM est une considération dans la conception de tous les produits électroniques, divers organismes gouvernementaux et organismes de réglementation ont imposé des règlements CEM qu'un produit doit respecter avant qu'il puisse être commercialisé, afin de définir les limites de l'émission et le degré d'immunité requis. Un certain nombre de normes CEM sont répertoriées dans [6] et [10].

I.4.1. La modélisation CEM

La CEM est un défi majeur pour les concepteurs. Les IEM peut être la raison d'une défaillance du système ou d'une déclination importante des performances du système. Ces inconvénients poussent les concepteurs à utiliser des solutions de sauvegarde, ou à revoir leurs produits dès les premières phases de conception. Dans les deux cas, des délais et des coûts supplémentaires sont nécessaires dans la chaîne de production. Pour éviter ces problèmes de fonctionnement et de surcoût, il est alors nécessaire d'inclure la CEM au début du développement du produits. Sachant que, traiter à l'avance la CEM nous permet un plus large choix de solutions disponibles à moindre coût (voir figure 10).

Dans ce contexte, les fabricants de composants électroniques, les constructeurs de cartes électroniques ainsi que les utilisateurs d'électronique embarquée s'intéressent à la localisation de la source rayonnante et la prévision des IEM avant même la fabrication des dispositifs électroniques pour des raisons économiques et qualitatives. La CEM doit être considéré comme un problème qui affecte tous les aspects de la conception électrique, électronique et mécanique. Elle ne peut pas être traitée de manière adéquate isolément. En règle générale, une conception complète peut consister en un certain nombre de sous-systèmes qui interagissent les uns avec les autres par le biais de câbles de signal et d'alimentation et par des mécanismes réactifs (capacitifs et/ou inductifs) ou radiatifs.

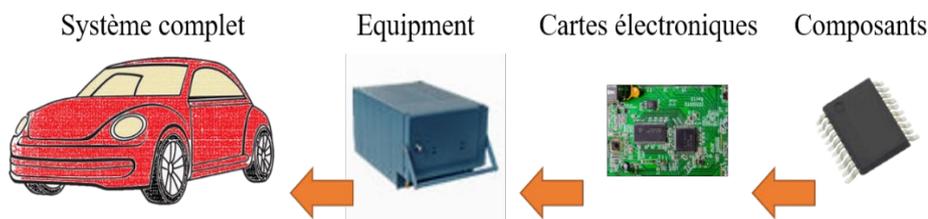


Figure 11 : Modélisation CEM à tous les niveaux du système

Le comportement CEM d'un système complet ne peut pas être facilement prédit à partir du comportement connu des sous-systèmes. Dans ce cadre, la modélisation CEM au niveau du système doit être envisagée à tous les échelons, comme illustré dans la figure 11 ; composant, carte qui intègre des composants, sous-ensembles possédant plusieurs cartes, équipement qui regroupe des sous-ensembles. La conformité à chaque niveau favorise un fonctionnement harmonieux au cours des phases d'intégration.

Vu la complexité et la conception compacte des appareils électroniques modernes et en raison de la confidentialité commerciale et de l'emballage de protection, il est souvent impossible de saisir la taille physique détaillée et la distribution du champ d'une source de bruit. Par conséquent, les simulations dans les outils de rayonnement 3D comme HFSS (High-Frequency Structure Simulator) [11] et CST (Computer Simulation Technology) [12] manquent de conditions suffisantes ou deviennent trop lourdes et gourmandes en termes de ressources informatiques. Le but de la recherche CEM actuelle est alors de développer des méthodologies et des outils qui permettent d'intégrer des procédures de conception CEM optimales dans le processus de conception dès le début, afin de prévoir la CEM au niveau d'un système complet.

I.4.2. Objective de la thèse

Les travaux de recherche de cette thèse ont pour objectif d'étudier les aspects de la CEM au niveau des circuits électroniques du point de vue de l'émission. L'idée sous-jacente est de développer un modèle équivalente simple et générique (c'est à-dire applicable à tout sort de composants et cartes électroniques) capable de prédire avec précision les émissions rayonnées d'un Dispositif Sous Test (DST), pour toute distance arbitraire dans l'espace entourant ce dernier.

A l'aide de ce modèle de rayonnement qui recrée le même champ électromagnétique que le composant ou la carte électronique à caractériser, il devient aisé d'évaluer le rayonnement global de ce dernier et, par conséquent, d'estimer le couplage en champ proche avec les autres composants et cartes voisins. Ceci implique d'associer le modèle d'émissions rayonnées à des modèles de couplage analytiques afin de prévoir les IEM entre les sources de bruit et les éléments victimes en champ proche. Parce que l'étude de couplage est un sujet très vaste, nous nous concentrons sur le couplage entre les sources rayonnantes et des interconnexions situées à proximité. Les interconnexions sont des lignes de transmission de type câble au-dessus d'un plan de masse ou microruban.

Par la suite, un état de l'art sera consacré aux différents modèles capables de prédire le champ électromagnétique des structures rayonnées et aux différents formalismes analytiques permettant la prédiction du couplage champ-ligne.

I.5. Modélisation des émissions rayonnées : état de l'art

Les émissions de champs électromagnétiques des appareils électroniques numériques à grande vitesse sont devenues une préoccupation essentielle en matière de conception industrielle. Les champs d'émission doivent être prédits tôt pour les deux phases de conception et de post-optimisation. L'une des méthodes de prédiction les plus simples et les plus précises consiste à effectuer une simulation à ondes complètes avec un solveur EM [11,12] ; toutefois, cette méthode nécessite des géométries 3D détaillées des composants de la source émettrice et de l'environnement de couplage, entraînant de longs temps de calcul et des exigences matérielles de calcul élevées. De ce point de vue, les efforts et l'attention des chercheurs ont été consacrés à l'élaboration d'un modèle simplifié et efficace afin d'évaluer et caractériser le rayonnement EM des dispositifs électroniques en émission. Lors du développement d'un nouveau produit, cette modélisation des émissions rayonnées fournit aux concepteurs de systèmes un outil utile pour simuler la conception avant le prototypage, afin de réduire le coût et le temps. En effet, la plupart de ces modèles sont basés sur les cartographies du champ électromagnétique proche obtenu le long d'une surface au-dessus de l'appareil testé et en général ces modèles peuvent être classifiés selon leur topologie en deux grandes catégories : les modèles basés sur des sources équivalentes et les modèles mathématiques qui suggèrent la transformation du champ proche vers le champ lointain.

Dans la suite, nous allons présenter une brève explication sur le principe de base de ces modèles des émissions rayonnées ainsi que leurs éventuelles applications. Tandis que, la description détaillée de chaque méthode sera présentée dans le deuxième chapitre tout en expliquant leurs démarches d'obtention et le modèle mathématique associé.

I.5.1. Modèle des sources équivalentes

Les modèles de sources équivalentes sont considérés parmi les modèles des émissions rayonnées les plus répandus pour effectuer une transformation Champ Proche/Champ Lointain (CP/CL). Ils permettent de représenter le DST comme un ensemble de sources élémentaires équivalentes qui recréent le même champ électromagnétique que celui du dispositif cible pour

une fréquence donnée et pour une activité spécifique du composant. La diversité des méthodes basées sur des sources équivalentes est en fonction de leurs types (densité de courant électrique ou magnétique, dipôle électrique et/ou magnétique ainsi que des moments dipôle électrique et magnétique) et aussi des différentes moyennes d'obtention des leurs variables, c'est à-dire les méthodes de résolution mathématique tel que, des inversions matricielles, des techniques de régularisations et des algorithmes d'optimisations.

A. Modèle de source équivalente basée sur des densités de courants

La transformation CP/CL peut être théoriquement effectuée en utilisant le principe d'équivalence de Huygens dans la théorie EM [9]. Selon ce principe, toute source rayonnant en dessous d'une surface de balayage en champ proche suffisamment grande peut être remplacée par un ensemble approprié des sources de courant électrique ou magnétique équivalentes distribuées soit à la surface des structures rayonnantes réelles, soit à une surface fictive englobant partiellement ou complètement le DST. Ces courants peuvent être déterminés inversement en fonction des données de mesure de champ proche complexes. Une fois ces courants obtenus et à l'aide des équations d'intégrales de la fonction de Green, il est possible d'évaluer le champ rayonné du DST à n'importe quel endroit en dehors de la région des sources de courant équivalente comme il est indiqué dans [13]. Selon [14-18], les courants électriques et magnétiques équivalents ont été calculés à partir des mesures du champ proche pour présenter le rayonnement d'une Antenne Sous Test (AST). Les sources de courants équivalentes ont été placées sur une surface fictive qui englobe l'antenne et les résultats synthétiques et expérimentaux ont illustré la précision de cette méthode.

En outre, une autre méthode basée sur des courants équivalentes a été appliquée dans [19] et [20] pour extrapoler la configuration sphérique complète d'une antenne basée sur les mesures de champ proche sphérique tronqué. Cette méthode peut surmonter la difficulté que les données de mesure ne sont pas disponibles ou moins fiables pour certaines zones sphériques lors de mesures pratiques. Les limites de cette transformation en champ proche sont évidentes : le champ sous le plan source ne peut pas être prédit et les sources de rayonnement physique ne peuvent pas être facilement réfléchies.

B. Modèle de source équivalente basée sur des moments de dipôles

Le principe de cette méthode de sources équivalentes consiste à trouver une représentation en réseau des moments dipôles électriques et magnétiques qui remplace le DST et rayonner

ainsi le même champ EM [21]. De telles méthodes ont été étudiées en profondeur dans nombreux travaux [22-24] pour les applications d'estimation des IEM et la prédiction du champ rayonné à partir des circuits intégrés IC (Integrated Circuit), circuits imprimés PCB (Printed Circuit Board) et boîtiers où les moments de dipôles sont extraits sur la base des données de champ proche mesurées sur un plan ou une surface rectangulaire fermée. Ici, pour obtenir les moments de dipôles inconnus, la méthode des moindres carrés, une méthode générale et largement utilisée pour résoudre les problèmes inverses, est appliquée pour résoudre le problème inverse qui relie les données de champ proche aux sources équivalentes [25]. Les moments dipôles extraits sont ensuite implémentés dans les outils de simulations en pleine onde ou des calculs directs pour évaluer les champs rayonnés loin de la DST et ainsi estimer le couplage avec d'autres dispositifs situés à proximité [26-28]. Dans d'autres travaux [29], un modèle de moments de dipôles équivalents amélioré est proposé dans lequel le problème des moindres carrés est résolu en utilisant un contraste croisé entre la régularisation de Tikhonov et la décomposition en valeur singulière tronquée SVD (Singular Value Decomposition) pour améliorer la stabilité de la solution inverse.

C. Modèle de source équivalente basée sur des dipôles infinitésimaux

Comme pour le modèle de moment dipôle équivalent, un simple modèle de source équivalente est introduit dans [30]. Cependant, cette fois-ci, la représentation de la source équivalente de l'objet sous test est basée sur l'utilisation d'un réseau de dipôles électriques et/ou magnétiques infinitésimaux placés dans le plan x - y . Dans cette approche, l'orientation et le courant d'excitation de chaque dipôle électrique et/ou le courant d'excitation circulant dans chaque dipôle magnétique sont les paramètres inconnus à déterminer pour obtenir la même distribution de champ de DST cible dans les régions de champ proche et de champ lointain.

Dans le cas d'un modèle de source équivalente basé sur un ensemble de dipôles électriques, les composantes tangentielles du champ magnétique proche (H_x , H_y) sont nécessaires pour résoudre le problème inverse [30]. En revanche, une seule composante de champ proche magnétique (H_x , H_y ou H_z) est nécessaire pour le modèle de source équivalente basé sur un ensemble de dipôles magnétiques (présentés par un courant en boucle infinitésimal placé dans le plan x - y) comme indiqué dans [30]. Toutefois, dans ce cas, l'exactitude de la solution obtenue n'est pas garantie. Quoi qu'il en soit, le modèle de boucle magnétique est fortement recommandé pour les applications qui ne nécessitent pas de solution très précise car il est beaucoup plus simple et nécessite moins de données de champ proche.

En outre, dans [31], le modèle est étendu pour devenir un modèle complet basé sur les deux ensembles de dipôles électriques et magnétiques. Néanmoins, cette fois, le champ E et le champ H scannés sont nécessaires pour l'extraction du modèle. Par la suite, une procédure de modélisation simple est présentée dans [32-34], dans laquelle les dipôles équivalents sont insérés dans des outils de simulation électromagnétique 3D commerciaux tels que HFSS et CST pour la simulation de la CEM au niveau du système et l'estimation des IEM.

D. Modèle de source équivalente avec des méthodes d'optimisations

L'utilisation d'un réseau de source équivalente pour représenter le diagramme de rayonnement d'une source rayonnante est un problème inverse discret et mal conditionné [35], c'est-à-dire que le modèle obtenu sera plutôt instable ou manquera d'efficacité. En d'autres termes, puisque les méthodes de sources équivalentes susmentionnées nécessitent la résolution d'un problème inverse du champ à la source, elles ne peuvent pas toujours garantir une solution vraie et l'amplification du bruit tend à être un problème qui ne peut être négligé. Par conséquent, des améliorations innovantes doivent être développées pour simplifier l'extraction des sources équivalentes et également améliorer leur stabilité. Dans des recherches connexes [29, 35], des techniques d'optimisation et de régularisation sont utilisées pour améliorer le conditionnement numérique du problème inverse et donc obtenir des dipôles équivalents ayant une signification physique. Dans [36-39], une conversion CP/CL basée sur un algorithme génétique a été réalisée pour un circuit imprimé avec un plan de masse. Des aspects importants de la mise en place d'un problème de conversion approprié, tels que le nombre de dipôles équivalents et le choix des points d'observation, ont également été abordés.

Par ailleurs, une procédure automatisée de modélisation des émissions rayonnées d'un microcontrôleur a été présentée dans [40]. Ce modèle est basé sur un petit ensemble de dipôles, et la procédure d'obtention des paramètres combine deux techniques différentes : un traitement d'image basé sur le principe de la squelettisation et un algorithme d'optimisation de type Levenberg-Marquardt. Le traitement d'image est appliqué pour déterminer le nombre de dipôles et leurs positions initiales approximatives et le reste des paramètres du modèle sont obtenus avec l'algorithme de Levenberg-Marquardt. Cependant, ces techniques d'optimisation peuvent réduire de manière significative l'erreur dans la solution du dipôle mais au coût d'une augmentation du temps de calcul.

I.5.2. Modèles mathématiques : Spectre D'onde Plane

Assez différente des méthodes basées sur des sources équivalentes, la transformation CP/CL peut également être réalisée en utilisant la théorie du Spectre d'Ondes Planes (SOP). La méthode SOP fournit une autre approche pour l'analyse du champ proche. L'idée d'utiliser la technique SOP pour effectuer la transformation CP/CL est née après que Booker et Clemmow [41] aient découvert la relation simple entre la SOP et le champ lointain. Dès lors, il devient possible d'utiliser cette technique pour évaluer le rayonnement en champ lointain à partir de mesures en champ proche. La représentation SOP d'un champ électromagnétique arbitraire est utilisée pour représenter le champ EM qui se propage comme une somme d'ondes planes individuelles de même fréquence qui se propagent dans différentes directions spatiales. Bien que cette formulation existe depuis de nombreuses années, ce n'est que récemment qu'elle a suscité un grand intérêt pour la modélisation des émissions rayonnées [42-45], où les chercheurs utilisent la transformée de Fourier bidimensionnelle pour décomposer le champ proche en ondes planes. Ensuite, la transformation à partir du plan d'observation à un plan supérieur ou dans la région du champ lointain est accomplie en utilisant les champs du domaine-spectral étendu. Pour prédire le rayonnement électromagnétique en champ proche et la transformation en champ lointain, la méthode SOP présente l'avantage d'être simple et de prendre moins de temps, contrairement aux méthodes basées sur les sources équivalentes qui nécessitent un temps de calcul considérable, notamment pour caractériser un DST de grande taille. En revanche, l'une des principales limites de cette transformation du champ proche est les sources de rayonnement physiques ne peuvent être facilement réfléchies.

I.6. Prédiction de couplage EM

L'objectif principal derrière le développement d'un modèle d'émissions rayonnées capable de prédire le champ EM rayonné par n'importe quel DST est de fournir aux concepteurs de systèmes électroniques un outil qui leur permette d'estimer le couplage et de résoudre de nombreux problèmes d'IEM au début de la phase de conception. Ainsi, ces modèles doivent être associés à un modèle de prédiction du couplage pour déterminer les tensions et les courants induits par un champ externe rayonné par un DST agressif sur un dispositif victime situé à proximité. Cette procédure permet au concepteur d'établir une configuration optimale des systèmes électroniques et donc d'assurer la conformité CEM du produit final. Le sujet lié aux phénomènes de couplage étant très vaste, nous nous concentrons dans ces travaux de thèse sur les problèmes de couplage décrivant l'interaction d'un champ électromagnétique incident avec

des lignes de transmission au-dessus d'une masse parfaitement conductrice. En effet, les problèmes d'interférence en champ proche peuvent être résolus en utilisant deux types de modèles : des modèles numériques et des modèles analytiques.

Cependant, l'utilisation de méthodes numériques, telles que la Méthode des Eléments Finis (MEF) [46] ou la méthode des moments (MoM) [47] pour le calcul de l'interaction du champ électromagnétique avec les lignes de transmission n'est pas simple et implique de longs temps de calcul et des besoins considérables en mémoire. Une façon de faire face à ce problème est l'utilisation de modèles analytiques. Ces modèles, basés sur la théorie approximative des lignes de transmission, sont complètement analytiques et permettent de prédire le couplage en champ proche de manière simple et rapide. En fait, il y a trois approches analytiques apparemment différentes mais complètement équivalentes qui ont été proposées pour décrire le couplage des champs électromagnétiques aux lignes de transmission, ce sont : celle de Taylor et al. [48], Agrawal et al. [49] et celle de Rachidi [50]. Après une brève discussion sur les hypothèses sous-jacentes de la théorie des lignes de transmission, nous allons ensuite présenter brièvement une description de ces trois modèles de couplage champ-ligne.

I.6.1. L'Approximation des lignes de transmissions

Les lignes de transmission représentent l'une des plus importantes technologies électromagnétiques qui permet de transporter un signal électrique de la source émettrice au récepteur de la charge réceptrice. La raison en est qu'elles peuvent être décrites par une théorie simple, similaire à la théorie des circuits. La figure 12 montre une ligne de transmission de type conducteur au-dessus d'un plan de masse parfaitement conducteur et le circuit équivalent correspondant.

Les principales hypothèses de la théorie de la ligne de transmission sont les suivantes [51],[52].

- L'hypothèse fondamentale de toute formulation de ligne de transmission est que la réponse de la ligne aux champs électromagnétiques couplés est quasi-transversale (quasi-TEM), c'est-à-dire que les champs électriques et magnétiques sont confinés dans un plan x - y transversal et perpendiculaire à la direction de propagation ou à l'axe de la ligne (axe z) [53]. Cependant, les dimensions de la section transversale, par exemple les séparations des conducteurs, c'est-à-dire la distance entre le plan de masse (conducteur de référence) et le conducteur de base, doivent être électriquement petites pour que

l'analyse donne des résultats valides. En d'autres termes, elle doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde ($h \ll \lambda$),

- La propagation se produit le long de l'axe de la ligne [51]. Cette hypothèse n'est également valable que si les dimensions de la section transversale de la ligne sont électriquement petites (ne dépassant pas environ un dixième de la longueur d'onde significative minimale du champ électromagnétique excitateur).
- La variation temporelle de l'onde électromagnétique est supposée très lente, ce qui nous permet de considérer que l'onde électromagnétique conserve les mêmes valeurs le long de la ligne de transmission. Cette approximation est appelée approximation quasi-stationnaire et n'est valable que lorsque la longueur de la ligne est très petite devant la longueur d'onde ($L \ll \lambda$) [51],[52].

Nous considérons une ligne de transmission, un câble au-dessus d'un plan de masse, en présence d'une onde électromagnétique externe non uniforme (voir figure 13). La ligne, placée dans un plan y - z et orientée selon l'axe y , est constituée d'un conducteur cylindrique de rayon a et de longueur L situé à une distance h au-dessus du plan de masse. Les champs électriques et magnétiques totaux qui illuminent le fil victime s'expriment comme suit

$$\begin{cases} E = E^e + E^s \\ H = H^e + H^s \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

$$\begin{cases} E^e = E^{inc} + E^{ref} \\ H^e = H^{inc} + H^{ref} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Dans l'équation (I.9), E^e et H^e sont respectivement les champs électriques et magnétiques excitateurs, obtenus par la somme du champ incident E^{inc} / H^{inc} et du champ réfléchi par le plan de masse E^{ref} / H^{ref} , les deux champs EM incident et réfléchi étant déterminés en l'absence de la ligne victime ; E^s et H^s sont respectivement les champs électriques et magnétiques diffusés qui représentent la réaction de la ligne victime à l'onde excitatrice.

La ligne peut être modélisée par un ensemble de quadripôles ou cellules élémentaires placés en cascade entre la source et la charge. Comme le montre la figure 12(b), chaque quadripôle d'une section de longueur dz est représenté par un circuit électrique équivalent formé par : résistance R' , inductance L' , conductance G' et capacitance C' . Ces composants peuvent être exprimés en termes des grandeurs linéiques comme suit [52] :

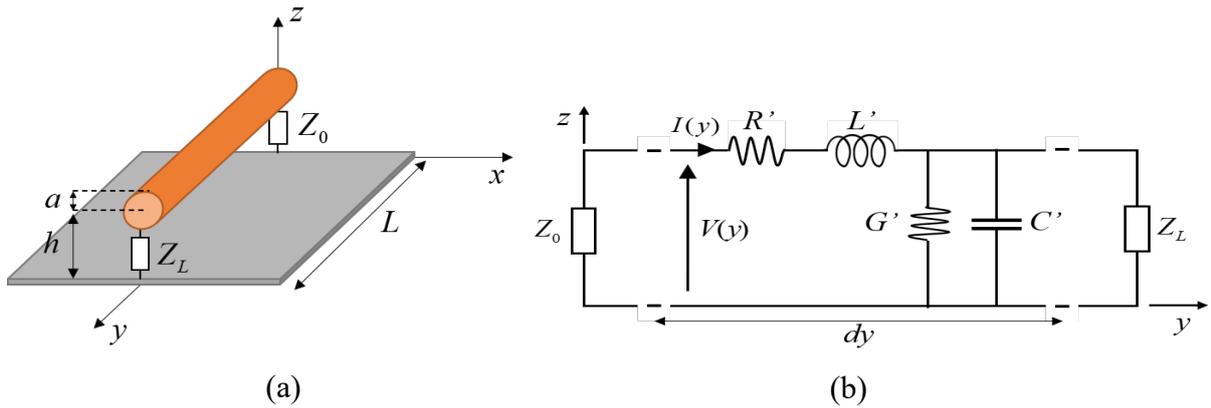


Figure 12 : Ligne de transmission et le circuit équivalent correspondant : (a) conducteur au-dessus d'un plan de masse, (b) schéma électrique équivalent.

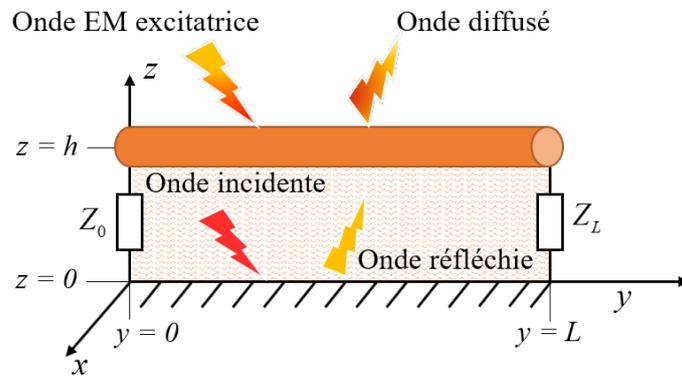


Figure 13 : Ligne de transmission en présence d'un champ électromagnétique incident.

$$\begin{aligned}
 R' &= R \cdot dy \\
 L' &= L \cdot dy \\
 G' &= G \cdot dy \\
 C' &= C \cdot dy
 \end{aligned}
 \tag{I.11}$$

Où R , L , G et C représentent respectivement la résistance, l'inductance, la conductance et la capacitance linéiques de la ligne de transmission.

Les équations différentielles linéaires appelées équations du télégraphiste [54] qui permettent de décrire le courant I et la tension V sur la ligne sont données comme suit

$$\frac{dV(z)}{dz} + ZI(z) = 0
 \tag{I.12}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} + YV(z) = 0
 \tag{I.13}$$

Dans les équations ci-dessus, Z et Y représentent respectivement l'impédance linéaire (équation (I.14)) et l'admittance linéaire shunt (équation (I.15)).

$$Z = R + jL\omega \quad (\text{I.14})$$

$$Y = G + jC\omega \quad (\text{I.15})$$

Après avoir établi le circuit équivalent d'une ligne de transmission, il devient possible d'évaluer les tensions V_0 et V_L induites par un champ électromagnétique externe aux extrémités d'une ligne de transmission victime en utilisant les trois formalismes de couplage champ-ligne mentionnés ci-dessus.

I.6.2. Modèles analytiques pour la prédiction du couplage EM

A. Modèle de Taylor

Le modèle développé par Taylor, Satterwhite et Harrison dans [48] traduit l'action d'une onde EM excitatrice externe sur une ligne de transmission par un ensemble de sources de tension série et de courant parallèle distribuées le long de la ligne. Le circuit équivalent de la ligne victime selon le modèle de Taylor est présenté dans la figure 14. Ces sources de tension et de courant expriment respectivement le couplage généré par le champ magnétique transversal H_x et par le champ électrique normal au plan de masse E_z .

Les équations classiques du télégraphiste exprimées en (I.12) et (I.13) sont présentées dans lesquelles aucune excitation externe n'est considérée. Cependant, la présence d'un champ externe entraîne une fonction de forçage exprimée en termes de champs magnétique et électrique excitateurs. De ce fait, les équations des télégraphistes deviennent [48] :

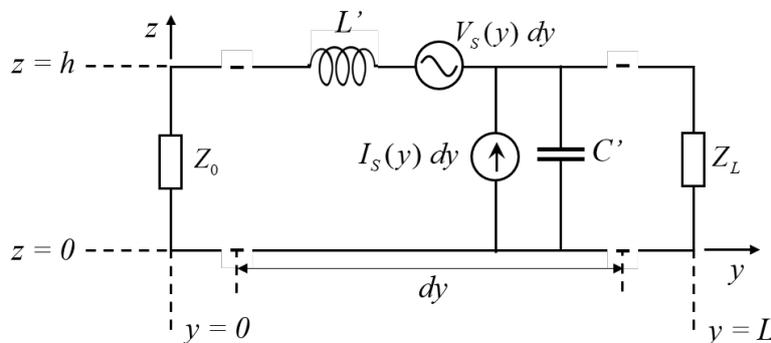


Figure 14 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par un champ électromagnétique selon le modèle de Taylor.

$$\begin{cases} \frac{\partial V(y)}{\partial y} + j\omega LI(y) = V_s(y) = -j\omega\mu_0 \int_0^h H_x^e(y, z) dz \\ \frac{\partial I(y)}{\partial y} + j\omega CV(y) = I_s(y) = -j\omega C \int_0^h E_z^e(y, z) dz \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Il est important de noter que l'équation (I.16) reliant le courant et la tension le long de la ligne est exprimée dans le cas où la ligne et le plan de masse sont considérés comme parfaitement conducteurs, c'est-à-dire que l'impédance et l'admittance linéaires peuvent être approximées par la formule ci-dessous.

$$\begin{cases} Z = R + jL\omega \approx jL\omega \\ Y = G + jC\omega \approx jC\omega \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

B. Modèle d'Agrawal

Une autre forme des équations de couplage, équivalente au modèle de Taylor, a été dérivée par Agrawal, Price et Gurbaxani dans [49]. Dans ce modèle, seules les composantes du champ électrique exciteur apparaissent explicitement comme fonctions de forçage dans les équations du télégraphe. Ainsi, l'effet des composantes du champ électrique exciteur est représenté par des sources de tension distribuées le long de la ligne et par deux sources de tension localisées qui sont insérées aux terminaisons de la ligne. Le circuit équivalent de la ligne victime selon le modèle de Agrawal est présenté dans la figure 15.

Les équations de couplage entre le champ et la ligne de transmission, dérivées par Agrawal et al [49], sont alors données par :

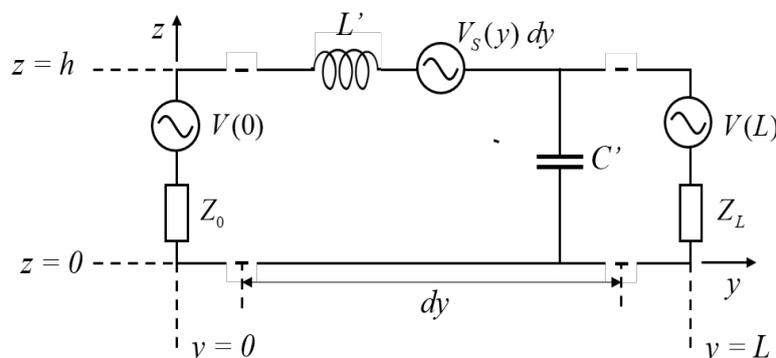


Figure 15 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par un champ électromagnétique selon le modèle d'Agrawal.

$$\begin{cases} \frac{\partial V(y)}{\partial y} + j\omega LI(y) = V_s(y) = E_y^e(y, h) \\ \frac{\partial I(y)}{\partial y} + j\omega CV(y) = I_s(y) = 0 \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

La tension en début et fin de ligne vaut :

$$V(0) = -Z_0 I(0) + \int_0^h E_z^e(0, z) dz \quad (\text{I.19})$$

$$V(L) = -Z_0 I(L) + \int_0^h E_z^e(L, z) dz \quad (\text{I.20})$$

C. Modèle de Rachidi

Contrairement au modèle d'Agrawal, Rachidi dans ses travaux présentés dans [50] a proposé une autre formulation équivalente des équations de couplage champ-ligne ne faisant intervenir que les composantes du champ magnétique de l'onde EM excitatrice. De manière assez similaire au formalisme de couplage de Taylor, le formalisme de Rachidi, modélise l'effet des composantes du champ magnétique exciteur uniquement sur la ligne de transmission par des sources de tension et de courant distribuées le long de la ligne. Par conséquent, le circuit équivalent de la ligne victime selon la formulation de Rachidi est donné par la figure 16.

Les équations de couplage dérivées par Rachidi [50] où le champ électrique exciteur n'apparaît pas explicitement comme un terme source sont données dans les formules ci-dessous.

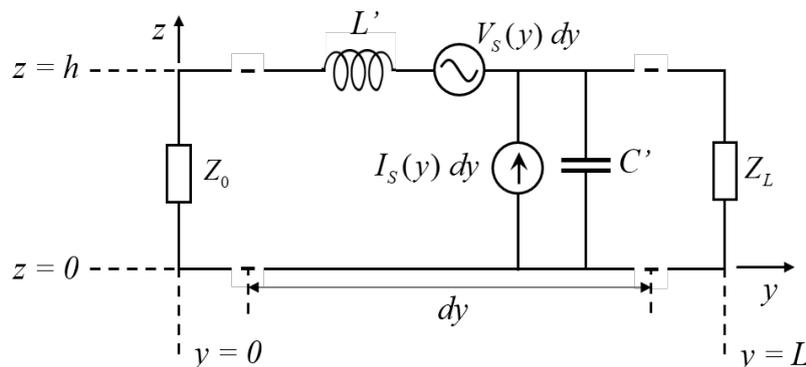


Figure 16 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission excitée par un champ électromagnétique selon le modèle de Rachidi.

$$\begin{cases} \frac{\partial V(y)}{\partial y} + j\omega LI(y) = V_s(y) = -j\omega\mu_0 \int_0^h H_x^e(y, z) dz \\ \frac{\partial I(y)}{\partial y} + j\omega CV(y) = I_s(y) = -\frac{1}{L} \mu_0 \int_0^h \left[\frac{H_y^e(y, z)}{\partial x} - \frac{H_x^e(y, z)}{\partial y} \right] dz \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.6.3. Résolution des équations de couplage

Comme nous nous intéressons à la réponse de la ligne de transmission à ses charges terminales, les solutions des équations de couplage de Taylor (équation (I.16)), Agrawal (équations (I.18)-(I.20)) et Rachidi (équation (I.21)) dans le domaine des fréquences peuvent être exprimées de manière compacte en utilisant les équations dites BLT développées par Baum, Liu, Tesche [55].

Comme discuté ci-dessus, les modèles de Taylor et de Rachidi sont similaires, avec une seule différence réside dans la formulation des sources de courant distribuées le long de la ligne de transmission, dans laquelle il est en fonction de la composante Ez dans la représentation de Taylor, alors qu'il est en fonction des composantes Hx et Hy lorsqu'il s'agit de l'approche de Rachidi. Par conséquent, dans le cas de ces deux modèles de couplage, l'évaluation des tensions V_0 et V_L induites par une onde électromagnétique externe aux extrémités d'une ligne de transmission victime peut être déterminée à partir de l'équation (I.22) [55].

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma L} \\ e^{\gamma L} & -\rho_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma y} [V_s(y) + Z_c I_s(y)] dy \\ -\frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma(L-y)} [V_s(y) + Z_c I_s(y)] dy \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Tandis que, dans le cas du modèle de couplage d'Agrawal, l'évaluation des tensions V_0 et V_L induites par une onde électromagnétique externe aux extrémités d'une ligne de transmission victime peut être déterminée sur la base de l'équation (I.23) [55].

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma L} \\ e^{\gamma L} & -\rho_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma y} V_s(y) dy - \frac{V^e(0)}{2} + \frac{V^e(L)}{2} e^{\gamma L} \\ -\frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma(L-y)} V_s(y) dy + \frac{V^e(0)}{2} e^{\gamma L} - \frac{V^e(L)}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Dans les équations ci-dessus γ représente la constante de propagation complexe le long de la ligne de transmission

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (1.24)$$

Z_C est l'impédance caractéristique de la ligne

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (1.25)$$

ρ_1 et ρ_2 sont les coefficients de réflexion de la tension au niveau des deux extrémités Z_0 et Z_L de la ligne de transmission donnés par

$$\rho_1 = \frac{Z_0 - Z_C}{Z_0 + Z_C} \text{ et } \rho_2 = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (1.26)$$

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, une introduction à ce qui sera étudié dans cette thèse, les bases théoriques nécessaires à la compréhension de ce travail et un état de l'art ont été présentés. La première partie a été consacrée à une introduction sur la modélisation CEM et à ses principaux aspects. Après avoir montré que la prise en compte de la prédiction de la CEM ainsi que l'estimation des IEM a une importance viable avant l'industrialisation de tout produit électronique, nous avons présenté l'objectif derrière le lancement de ces travaux de thèse.

Nous avons ensuite présenté dans la deuxième partie de ce chapitre un état de l'art sur les différents modèles de prédiction des émissions rayonnées et du couplage qui sont capables de répondre aux besoins des concepteurs de systèmes électroniques en assurant la conformité CEM plus tôt dans la phase de conception de leur produit. En citant les limitations et les contributions de chaque approche, nous avons vu deux catégories différentes de modèles d'émissions rayonnées dans cette partie : la première concerne les méthodes basées sur les sources équivalentes et la seconde est représentée par la méthode du spectre d'ondes planes. Il existe également deux types de modèles de prédiction de couplage : numérique et analytique. Sur la base de l'analyse bibliographique nous avons justifié notre choix d'utiliser un modèle de prédiction de couplage analytique plutôt que des méthodes numériques.

Chapitre II : Revue sur la modélisation des émissions rayonnées

II.1. Introduction

Comme indiqué dans le premier chapitre, la CEM est devenue une considération majeure dans tout projet impliquant la conception, la construction, la fabrication et l'installation des équipements électriques et électroniques. Cela est principalement dû à l'intégration de haut niveau des systèmes électroniques embarqués dans un espace confiné, ainsi qu'à l'augmentation des fréquences de fonctionnement et des vitesses de commutation dans les équipements modernes à haute performance. Au cours des dernières décennies, la connaissance du comportement du champ électromagnétique à proximité des composants et systèmes électroniques est devenue une priorité afin d'éviter le potentiel de couplage indésirable et d'assurer la conformité CEM. En conséquence, une grande attention a été portée au déploiement de nouvelles méthodologies et de nouveaux modèles des émissions rayonnées permettent d'intégrer des procédures de conception CEM optimales dès le début du processus de conception afin d'accroître la sécurité, de réduire les coûts et de garantir la conformité CEM.

Nous avons déjà consacré un bref état de l'art sur ces modèles en décrivant le principe de chaque méthode et son éventuelle application. Nous avons également mentionné que ces méthodes qui utilisent le champ proche scanné sur un plan au-dessus du DST afin de prévoir le rayonnement en champ proche et lointain sont divisées en deux catégories principales. L'une des idées consiste à effectuer une transformation directe des champs du plan de scannage à un autre plan supérieur, ou du plan de scannage au champ lointain [41-45]. Cette approche est basée sur la théorie du spectre des ondes planes. Une autre façon d'utiliser les données de champ proche consiste à construire un réseau des sources équivalentes à l'emplacement de la DST, en résolvant un système d'équations non linéaires [13-24], [26-40]. Cependant, ce chapitre est entièrement consacré à la description détaillée de ces méthodes de modélisation des émissions rayonnées, en expliquant le principe de base, la procédure de modélisation ainsi que le modèle mathématique associé à chaque méthode. Cette analyse bibliographique approfondie a pour but de définir le modèle de champ proche le plus intéressant qui existe déjà dans la littérature afin de l'améliorer pour qu'il devient plus adéquat et s'adapte à nos besoins. Néanmoins, comme les données de champ proche doivent être capturées en premier lieu, y compris les informations de magnitude et de phase, pour construire la plupart de ces modèles, nous allons tout d'abord faire une brève présentation du scannage en champ proche qui permet l'extraction de données de champ proche, réalisée soit à l'aide d'un banc de mesure en champ proche, soit à l'aide d'un outil de rayonnement 3D.

II.2. Diagnostique du champ proche

La construction d'un modèle d'émission rayonnée qui émet le même champ EM que le DST nécessite tout d'abord de balayer les données de champ proche, y compris l'amplitude et la phase, sur un plan 2D situé dans la région de champ proche au-dessus de l'objet sous test. En général, l'analyse du champ proche peut être effectuée par mesure ou par simulation. La simulation d'une onde complète semble être une bonne option en raison de sa rapidité et de sa facilité à extraire les données de champ proche. Cependant, dans les cas où des informations détaillées sur la géométrie 3D des dispositifs électroniques ne sont pas disponibles, les simulations utilisant des outils de rayonnement 3D deviennent irréalisables, et les données de champ proche ne peuvent être obtenues qu'en effectuant des mesures.

La mesure peut être réalisée à l'aide d'un banc de mesure de champ proche (voir figure 17) comme celui développé dans [56] ou dans [57]. Ces deux bancs de mesure [56][57] sont basés sur la méthode directe et utilisent plusieurs sondes sensibles chacune à une certaine composante du champ électrique ou magnétique pour mesurer le champ EM émis. Les sondes, qui sont commandées par un PC, se déplacent à l'aide d'un système de positionnement tridimensionnel au-dessus d'un DST généralement immobile (dans le voisinage immédiat du DST) pour obtenir les cartes de champ mesurées. Ces cartes peuvent être rapportées sur un plan, un cylindre ou une sphère. L'instrument de mesure est un analyseur de réseau vectoriel VNA (Vector Network Analyzer) ou un analyseur de spectre utilisé par le PC pour acquérir les données mesurées. Caractérisé par deux accès, le VNA utilise un accès pour alimenter le DST tandis que le second est utilisé pour connecter la sonde passive. Cependant, un générateur de signaux doit être utilisé pour alimenter le DST dans le cas où l'analyseur de spectre est utilisé comme instrument de mesure.

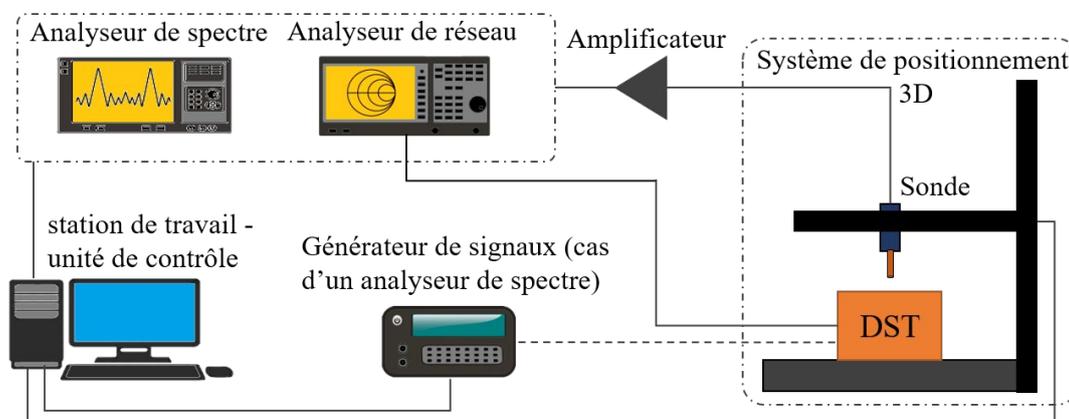


Figure 17 : Schémas du banc de mesure en champ proche

Dans ce contexte, en raison de la non-disponibilité d'un banc de mesure en champ proche, nous ne considérerons que la caractérisation des structures rayonnées qui peuvent être simplement conçues et simulées dans un outil commercial de rayonnement 3D, telle que les antennes patchs. Par conséquent, HFSS d'ansys [11], un logiciel couramment utilisé pour la conception, la simulation et la fabrication des antennes, sera utilisée pour effectuer l'analyse de champ proche tout au long de ces travaux de thèse.

II.3. Modélisation des émissions rayonnées des dispositifs électroniques

II.3.1. Modèle de source équivalente basée sur des densités de courants

Le modèle des courants équivalents est basé sur l'application du principe de Huygens [9]. Le principe de Huygens, ou théorème d'équivalence de surface, affirme qu'une source de rayonnement réelle ou un DST peut être remplacée par un ensemble de distribution de courants équivalents, placées dans une région arbitraire fermée de l'espace qui contient le DST. En respectant les conditions aux limites, ces distributions de courants équivalents permettent d'obtenir le même champ que la source rayonnante à n'importe quel endroit en dehors de la région des sources de courant.

La figure 18 montre le fonctionnement basique du principe d'équivalence. Une source rayonnante est représentée par des densités des courants électriques J_1 et magnétiques M_1 qui rayonnent les champs E_1 et H_1 partout dans l'espace. Ces densités des courants J_1 et M_1 sont inclus dans un volume de l'espace V_1 délimitée par la surface S , sur laquelle les conditions aux limites doivent être satisfaites. En appliquant le principe d'équivalence, les densités de courants internes peuvent être remplacé par des densités de courants surfaciques équivalents J_s et M_s qui produisent les mêmes champ E_1 et H_1 seulement à l'extérieur de la surface fermées S , c'est à dire uniquement dans le volume V_2 (voir figure 18(b)). Pour cela soit possible, les densités de courants doivent satisfaire les conditions aux limites imposées aux composantes tangentielles des champs électrique et magnétique. Les expressions suivantes montrent cela :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \left[\vec{H}_1 - \vec{H} \right] \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \left[\vec{E}_1 - \vec{E} \right] \quad (\text{II.2})$$

où E et H sont respectivement les champs électrique et magnétique à l'intérieur de S .

A l'intérieur de la surface S les champs E et H peuvent avoir n'importe quelle valeur, nous pouvons alors les fixer à zéro : C'est une forme du principe d'équivalence nommée principe de Love [9] (voir figure 19(a)). De manière équivalente, la source rayonnante peut être remplacée par des densités de courants surfaciques électrique et magnétique (équivalent de Love, figure 19(a)), ou par des densités surfaciques de courants magnétique avec un conducteur électrique parfait PEC (Perfect Electric Conductor) à l'intérieur du V_1 (équivalent PEC, figure 19(b)), ou par des densités surfaciques de courants électrique avec un conducteur magnétique parfait PMC (Perfect Magnetic Conductor) à l'intérieur du V_1 (équivalent PMC, figure 19(c)). Donc le problème équivalent de la figure 18(b) devient l'un de ceux présentés dans la figure 19 et les densités de courantes sont alors données par les expressions suivantes :

$$\vec{J}_s = \hat{n}\vec{H}_1 \quad (\text{II.3})$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n}\vec{E}_1 \quad (\text{II.4})$$

Les champs E_1 et H_1 sont les champs électrique et magnétique en dehors de la surface S . Ces derniers peuvent être déterminés en fonction des densités de courants équivalents comme suit :

$$\vec{E}_1 = f_1(\vec{J}_s, \vec{M}_s) \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{H}_1 = f_2(\vec{J}_s, \vec{M}_s) \quad (\text{II.6})$$

Avec f_1 et f_2 sont des fonctions intégrales. Dans un milieu homogène, le champ total créé par une distribution arbitraire des densités de courant électrique et magnétique vaut :

$$\vec{E}_1(M_i) = \vec{E}_{J_s}(M_i) + \vec{E}_{M_s}(M_i) \quad (\text{II.7})$$

$$\vec{H}_1(M_i) = \vec{H}_{J_s}(M_i) + \vec{H}_{M_s}(M_i) \quad (\text{II.8})$$

En associant à chaque point de mesure M_i l'expression du champ rayonnée, le champ électrique et le champ magnétique peut être représenté respectivement par le système matriciel illustré dans les équations (II.9) et (II.10).

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = [Z_1] \begin{bmatrix} J_s \\ M_s \end{bmatrix} = [Z_1][X] \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{bmatrix} H_x \\ H_y \end{bmatrix} = [Z_2] \begin{bmatrix} J_s \\ M_s \end{bmatrix} = [Z_2][X] \quad (\text{II.10})$$

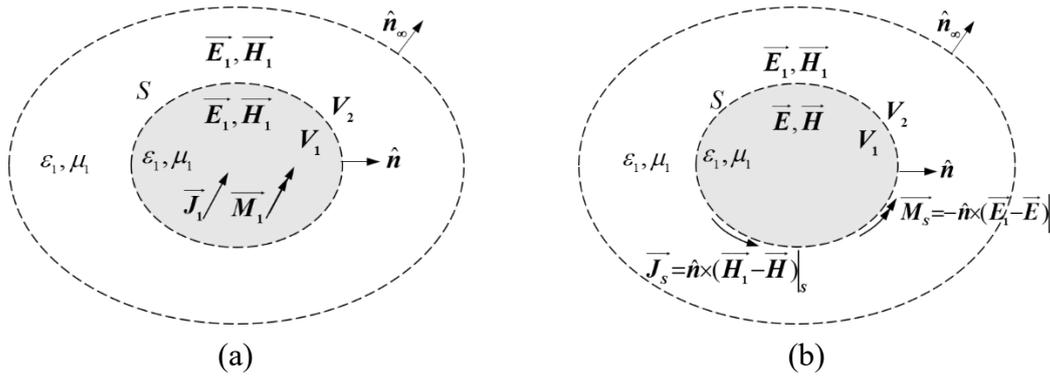


Figure 18 : Principe de Huygens : (a) problème d'origine et (b) problème équivalent

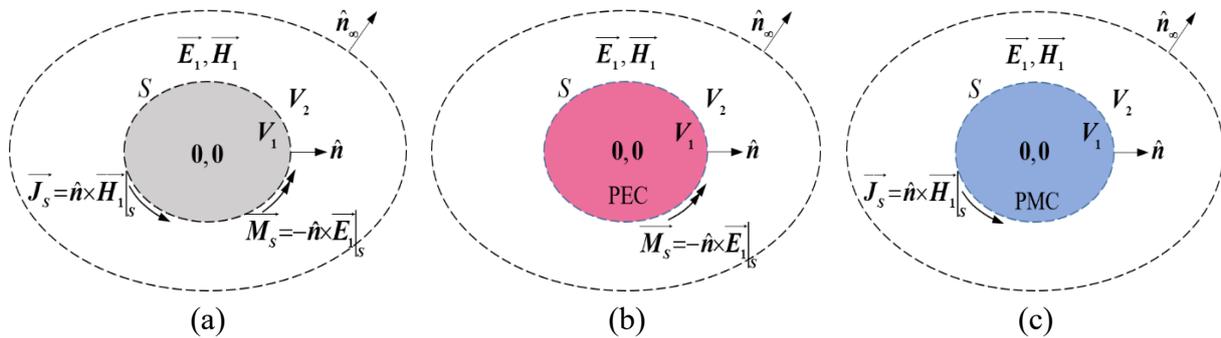


Figure 19 : (a) équivalent de Love, (b) équivalent PEC et (c) équivalent PMC

Avec J_S et M_S sont les densités de courants à déterminer, les éléments de la matrice Z_1 et la matrice Z_2 sont les résultats d'intégration f_1 et f_2 respectivement, E_x et E_y sont les composantes tangentiels du champ électrique et H_x et H_y les composantes tangentiels du champ magnétique. Ces équations peuvent être considérées comme deux systèmes linéaires (un pour les champs électriques et l'autre pour les champs magnétiques). Ainsi, en raison de la relation entre les champs électriques et magnétiques, il sera possible de déterminer la distribution du courant équivalent en inversant l'une des deux matrices du système, en fonction du type de champ disponible, c'est-à-dire que la connaissance d'un seul champ (électrique ou magnétique) est suffisante pour le calcul des deux courants équivalents [14]. Ainsi, après avoir résolu l'un des systèmes matriciels présentés dans les équations (II.9) ou (II.10) et déterminé les densités de courant sur la surface S , il devient possible d'évaluer le champ électromagnétique rayonné en tout point du volume V_2 .

Le développement d'un modèle équivalent basé sur la distribution des densités de courant, également appelé méthode de la boîte de Huygens [58], a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs et ingénieurs en CEM depuis plusieurs années. De nombreuses méthodes numériques pour la résolution le grand système d'équations matricielles ont été étudiées dans l'espoir de trouver une méthode efficace pour le calcul des courants électriques et magnétiques

équivalents à partir des mesures de champ proche. Par exemple, les auteurs de [59] utilisent la fonction de RWG (Rao-Wilton-Glisson) pour le calcul de l'intégrale, ce qui réduit les problèmes dus aux discontinuités dans les courants équivalents.

La décomposition en valeurs singulières SVD est utilisée dans [15] et [59] pour résoudre le système matriciel présenté dans (II.9) ou (II.10) afin de fournir à l'utilisateur un outil quantitatif pour évaluer la qualité et la quantité des données mesurées. Il a été constaté que la technique SVD est très utile aussi pour éliminer l'effet du bruit et de la distorsion qui corrompt le champ acquis. L'utilisation de la méthode itérative du gradient conjugué CG (Conjugate Gradient) pour résoudre les équations matricielles est également étudiée dans [59], et elle donne des résultats similaires à ceux de SVD.

L'inconvénient de cette technique de source équivalente est son coût de calcul. Le calcul des courants équivalents nécessite la résolution de grands systèmes d'équations.

II.3.2. Modèle de source équivalente basée sur des moments de dipôles équivalents

Dans le système de coordonnées cartésiennes, sur la base de l'expansion multipolaire d'une source de rayonnement électromagnétique, toute source rayonnante arbitraire peut être approximativement remplacée par six dipôles : trois dipôles électriques dans les directions x , y , z et trois dipôles magnétiques dans les directions x , y , z , qui sont désignés respectivement par P_x , P_y , P_z et M_x , M_y , M_z [21]. L'ensemble de ces dipôles génèrent approximativement les mêmes champs que la source. Une source de taille finie peut être segmentée en un certain nombre de sources électriquement petites, et peut donc être modélisée approximativement comme un réseau de dipôles électriques et magnétiques.

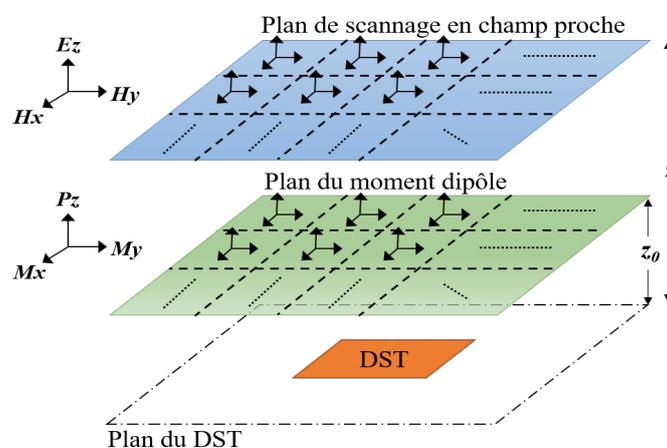


Figure 20: Modèle de moment des dipôles équivalents déterminé à partir d'un balayage en champ proche.

En général, dans cette approche, le DST est supposé être situé au-dessus d'un grand plan de masse. Comme le montre la figure 20, le DST peut être modélisé par $N \times N$ sources électriquement petites. Ensuite, chacune de ces sources électriquement petites peut être remplacée par un ensemble de dipôles. Cependant, les données du champ électromagnétique de la DST doivent d'abord être mesurées sur un plan de balayage en champ proche (voir figure 20). Le nombre de points de mesure dans le plan de balayage en champ proche est supposé être $M \times M$. Notez que, en raison du grand plan de masse, seuls trois des six moments dipôles sont nécessaires dans chaque cellule : M_x , M_y , et P_z dans les directions x , y , et z , respectivement [21]. Lorsque le DST est très proche du plan de masse, la condition limite de conducteur électrique parfait détermine que ces trois moments dipôles dominent. Enfin, la distribution du champ dans le demi-espace au-dessus du DST peut être obtenue à partir de ces sources équivalentes. Supposons que les dipôles soient situés à (x_0, y_0, z_0) , où z_0 est supérieur à zéro et représente la hauteur du réseau de dipôles au-dessus du plan de masse. Les champs électriques et magnétiques tangentiels au point d'observation (x, y, z) peuvent être trouvés comme suit [9][21] :

$$E_x = -j \frac{k\eta_0}{4\pi} \left\{ \left[\frac{(z-z_0)(x-x_0)}{r_1^2} q_1(r_1) + \frac{(z+z_0)(x-x_0)}{r_2^2} q_1(r_2) \right] P_z + \left[\frac{(z-z_0)}{r_1} q_3(r_1) + \frac{(z+z_0)}{r_2} q_3(r_2) \right] kM_y \right\} \quad (\text{II.11})$$

$$E_y = -j \frac{k\eta_0}{4\pi} \left\{ \left[\frac{(z-z_0)(y-y_0)}{r_1^2} q_1(r_1) + \frac{(z+z_0)(y-y_0)}{r_2^2} q_1(r_2) \right] P_z + \left[-\frac{(z-z_0)}{r_1} q_3(r_1) - \frac{(z+z_0)}{r_2} q_3(r_2) \right] kM_x \right\} \quad (\text{II.12})$$

$$H_x = \frac{k}{4\pi} \left\{ -\left[\frac{(y-y_0)}{r_1} q_3(r_1) + \frac{(y-y_0)}{r_2} q_3(r_2) \right] P_z + \left[-\frac{(y-y_0)^2 + (z-z_0)^2}{r_1^2} q_1(r_1) + q_2(r_1) - \frac{(y-y_0)^2 + (z+z_0)^2}{r_2^2} q_1(r_2) + q_2(r_2) \right] kM_x + \left[\frac{(x-x_0)(y-y_0)}{r_1^2} q_1(r_1) - \frac{(x-x_0)(y-y_0)}{r_2^2} q_1(r_2) \right] kM_y \right\} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{aligned}
H_y = & \frac{k}{4\pi} \left\{ \left[\frac{(x-x_0)}{r_1} q_3(r_1) + \frac{(x-x_0)}{r_2} q_3(r_2) \right] P_z \right. \\
& + \left[-\frac{(x-x_0)^2 + (z-z_0)^2}{r_1^2} q_1(r_1) + q_2(r_1) - \frac{(x-x_0)^2 + (z+z_0)^2}{r_2^2} q_1(r_2) + q_2(r_2) \right] kM_y \quad (\text{II.14}) \\
& \left. + \left[\frac{(x-x_0)(y-y_0)}{r_1^2} q_1(r_1) - \frac{(x-x_0)(y-y_0)}{r_2^2} q_1(r_2) \right] kM_x \right\}
\end{aligned}$$

où k est le nombre d'onde en espace libre ; η_0 est l'impédance d'onde dans le vide ; P_z est un nombre complexe désignant le moment de dipôle électrique dans l'unité de A.m ; M_x et M_y désignent les moments de dipôle magnétique dans l'unité de A.m². Les termes $q_1(r)$, $q_2(r)$ et $q_3(r)$ peuvent être écrits comme suit :

$$q_1(r) = \left[\frac{3}{(kr)^2} + j \frac{3}{kr} - 1 \right] f(r) \quad (\text{II.15})$$

$$q_2(r) = \left[\frac{2}{(kr)^2} + j \frac{2}{kr} \right] f(r) \quad (\text{II.16})$$

$$q_3(r) = \left[\frac{1}{kr} + j \right] f(r) \quad (\text{II.17})$$

Avec

$$f(r) = \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{II.18})$$

r_1 et r_2 sont les distances du point d'observation aux trois dipôles et à leurs images, respectivement. Ils peuvent être donnés comme suit :

$$r_1 = \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2} \quad (\text{II.19})$$

$$r_2 = \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z+z_0)^2} \quad (\text{II.20})$$

Il convient de mentionner que le modèle du moment du dipôle prend en compte le plan de masse, ce qui se traduit par les termes d'image dans les équations (II.11) à (II.14). Cependant, en utilisant les images en supposant que le plan de masse est suffisamment grand, l'effet du plan de masse est seulement pris en compte dans les calculs de champ mais n'est pas inclus dans les

moments dipôles. D'après les équations (II.11)-(II.14), les champs électromagnétiques excités par le DST sont les contributions totales de tous les dipôles, et peuvent être calculés comme suit :

$$\begin{pmatrix} [E_x]_{M^2 \times 1} \\ [E_y]_{M^2 \times 1} \\ [H_x]_{M^2 \times 1} \\ [H_y]_{M^2 \times 1} \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} [P_z]_{N^2 \times 1} \\ [M_x]_{N^2 \times 1} \\ [M_y]_{N^2 \times 1} \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

où $[E_x]$, $[E_y]$, $[H_x]$ et $[H_y]$ sont les composantes des champs électriques et magnétiques dans les directions x et y ; $[P_z]$, $[M_x]$ et $[M_y]$ sont les moments dipôles électriques et magnétiques ; et T est la matrice de transformation qui peut s'écrire comme suit :

$$T = \begin{pmatrix} T_{ExPz} & T_{ExMx} & T_{ExMy} \\ T_{EyPz} & T_{EyMx} & T_{EyMy} \\ T_{HxPz} & T_{HxMx} & T_{HxMy} \\ T_{HyPz} & T_{HyMx} & T_{HyMy} \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Chaque sous-matrice de (T) a une taille de $M^2 \times N^2$ et représente les contributions d'une sorte de dipôles à une composante de champ, par exemple, T_{HxMy} décrit la composante de champ Hx générées par tous les dipôles My . En général, la relation entre le champ observé F et les sources équivalentes peut être écrite sous la forme d'une équation normale notée comme suit :

$$F_{EH} = TX \quad (\text{II.23})$$

où X est un nombre complexe qui représente les moments dipôles inconnus Pz , Mx et My avec des informations de magnitude et de phase. Pour obtenir les moments dipôles inconnus à partir des données de balayage en champ proche, il est nécessaire de résoudre l'équation (II.23) qui est un problème inverse typique. En utilisant la méthode conventionnelle des moindres carrés, le problème de l'équation (II.23) est résolu et les moments des dipôles sont calculés à partir des données de champ proche scanné. La solution des moindres carrés est donnée par

$$X = [T'T]^{-1} T'F \quad (\text{II.24})$$

où T' désigne la transposition conjuguée de T .

Par conséquent, les sources de dipôles équivalents peuvent maintenant générer des champs similaires à ceux de la structure originale dans le plan de balayage ainsi que dans des plans plus

élevés. Cette méthode est largement étudiée dans la littérature. Elle est généralement appliquée pour caractériser le couplage et prédire le champ rayonné d'un IC, d'un PCB et de boîtiers [23], [24], [28], [60]. Étant donné qu'il n'existe pas de solution unique lors de la résolution de tels problèmes inverses, c'est-à-dire que des erreurs apparaissent dans certaines évaluations du champ proche et du champ lointain, des techniques de régularisation sont proposées dans les travaux ultérieurs [22], [29] afin d'éliminer les fausses solutions potentielles et de garantir la précision des estimations du champ proche et du champ lointain.

II.3.3. Modèle de source équivalente basée sur des dipôles infinitésimaux

Les modèles de sources équivalentes à base de dipôles infinitésimaux sont des modèles génériques qui permettent de représenter le dispositif à caractériser comme un ensemble de sources élémentaires équivalentes qui rayonnent le même champ électromagnétique que le DST. Dans cette approche, nous pouvons définir trois types de modèles différents dont la variété dépend principalement de la nature du réseau de sources équivalentes qui peuvent être des dipôles électriques ou des dipôles magnétiques ou les deux combinés, des paramètres inconnus qui doivent être déterminés ainsi que des cartographies de champ proche nécessaires à l'extraction de chaque modèle.

A. Modèles basés sur des dipôles électriques

Dans cette approche, le DST est remplacé par un ensemble de dipôles électriques répartis uniformément dans la même zone que celle du composant testé. Ce réseau de dipôles électriques est censé rayonner le même champ que celui du DST (figure 21) [30].

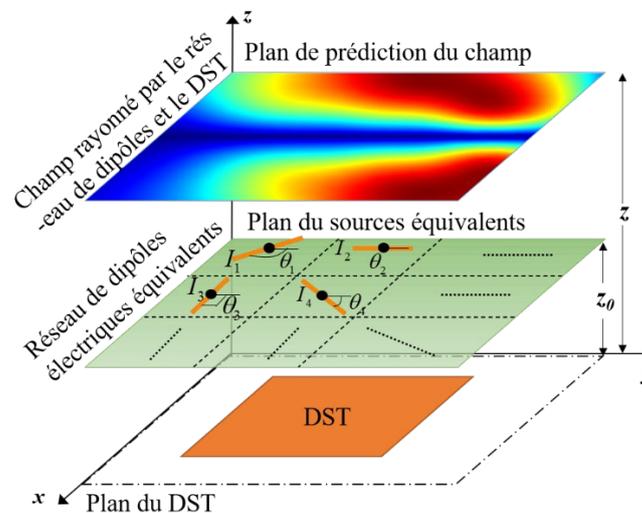


Figure 21 : Modèle de dipôles électriques équivalents

Théoriquement, le champ rayonné émis par un dipôle électrique est obtenu à partir du rayonnement de dipôles électriques infinitésimaux. Par conséquent, un dipôle de plusieurs centimètres de long doit être divisé en quelques dipôles infinitésimaux pour déterminer son rayonnement. Ces dipôles infinitésimaux sont des segments des files rectilignes d'une longueur négligeable dl par rapport à la longueur d'onde ($dl \ll \lambda$; $dl < \lambda/50$). Un exemple de la configuration du dipôle dans le modèle est illustré dans la figure 22. Chaque dipôle électrique de ce réseau est disposé dans le plan x - y et est caractérisé par une orientation θ , un courant I_0 , une longueur dl et une largeur a , comme le montre la figure 22. Par rapport à la longueur d'onde, sa longueur et sa largeur sont très négligeables ($dl \ll \lambda$ et $a \ll \lambda$).

L'analyse mathématique de cette approche repose sur les équations du rayonnement magnétique et électromagnétique d'un dipôle électrique placé sur un plan x - y . Elles peuvent être obtenues à partir de l'équation du potentiel vecteur \vec{A} qui est donné comme suit [9]

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot dl \cdot (I_0 \cos \theta \cdot \vec{a}_x + I_0 \sin \theta \cdot \vec{a}_y) \quad (\text{II.25})$$

Par conséquent, le champ magnétique rayonné en un point M de l'espace généré par un élément de courant électrique peut être obtenu par les expressions suivantes dérivées du potentiel vecteur magnétique \vec{A} comme suit [9], [30] :

$$\vec{H}_x = \frac{I_0}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^3} \cdot dl \cdot \sin \theta \cdot (1 + jkR) \cdot (z - z_0) \vec{a}_x \quad (\text{II.26})$$

$$\vec{H}_y = \frac{I_0}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^3} \cdot dl \cdot \cos \theta \cdot (1 + jkR) \cdot (z - z_0) \vec{a}_y \quad (\text{II.27})$$

$$\vec{H}_z = \frac{I_0}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^3} \cdot dl \cdot (1 + jkR) \cdot (\cos \theta \cdot (y - y_0) - \sin \theta \cdot (x - x_0)) \vec{a}_z \quad (\text{II.28})$$

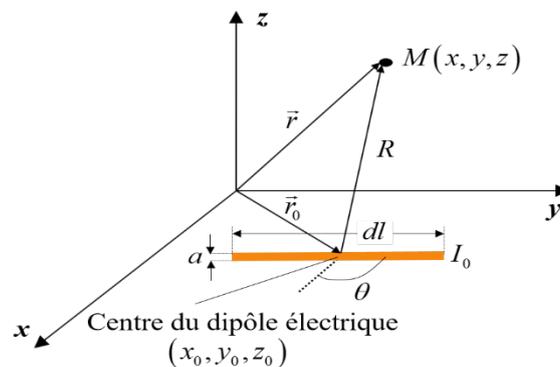


Figure 22 : Dipôle électrique infinitésimal placé dans le plan x - y [8]

Avec :

$$R = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2} \quad (\text{II.29})$$

Dans les équations ci-dessus :

- μ est la perméabilité du milieu
- (x, y, z) sont les coordonnées du point d'observation M dans lequel le champ magnétique rayonné est estimé
- (x_0, y_0, z_0) sont les coordonnées du centre du dipôle
- k est le nombre d'onde qui correspond à $2\pi f/c$, alors que f représente la fréquence de fonctionnement et c la vitesse de la lumière dans le vide
- dl est la longueur du dipôle ($dl \ll \lambda$)
- I_0 est l'intensité du courant qui traverse le dipôle électrique (I_0 est constant le long de dl) et θ représente l'angle formé entre le dipôle et l'axe x .

En calculant le champ magnétique rayonné par un dipôle, il est possible de calculer le champ magnétique total rayonné en un point M de l'espace par le réseau de dipôles qui structure le modèle. Le champ magnétique total rayonné est la somme vectorielle du champ magnétique rayonné par chacun de ces dipôles comme indiqué dans la figure 23. Les composantes tangentielles du champ magnétique proche H_x et H_y dans un plan parallèle au plan x - y (où le DST est placé) du dispositif à modéliser sont nécessaires à la construction du modèle. Ainsi, la relation entre les champs balayés et les dipôles équivalents s'écrit comme le système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} [H_x] \\ [H_y] \end{pmatrix}_{m \times 1} = [\alpha]_{m \times n} \begin{pmatrix} [I_0 \cdot \sin \theta] \\ [I_0 \cdot \cos \theta] \end{pmatrix}_{n \times 1} \quad (\text{II.30})$$

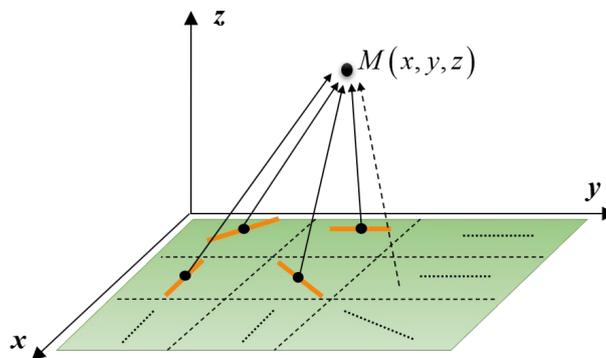


Figure 23: Contribution du rayonnement de tous les dipôles en un point M [30].

où $[\alpha]$ est une matrice dont les éléments sont en fonction des paramètres fixes du modèle (nombre, position et fréquence de fonctionnement), avec m est deux fois le nombre de points d'observation et n est le double du nombre de dipôles utilisés pour la modélisation.

Les paramètres à déterminer pour ce modèle sont les orientations et les courants qui traversent chaque dipôle et ils peuvent être calculés à partir du champ magnétique proche en utilisant la méthode inverse. Le problème présenté dans l'équation (II.30) peut être écrit sous la forme d'une équation normale comme suit :

$$F_H = \alpha X \quad (\text{II.31})$$

où F_H est le champ magnétique tangentiel observé et X représente le vecteur des courants et orientations inconnus. En utilisant une inversion de matrice au sens des moindres carrés, la solution de dipôle X (les courants et les orientations de chaque dipôle) peut être déterminée comme suit :

$$X = [\alpha' \alpha]^{-1} \alpha' F_H \quad (\text{II.32})$$

Une fois la solution dipôle déterminée et le modèle construit, il devient possible de simuler le modèle de dipôle construit afin d'évaluer le champ rayonné pour toute distance arbitraire autour du DST.

Le modèle a été validé sur divers composants actifs et passifs. Les applications typiques comprennent un oscillateur et un microcontrôleur travaillant à 28 MHz pour les circuits actifs, et une self torique et un diviseur de puissance Wilkinson travaillant à 1 GHz pour les circuits passifs [30], [40].

L'avantage de ce modèle est la possibilité d'être simplement inséré dans les simulateurs électromagnétiques commerciaux, tels que HFSS d'Ansoft et Microwave Studio de CST. Par contre, bien que le nombre de dipôles utilisés pour cette approche soit élevé, il rend impossible l'insertion du modèle dans les outils de simulation (HFSS et CST) en raison de la limitation des performances mémoire et des fréquences des processeurs des ordinateurs. Afin de surmonter cette contrainte, les chercheurs ont développé et présenté de nouvelles méthodes permettant de réduire le nombre de sources équivalentes utilisées, comme celle basée sur un traitement d'images et sur un algorithme d'optimisation [40].

B. Modèles basés sur des dipôles magnétiques

Une autre approche de modélisation des émissions rayonnées d'un dispositif électronique est décrite dans la littérature peut être trouvée dans [30]. Cette approche est basée sur l'utilisation d'un réseau ou des boucles magnétiques élémentaires, uniformément distribuées dans la zone comme celle du composant testé. Chaque boucle est placée dans le plan x - y dont la composante normale est parallèle à l'axe z (figure 24).

Contrairement à l'approche des dipôles électriques où chaque dipôle élémentaire est caractérisé par une orientation et un courant, dans ce cas, chaque boucle n'est caractérisée que par les courants qu'elle transporte, ce qui implique que les courants sont les seuls paramètres à déterminer. La figure 25 montre un exemple d'une boucle magnétique élémentaire porte un courant I_0 autour de sa circonférence, cette boucle est caractérisée par un rayon b et une surface $S = b \times \pi^2$.

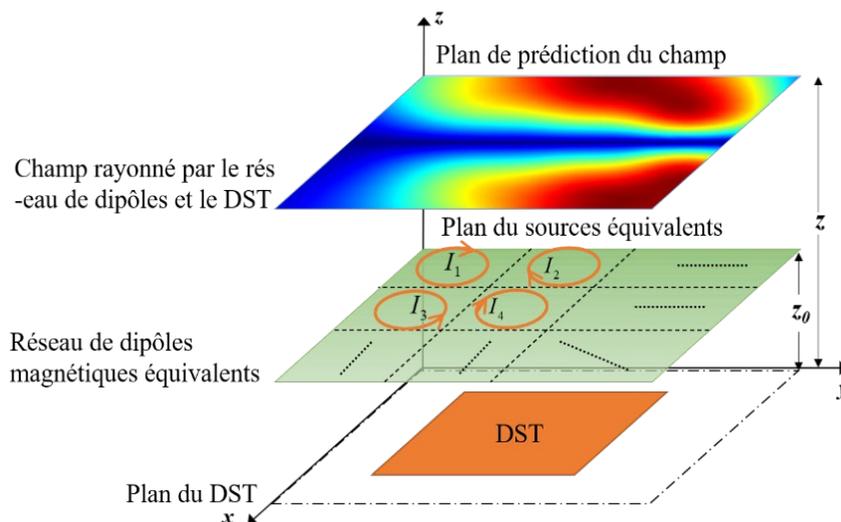


Figure 24 : Modèle de dipôles magnétiques équivalents

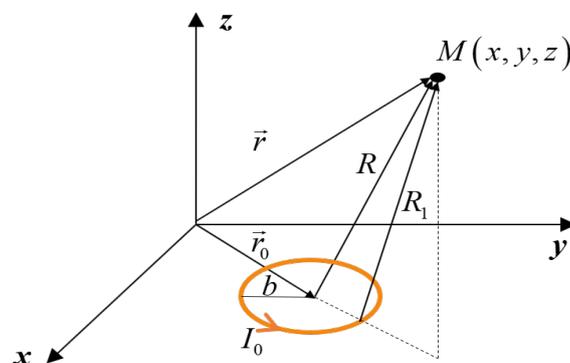


Figure 25 : Boucle magnétique élémentaire placée dans le plan x - y [9]

La méthode de dérivation du champ magnétique rayonné par cette boucle est similaire à celle du dipôle électrique, dans laquelle il est dérivé du potentiel vecteur magnétique \vec{A} . Comme rapporté dans [9], les équations du rayonnement magnétique d'une boucle élémentaire, en coordonnées cartésiennes, sont exprimées comme suit :

$$\vec{H}_x = \frac{jsk}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^4} \cdot I_0 \cdot (x - x_0)(z - z_0) \left(3 + \frac{3}{jkR} + jkR \right) \vec{a}_x \quad (\text{II.33})$$

$$\vec{H}_y = \frac{jsk}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^4} \cdot I_0 \cdot (y - y_0)(z - z_0) \left(3 + \frac{3}{jkR} + jkR \right) \vec{a}_y \quad (\text{II.34})$$

$$\vec{H}_z = \frac{jsk^2}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot I_0 \cdot \left[\frac{(z - z_0)^2}{R^2} \cdot \left(j + \frac{3}{kR} + \frac{3}{jk^2 R^2} \right) - \left(j + \frac{1}{kR} + \frac{1}{jk^2 R^2} \right) \right] \vec{a}_z \quad (\text{II.35})$$

avec :

$$R \approx R_1 = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2} \quad (\text{II.36})$$

Où (x, y, z) sont les coordonnées du point d'observation M dans lequel le champ magnétique rayonné est calculé et (x_0, y_0, z_0) sont les coordonnées du centre du dipôle.

Compte tenu de la linéarité entre le rayonnement magnétique et le courant qui parcourt un dipôle magnétique, et comme il n'y a qu'un seul paramètre inconnu I_0 dans ce modèle, une seule composante du champ magnétique (H_x ou H_y ou H_z) suffit pour l'extraction du modèle de boucle magnétique par la méthode inverse. La composante z du champ magnétique est utilisée pour calculer le courant qui circule dans chaque boucle magnétique du modèle [30]. Le choix est fait sur cette base ; si la composante x du champ magnétique est celle qui sera utilisée pour construire le modèle, la contribution d'un dipôle magnétique placé le long de l'axe x ne sera pas détectée. Il en va de même si l'on utilise la composante H_y . Tout ce qui reste est d'appliquer la méthode inverse pour déterminer les courants des boucles, où H_z est considéré comme l'entrée de base du modèle. Ainsi, le problème inverse peut-être écrit sous la forme suivante :

$$[H_z]_{m \times 1} = [\alpha_z]_{m \times n} \cdot [I_0]_{n \times 1} \quad (\text{II.37})$$

Où m est le nombre de points d'observation et n est le nombre de boucles magnétiques utilisées pour la modélisation. La solution inverse (les courants parcourant les boucles) est donnée comme suit :

$$[I_0] = [\alpha'_z \alpha_z]^{-1} [\alpha'_z] \cdot [H_z] \quad (\text{II.38})$$

Comme le modèle basé sur des dipôles électriques, ce modèle a également été validé sur divers composants actifs tels qu'un circuit oscillateur et une bobine toroidale, les deux travaillant à 500MHz et 40MHz, respectivement et des composants passifs comme le cas d'un diviseur Wilkinson et d'une self torique [30].

En raison du fait qu'il n'y a qu'un seul paramètre à déterminer et qu'une seule composante du champ à mesurer dans cette méthode, le modèle des boucles magnétiques présente l'avantage d'être simple et de prendre moins de temps que celui basé sur les dipôles électriques. D'un autre côté, comme beaucoup de paramètres sont fixes, comme le nombre, la position, la longueur et l'orientation des dipôles (boucles), les résultats obtenus seront moins précis.

C. Modèles basés sur des dipôles électriques et magnétiques

Le principe de cette approche de modélisation est basé sur la combinaison des deux dernières approches de dipôles équivalents décrites dans la section II.3.3.A et la section II.3.3.B, c'est-à-dire que ce modèle utilise un réseau de deux types de sources, électrique et magnétique, placées sur le plan x - y pour reproduire la même distribution de champ que le DST [31], [61]. L'avantage de ce modèle est que ces deux sources peuvent être placées en un point particulier et que le réseau de dipôles électriques et magnétiques est capable de prédire le rayonnement électromagnétique total du circuit testé. La représentation du modèle est donnée à la figure 26.

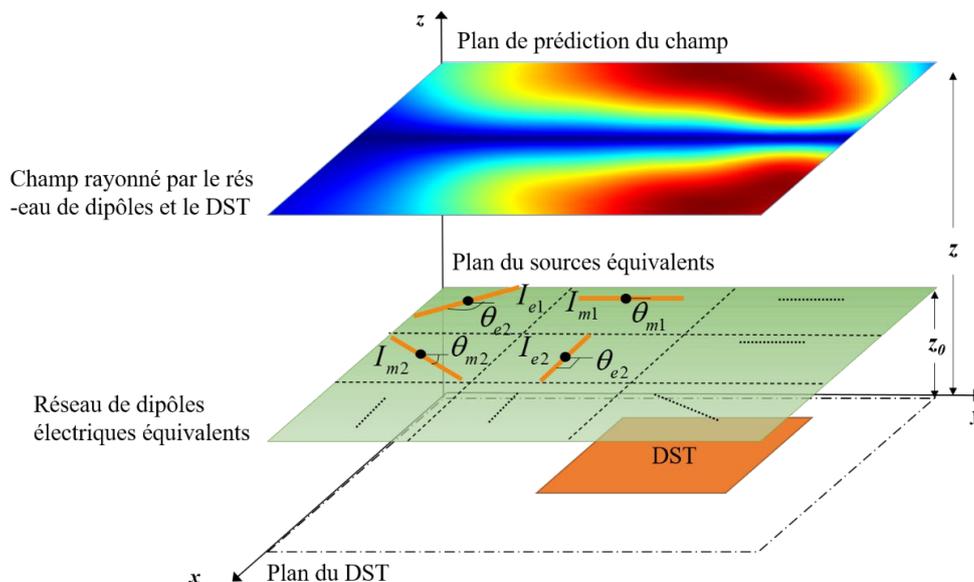


Figure 26 : Modèle de dipôles électriques et magnétiques équivalents

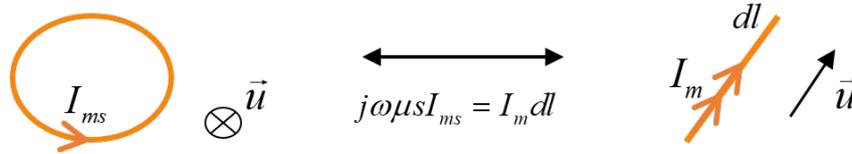


Figure 27 : Transformation de la boucle magnétique en dipôle magnétique

La représentation du dipôle magnétique dans ce modèle est différente de celle discutée dans la section II.3.3.B. Comme l'illustre la figure 27, une boucle magnétique de surface S et de courant I_{ms} est transformée en un dipôle magnétique de longueur dl et de courant I_m [9], [61]. La relation entre ces différents paramètres s'exprime comme suit :

$$I_m dl = j\omega\mu S I_{ms} \quad (\text{II.39})$$

où μ est la perméabilité du milieu et ω est la fréquence angulaire.

Comme dans le modèle précédent des dipôles électriques, certains paramètres de ces dipôles sont fixés au préalable, tel que le nombre, la position, la longueur et la fréquence de fonctionnement. Les paramètres à déterminer dans ce modèle sont les courants I_e et les orientations θ_e pour les dipôles électriques et les courants I_m et les orientations θ_m pour les dipôles magnétiques [31]. La formulation mathématique de ce modèle est dérivée du potentiel vectoriel magnétique \vec{A} et du potentiel vectoriel électrique \vec{F} [9].

La connaissance du champ magnétique proche et du champ électrique proche est nécessaire pour la construction de ce modèle basé sur des dipôles électriques et magnétiques. Les cartes obtenues sont considérées comme les données d'entrée pour le modèle qui est représenté par le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} [E_x] \\ [E_y] \\ [H_x] \\ [H_y] \end{pmatrix}_{q \times 1} = [\alpha]_{q \times t} \begin{pmatrix} [I_e \cdot \sin \theta_e] \\ [I_e \cdot \cos \theta_e] \\ [I_m \cdot \sin \theta_m] \\ [I_m \cdot \cos \theta_m] \end{pmatrix}_{t \times 1} \quad (\text{II.40})$$

où t est le nombre total de dipôles électriques et magnétiques ; $q = 4 \times m$ avec m est le nombre de points de mesure ; et α est une constante basée sur les positions des dipôles et leurs longueurs. Similaire aux anciens modèles [30], la solution de ce système est obtenue directement par la

méthode inverse, c'est-à-dire une inversion de la matrice $[\alpha]$ au sens des moindres carrés doit être effectuée.

Ce modèle est appliqué dans [61] pour modéliser le rayonnement d'un circuit passif représenté par un diviseur de Wilkinson opérant à la fréquence de 1 GHz et d'un circuit actif représenté par un oscillateur opérant à la fréquence de 40 MHz pour différentes élévations au-dessus des circuits. Les auteurs de [33] ont réussi à intégrer ce modèle dans HFSS pour la simulation au niveau du système et l'estimation des IEM.

L'utilisation de cette approche de modélisation présente l'avantage de prédire le rayonnement EM total du DST avec une bonne précision. Cependant ce modèle nécessite un nombre élevé de sources équivalentes puisqu'il fait recours à deux types de sources (électrique et magnétique), et nécessite également deux types de mesures champ proche (mesure du champ électrique et mesure du champ magnétique).

II.3.4. Modèle basé sur la théorie du spectre d'ondes planes

Dans la théorie SOP, les champs électromagnétiques peuvent être représentés comme des ondes planes ayant la même fréquence, mais se propageant dans différentes directions de l'espace et avec différentes amplitudes [62]. Le principe de cette méthode, utilisée dans le domaine des antennes, consiste à appliquer une transformation de Fourier bidimensionnelle afin d'obtenir une expression du champ rayonné valable en tout point de l'espace tridimensionnel [62] [63].

Dans une région d'espace libre sans source, les équations de Maxwell harmoniques peuvent être transformées en des équations vectorielles d'onde comme suit [9][62][63] :

$$\begin{cases} \nabla^2 E + k^2 E = 0 \\ \nabla^2 H + k^2 H = 0 \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

$$\nabla \cdot E = \nabla \cdot H = 0 \quad (\text{II.42})$$

avec : $k = \omega/c$ et $\omega = 2\pi f$

La solution générale de l'équation (II.41) pour $z \geq 0$ peut être représentée comme une superposition d'ondes planes de même fréquence se propageant dans différentes directions de l'espace.

$$\vec{H}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{F}(k_x, k_y) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} dk_x dk_y \quad (\text{II.43})$$

$$\vec{H}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\vec{F}(k_x, k_y) e^{-jk_z z}] e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (\text{II.44})$$

Où $\vec{k} = k_x \vec{u}_x + k_y \vec{u}_y + k_z \vec{u}_z$ et $\vec{r} = x\vec{u}_x + y\vec{u}_y + z\vec{u}_z$.

\vec{k} est le vecteur d'onde et \vec{r} est le vecteur de position.

De l'équation (II.44), la transformée de Fourier inverse suivante peut être dérivée comme suit :

$$\vec{F}(k_x, k_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{H}(x, y, z) \cdot e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (\text{II.45})$$

Dans les équations (II.43) et (II.44), F représente le spectre d'onde plane uniforme du champ magnétique qui se propage dans la direction k .

$$\vec{H}(x, y, z) = \vec{F}(\vec{k}) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} \quad (\text{II.46})$$

L'insertion de l'équation (II.46) dans l'équation (II.42) conduit à l'équation (II.47).

$$F_z(k) = \frac{-(F_x(k)k_x + F_y(k)k_y)}{k_z} \quad (\text{II.47})$$

A partir de la relation du vecteur d'onde, on peut remarquer que, connaissant la fréquence et deux des composantes, il est possible de calculer la troisième composante. Pour $z > 0$, la condition de rayonnement exige [63]

$$k_z = \begin{cases} \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2} , & \text{if } k_x^2 + k_y^2 \leq k^2 \\ -j \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k^2} , & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Un k_z imaginaire correspond à une SOP évanescence qui est rapidement atténué à partir du plan $z = 0$.

D'après l'équation (II.45), nous constatons que le calcul du SOP à partir du champ correspond à une transformée de Fourier inverse bidimensionnelle et l'équation (II.44) montre que le calcul du champ à partir du SOP correspond à une transformée de Fourier directe bidimensionnelle [63].

La figure 28 résume le processus de modélisation de la technique SOP, en supposant qu'une source rayonnée est placée à $z = 0$ et qu'un plan de balayage utilisé pour l'extraction des données de champ proche (H_x et H_y) est défini à $z = z_1$ près de la source. D'après l'équation (II.44), le calcul du champ magnétique à toute hauteur le long de z nécessite la connaissance du spectre à la même hauteur. De plus, le spectre à toute distance le long de z peut être trouvé à partir du spectre à $z = z_1$ comme suit :

$$\vec{F}(\vec{k})\Big|_{z=z_2} = \vec{F}(\vec{k})\Big|_{z=z_1} \exp(-jk_z(z_2-z_1)) \quad (\text{II.49})$$

Pour le spectre à $z = z_1$, on peut l'obtenir en effectuant une transformée de Fourier inverse bidimensionnelle du champ proche mesuré à $z = z_1$. Il faut savoir que la même approche peut être appliquée au champ électrique [62], [63].

Un exemple d'application de la méthode du spectre d'ondes plane peut-être trouver dans [42]. Les dispositifs à caractériser dans cette étude sont une ligne microruban en circuit ouvert et un circuit oscillateur, les deux fonctionnant à 500MHz et 40MHz, respectivement. L'objectif est de reconstruire le champ magnétique rayonné par ces dispositifs dans la région de champ lointain à partir de la mesure en champ proche des composantes tangentielles H_x et H_y . L'utilisation de la méthode SOP offre la possibilité de prédire également le champ électrique à partir des composantes tangentielles du champ magnétique, comme indiqué dans [43]. Dans cette étude, les auteurs utilisent la relation de Maxwell-Ampère (équation (I.5)) pour déduire le champ E à partir du champ H .

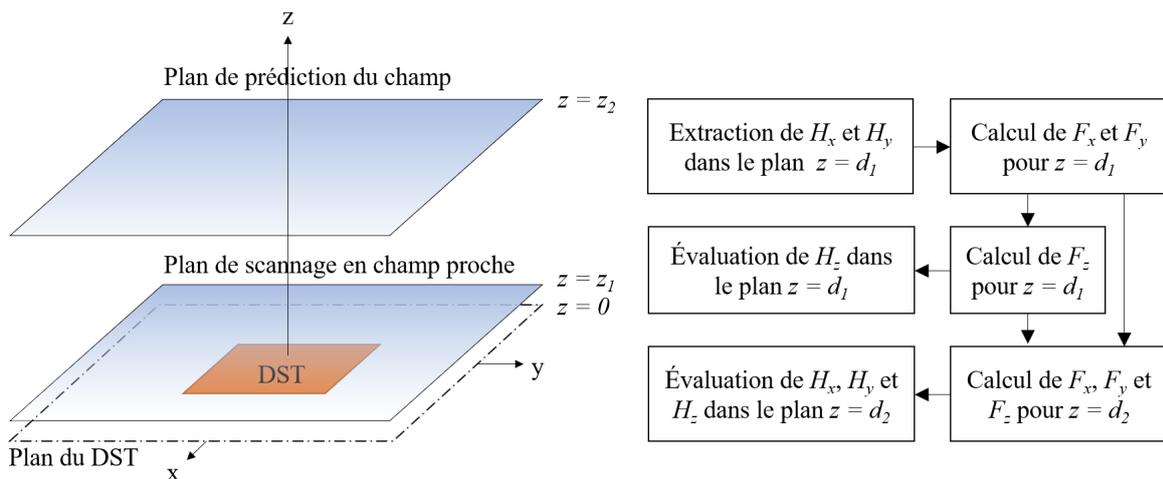


Figure 28 : La procédure de modélisation SOP pour déterminer le champ rayonné à partir du balayage en champ proche.

Contrairement aux méthodes basées sur les sources équivalentes qui prennent du temps pour construire les sources équivalentes capables de prédire le champ EM rayonné, la méthode du SOP présente l'avantage de sa simplicité et de sa rapidité à calculer le champ rayonné d'une structure rayonnée, notamment lors de la caractérisation de structures de dimensions importantes. En revanche, la prédiction dépend essentiellement de la transformée de Fourier inverse qui nécessite un grand nombre de points de mesure pour converger vers la meilleure solution.

II.4. Bilan des différents modèles des émissions rayonnées

La modélisation des émissions rayonnées des dispositifs électroniques est un sujet brûlant depuis quelques décennies qui est largement abordé et étudié par différents laboratoires. Comme nous l'avons déjà évoqué, chacune de ces méthodes a ses avantages mais aussi ses limites. Pour qu'un modèle d'émission rayonnée apparaisse comme réellement exploitable par les industriels et les ingénieurs CEM, certaines exigences doivent être satisfaites, celles-ci peuvent être citées comme suit :

- Avoir un modèle général applicable à tout type de composants ou même à une carte électronique complète.
- Simplicité du calcul et rapidité.
- Compatibilité avec les simulateurs électromagnétiques commerciaux.
- Haute précision pour la prédiction du champ lointain comme pour la prédiction du champ proche.

En fonction de certains critères, par exemple les données d'entrée, les champs modélisés, les paramètres à déterminer et le type de sources équivalentes, la compatibilité avec les outils de simulation électromagnétique, les avantages et les limites, un résumé sur les méthodes d'émission rayonnée les plus utilisées est présenté dans le tableau 1. Suite à l'analyse présentée dans ce tableau, les méthodes basées sur les sources équivalentes, et plus particulièrement celle basée sur les dipôles infinitésimaux semblent être une bonne solution pour répondre à la problématique de la CEM. En effet, théoriquement, les méthodes basées sur les moments dipôles équivalents et les dipôles infinitésimaux équivalents sont presque identiques et ne diffèrent qu'au niveau des paramètres inconnus à déterminer (moments des dipôles pour le modèle de moments de dipôles équivalents, orientation et courant de chaque dipôle pour le modèle de dipôles infinitésimaux équivalents). De plus, ces deux méthodes ne sont pas très

différentes de la méthode basée sur les densités de courant équivalents puisque les trois méthodes nécessitent la résolution d'un problème inverse du champ à la source.

Tableau 1 : Bilan sur les différents modèles des émissions rayonnées présentées

	Type de modèle	Données d'entrée	Paramètres du modèle	Compatibilité avec les outils de simulation	Limites
Méthodes basées sur des sources équivalentes	Modèle de courants équivalents	H_x et H_y ou E_x et E_y	Densités de courants surfaciques J_S et/ou M_S	Oui	- Pas de prédiction de champ sous le plan source (DST) - Temps de calcul élevé
	Modèle de moments-dipôles équivalents	H_x , H_y , E_x et E_y	Moments de dipôles équivalents P_z , M_x et M_y	Oui	- Deux types de mesures (E et H) - Nombre élevé de sources équivalentes
	Modèle de dipôles électriques	H_x et H_y	Courants I_0 et orientations θ	Oui	- Nombre élevé de sources équivalentes
	Modèle de boucles magnétiques	H_z	Courants I_0	Oui	- Faible précision pour la prédiction du champ
	Modèle de dipôles électriques et magnétiques	H_x , H_y , E_x et E_y	Courants I_e et I_m ; orientations θ_e et θ_m	Oui	- Deux types de mesures (E et H) - Nombre élevé de sources équivalentes
Méthodes mathématique	Modèle de spectre d'ondes planes	H_x et H_y	Spectre du champ proche F_x , F_y et F_z	Non	- Exige un grand nombre de points de balayage pour atteindre la précision voulue

Une différence entre ces deux méthodes (moments-dipôles/dipôles-infinitésimaux) et la méthode basée sur des courants équivalents réside dans le fait que les courants équivalents sont définis de manière continue sur la surface extérieure d'une région entourant l'objet sous test [14], alors que les moments des dipôles équivalents ou les dipôles infinitésimaux équivalents sont définis de manière discrète dans cette région [21], [30]. Plus important encore, les moments-dipôles/dipôles-infinitésimaux infimes peuvent être placés en fonction des mécanismes de rayonnement ou des structures de la DST connus [22], [40]. Cette relation physique réduit considérablement les erreurs potentielles générées lors de la résolution du problème inverse. En d'autres termes, les méthodes basées sur des moments des dipôles équivalents et sur des dipôles infinitésimaux équivalents possèdent tous les avantages de la méthode basée sur des courants équivalents. De plus, les moments-dipôles/dipôles-infinitésimaux révèlent la physique de rayonnement intrinsèque de tout radiateur. Ceci est particulièrement utile dans l'évaluation du champ rayonné des dispositifs électroniques compacts et complexes.

Cependant, en termes de simplicité de calcul et du temps de calcul réduit, l'exploitation de la propriété de la transformation CP/CL de la théorie du spectre des ondes planes semble être une option plus intéressante car, contrairement au modèle des dipôles équivalents, elle dépend principalement de l'algorithme rapide de la transformée de Fourier [62], [63]. Par conséquent, dans le but de développer un modèle d'émission rayonnée de haute précision qui peut répondre à toutes les exigences mentionnées ci-dessus, nous allons donc effectuer une étude comparative entre le modèle de dipôles infinitésimaux équivalents et le modèle du spectre d'ondes planes du point de vue de la simplicité, de la praticabilité, et surtout de la prédiction du champ lointain avec une haute précision.

II.5. Conclusion

La conformité CEM consiste à connaître le comportement électromagnétique à proximité immédiat des circuits électroniques, afin de prévenir la survenue d'interférences électromagnétiques et d'assurer la performance, la fiabilité et la sécurité électrique des systèmes électroniques. Par conséquent, un modèle d'émissions rayonnées générique, appliqué à n'importe quel DST et compatible avec les outils de simulation est hautement désirable pour les prédictions et les investigations CEM au niveau du système. Dans ce contexte, ce chapitre est introduit dans lequel une synthèse des différents modèles d'émissions rayonnées est présentée. Comme discuté dans ce chapitre, pour calculer le rayonnement en champ proche et la

transformation en champ lointain, on peut utiliser des méthodes basées sur des sources équivalentes ou la technique de SOP. A partir de la synthèse des différents modèles présentés, nous avons tiré des conclusions dans lesquelles nous avons affirmé que les modèles de dipôles infinitésimaux équivalents et le modèle SOP sont une bonne alternative qui peut répondre aux exigences de la CEM.

En effet, l'utilisation des sources de courants équivalents présente l'inconvénient d'une consommation de temps de calcul élevée en raison du fait que le calcul de courants équivalents nécessite la résolution de grands systèmes d'équations. De plus, le champ sous le plan de la source ne peut pas être prédit. D'autre part, l'approche des moments de dipôles équivalents est très similaire à celle des dipôles infinitésimaux équivalents, mais la limitation de ce modèle de champ proche est que deux types de mesures de champ proche (champ E et champ H) sont requis. De plus, pour obtenir une haute précision dans la prévision du champ rayonné, des techniques de régularisation et des algorithmes d'optimisation sont fortement recommandés, ce qui entraîne une charge de computation élevée.

En revanche, les modèles basés sur des dipôles électriques et/ou magnétiques infinitésimaux présentent un temps de calcul relativement réduit et peuvent atteindre une bonne précision en utilisant uniquement la méthode de résolution inverse (sans employer des algorithmes d'optimisations coûteuses en temps), ce qui sous-entend qu'une précision élevée peut être atteinte si ces algorithmes sont employés. Parmi les trois modèles de dipôles infinitésimaux mentionnés, à savoir le modèle de dipôles électriques, le modèle de dipôles magnétiques et le modèle de dipôles électriques et magnétiques, l'utilisation de celui basé sur les dipôles électriques semble être une bonne option car il est plus simple et prend moins de temps que celui basé sur les deux types de dipôles (électriques et magnétiques) et plus précis que celui basé sur les dipôles magnétiques. Cependant, pour caractériser les émissions rayonnées par des sources complexes, compactes et de dimensions importantes, la technique SOP peut représenter un meilleur choix en raison de sa procédure d'extraction simple par rapport aux autres modèles. Cette méthode offre une autre approche pour l'analyse du champ proche car elle ne dépend que de l'algorithme rapide de la transformée de Fourier (aucune source équivalente ne doit être déterminée), ce qui réduit considérablement le temps de calcul. Conformément à cette analyse, nous avons choisi de réaliser une étude comparative dans le chapitre III, incluant l'application de ces deux modèles (SOP et dipôle électrique équivalent), afin d'étudier leur efficacité et leur applicabilité du point de vue de la simplicité d'extraction, de l'intensité de calcul et, plus

important encore, de la capacité à atteindre la qualité requise dans la prédiction du champ lointain.

**Chapitre III : Investigation de la méthode du
dipôle électrique équivalent et de la méthode
du spectre d'ondes planes en vue d'une
modélisation précise des émissions rayonnées**

III.1. Introduction

D'après l'analyse bibliographique présentée dans le chapitre précédent, nous avons conclu que pour une modélisation rapide et précise des émissions rayonnées, on peut soit utiliser un modèle de source équivalente basé sur des dipôles électriques infinitésimaux, soit une méthode de post-traitement basée sur la technique SOP. Par conséquent, nous avons rapporté dans ce chapitre une étude comparative dans laquelle ces deux méthodes seront appliquées (la méthode des dipôles électriques équivalents et la méthode du spectre des ondes planes) pour prédire le comportement du champ magnétique au voisinage d'une antenne patch fonctionnant dans la bande ISM [64]. L'objectif principal de cette étude comparative est de définir et de faire figurer les contraintes majeures de ces deux méthodes de champ proche afin de proposer des solutions pour les surmonter, et donc d'obtenir un modèle de champ proche amélioré qui réponde à toutes les exigences de la CEM.

L'antenne patch qui représente le DST dans lequel cette étude comparative est réalisée fonctionne dans la bande ISM, à une fréquence de 2,4 GHz pour les applications Bluetooth et Wi-Fi. Les deux méthodes appliquées sont basées sur des données de champs magnétiques tangentiels proches (H_x et H_y) obtenues avec une simulation HFSS sur un plan 2D situé au-dessus de l'antenne. Les résultats de ces deux modèles sont validés en comparant les champs modélisés avec les champs simulés à des plans plus élevés. L'erreur relative, obtenue à partir de la comparaison entre les champs simulés et modélisés, est utilisée comme critère d'évaluation pour mesurer la praticabilité de ces deux méthodes, c'est-à-dire que cela permet de déterminer laquelle des deux méthodes est l'optimale afin de répondre aux problématiques CEM. Le chapitre est divisé en deux parties principales, une première partie dans laquelle nous décrivons l'antenne patch et la procédure de modélisation des deux méthodes, et une seconde partie dans laquelle nous validons chaque méthode en discutant les résultats obtenus. Enfin, nous concluons ce chapitre par un résumé qui met en évidence les avantages et les limites de chaque méthode par rapport à l'autre.

III.2. Dispositif sous test : Antenne patch

En raison de leurs caractéristiques prometteuses (faible coût, profil bas, légèreté, épaisseur réduite), de leur simplicité de conception et de fabrication et de leur compatibilité avec les circuits intégrés, les antennes patch microstrip ont été largement utilisées et appliquées dans de nombreux secteurs de communication sans fil, par exemple les téléphones mobiles, les

communications par satellite, les radars, etc. Par conséquent, elles sont en train de devenir un sujet brûlant pour les fabricants de puces lorsqu'il s'agit d'être le composant clé des solutions AiP (Antenna in Package) et AoC (Antenna on Chip) [65], où l'antenne est mise en œuvre dans la technologie de la carte à puce. Elles présentent également un intérêt majeur pour les ingénieurs CEM qui doivent étudier et caractériser leur comportement de rayonnement et le couplage EM avec d'autres composants à proximité afin d'éviter les problèmes IEM et d'assurer la conformité CEM.

Dans cette étude, nous avons pour objectif de concevoir une antenne patch ISM résonnant à une fréquence de 2,4 GHz. Une antenne patch microstrip, dans sa forme la plus basique, peut être alimentée en utilisant plusieurs modes d'alimentation, tels que les alimentations à fente, coaxiales, couplées, et les lignes microstrip. L'antenne que nous proposons est conçue sur un substrat diélectrique de type Rogers RT/duroid 5880 d'une superficie $120 \times 100 \text{ mm}^2$, d'une épaisseur $d = 1.6 \text{ mm}$, et d'une permittivité $\epsilon_r = 2.2$. Le patch de forme rectangulaire de longueur 48.4 mm et largeur 40.4 mm est alimenté par une ligne de transmission microstrip de 50Ω de longueur 49.7 mm. Le plan de masse est plein sur l'autre côté du substrat. Un métal à haute conductivité tel que le cuivre sert à désigner le patch, la ligne de transmission microstrip et le plan de masse. La capacité de rayonnement et la fréquence de résonance de l'antenne sont fortement liées à sa taille et à sa forme. Par conséquent, les dimensions de l'antenne sont déterminées pour que celle-ci résonne à 2,4 GHz [9], [66]. L'antenne est conçue et simulée dans HFSS ; l'un des logiciels les plus fiables et les plus utilisés pour la conception, la simulation et la fabrication des antennes. Le modèle HFSS de l'antenne est présenté à la figure 30. À l'aide de HFSS, une simulation pleine onde est réalisée pour extraire les composantes tangentielles du champ magnétique proche rayonné par l'antenne. Les cartographies H_x et H_y nécessaires pour construire le modèle de dipôle équivalent et pour effectuer la conversion CL/CP à l'aide de la technique SOP sont obtenues à une hauteur de 3,558 mm au-dessus du plan de masse de l'antenne et sont présentées à la figure 31. La figure 32 montre la magnitude du paramètre S_{11} de l'antenne patch rectangulaire conçue.

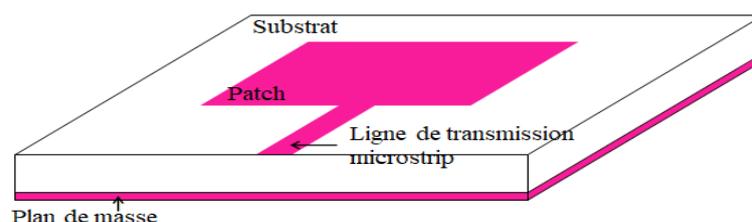


Figure 29: Configuration de l'antenne patch microstrip.

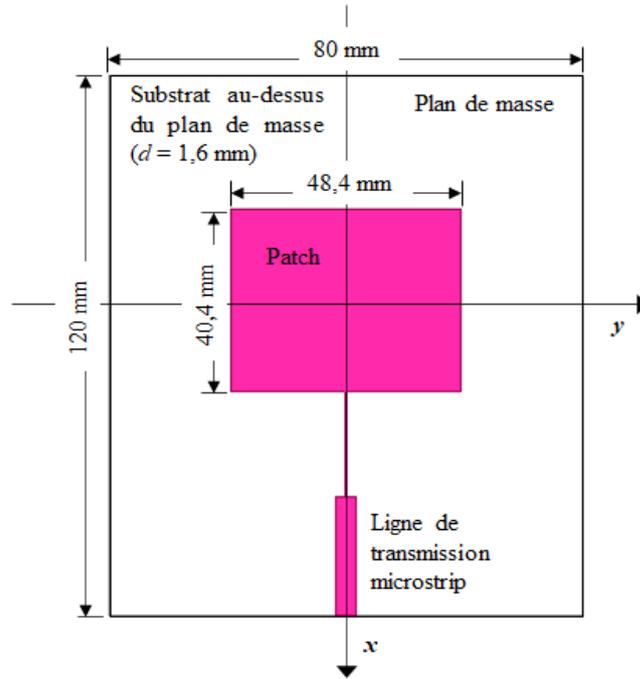


Figure 30: Aperçu supérieur du modèle d'antenne conçu sous HFSS.

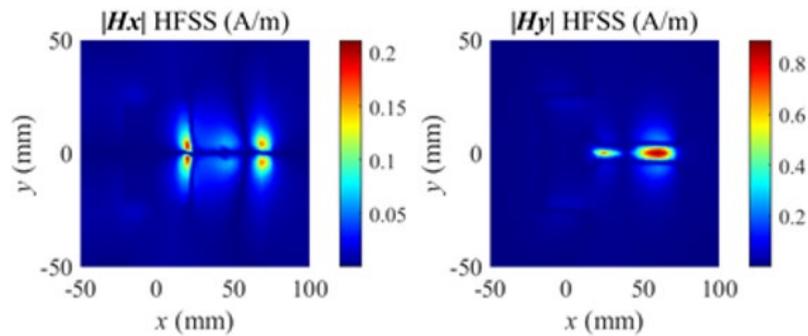


Figure 31: Les composantes du champ magnétique tangentiel rayonnées par l'antenne patch à $z = 3,558$ mm au-dessus de son plan de masse.

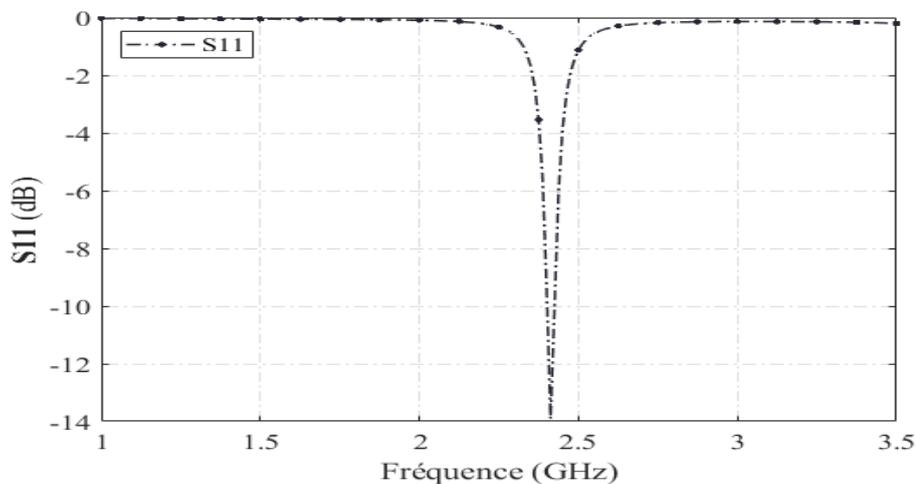


Figure 32: Magnitude de S_{11} en fonction de la fréquence pour l'antenne patch conçue.

III.3. Modélisation des émissions rayonnées de l'antenne patch

III.3.1. Méthode de dipôles électrique équivalents

A. Méthodologie de modélisation

Dans cette approche, l'antenne patch est remplacée par un réseau de dipôles électriques uniformément répartis dans une zone approximativement égale à celle du DST. Comme expliqué dans la section II.3.3.A, le champ rayonné émis par un dipôle électrique est obtenu à partir du rayonnement de dipôles électriques infinitésimaux. A titre d'exemple, dans la figure 33, nous présentons le champ électromagnétique total rayonné par un dipôle électrique placé dans le plan x - y à $z = 0$. Les cartographies du champ sont obtenues dans un plan x - y d'une surface de $100 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$ qui se trouve à $z = 2 \text{ mm}$ au-dessus du dipôle. Les équations utilisées pour déterminer le champ électromagnétique rayonné du dipôle sont présentées dans l'annexe A.

En effet, pour qu'un réseau de dipôles rayonne le même champ que l'antenne caractérisée, il faut déterminer l'orientation θ et le courant I_0 de chaque dipôle. Cela implique la résolution du problème des moindres carrés présenté dans l'équation (II.30). Ce problème est un système d'équations non linéaires qui décrit la relation entre les composantes tangentielles du champ magnétique proche avec les paramètres fixes des dipôles (nombre, position, longueur et fréquence des dipôles). On peut le réécrire comme les deux systèmes d'équations non linéaires suivant :

$$[H_x]_{m \times 1} = [\alpha_x \cdot \sin \theta]_{m \times n} \cdot [I_0]_{n \times 1} \quad (\text{III.1})$$

$$[H_y]_{m \times 1} = [\alpha_y \cdot \cos \theta]_{m \times n} \cdot [I_0]_{n \times 1} \quad (\text{III.2})$$

où $[\alpha_x]$ et $[\alpha_y]$ sont des matrices, dont les éléments sont des équations reliant tous les paramètres fixes. $[H_x]$ et $[H_y]$ sont les cartes des champs magnétiques tangentiels proches dans un plan situé à une distance d_1 (dans ce cas $d_1 = 3,558 \text{ mm}$). m est le nombre de points de simulation, et n est le nombre de dipôles utilisés pour la construction du modèle. En conséquence, la solution du dipôle peut être trouvée en appliquant une inversion de la matrice $[\alpha_x]$ au sens des moindres carrés, comme suit :

$$[A]_{n \times 1} = [\alpha_x]_{n \times m}^{-1} \cdot [H_x]_{m \times 1} = [\sin \theta]_{n \times 1} \cdot [I_0]_{n \times 1} \quad (\text{III.3})$$

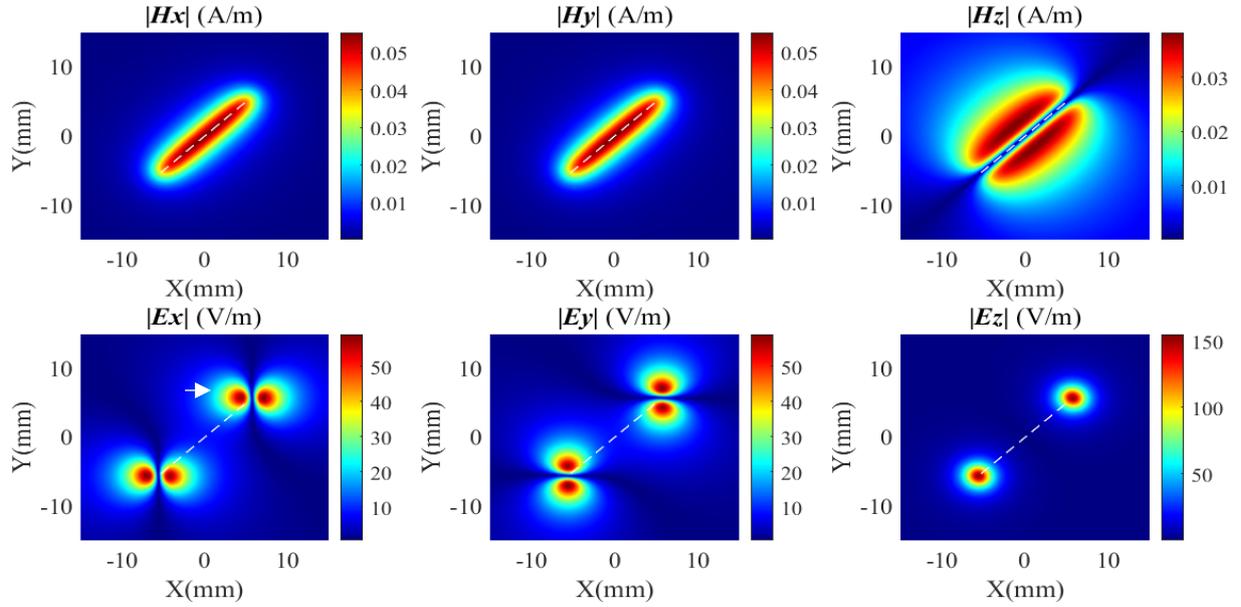


Figure 33: Les trois composantes du champ magnétique et du champ électrique rayonnées à $z = 2$ mm par un dipôle électrique placé dans le plan x - y avec $I_0 = 1$ mA, $\theta = \pi/4$, $dl = 15$ mm et $f = 2,4$ GHz.

$$[B]_{n \times 1} = [\alpha_y]_{n \times m}^{-1} \cdot [H_y]_{m \times 1} = [\cos \theta]_{n \times 1} \cdot [I_0]_{n \times 1} \quad (\text{III.4})$$

Ainsi, les vecteurs d'orientation et de courant inconnus du réseau de dipôles peuvent être trouvés comme suit :

- **Orientations :**

En appliquant une division élément par élément, il est possible de déterminer les orientations comme indiqué dans la formule suivante :

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{A_i}{B_i}\right) \quad (\text{III.5})$$

- **Courants :**

Après avoir calculé toutes les orientations, on obtient les intensités de courant de la même manière, mais il faut au préalable insérer les orientations déterminées dans les expressions (III.1) et (III.2).

$$[I_x]_{n \times 1} = [\alpha_x \cdot \sin \theta]_{n \times m}^{-1} \cdot [H_x]_{m \times 1} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{bmatrix} I_y \end{bmatrix}_{n \times 1} = \begin{bmatrix} \alpha_y \cdot \cos \theta \end{bmatrix}_{n \times m}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} H_y \end{bmatrix}_{m \times 1} \quad (\text{III.7})$$

Ainsi, le courant est donné comme suit :

$$I_0 = \frac{I_x + I_y}{2} \quad (\text{III.8})$$

Selon les travaux précédents [67], le courant est déterminé en utilisant une seule composante du champ magnétique (H_x ou H_y). Le choix entre les composantes du champ est basé sur celle qui est significative dans la détermination des valeurs du courant. Cependant, dans le présent travail, il s'avère pratique, pour des raisons de précision, de calculer le courant en utilisant les deux composantes du champ, comme illustré dans (III.8).

Le processus d'extraction du modèle de Dipôle Equivalent (DE) est présenté sur la figure 34. Une fois les courants et les orientations de chaque dipôle électrique définis et le modèle construit, une vérification du modèle DE est effectuée en simulant le rayonnement de ce dernier à la même distance que celle utilisée pour sa construction (d_1). Ensuite, les résultats obtenus à d_1 au-dessus du modèle équivalent seront comparés à ceux obtenus avec HFSS aussi à d_1 au-dessus de l'antenne conçue. Cette étape est suivie d'une validation du modèle équivalent à une altitude plus élevée que d_1 (d_2). Par conséquent, il devient alors possible de simuler le rayonnement de ce modèle de dipôle équivalent à n'importe quelle distance le long de l'axe z .

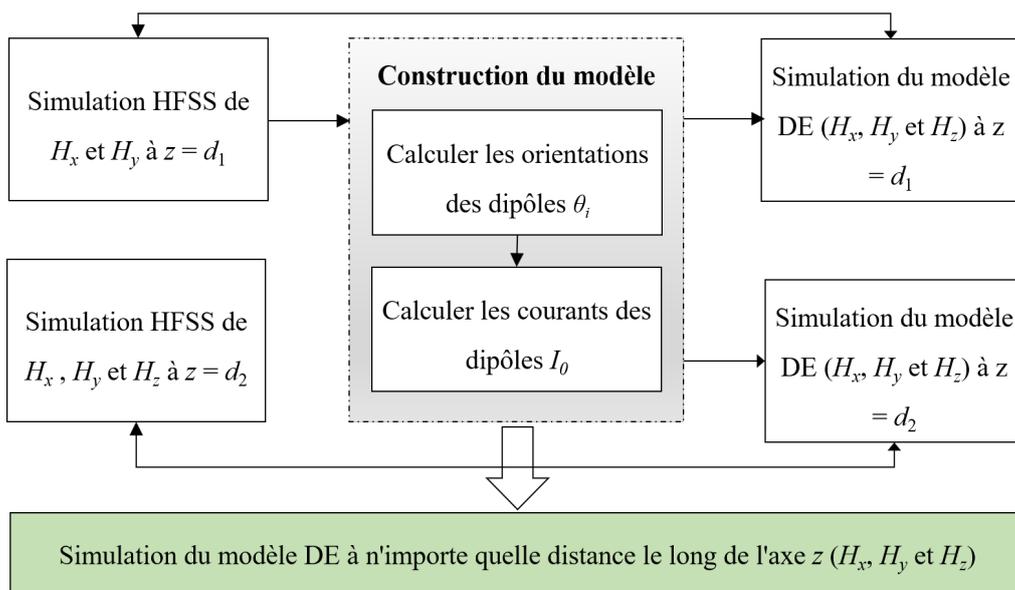


Figure 34 : Processus de modélisation de la méthode de dipôles électriques équivalents.

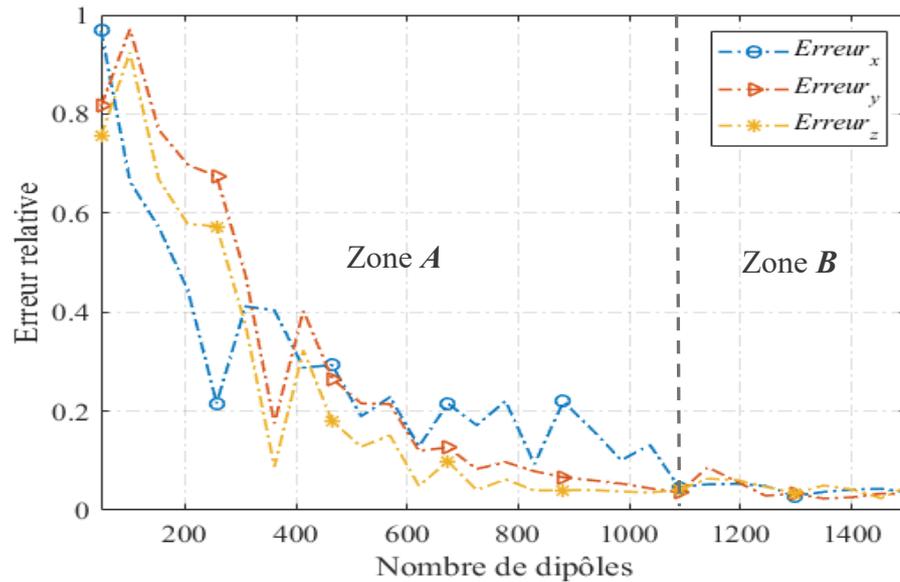
B. Application et validation du modèle

Dans cette partie, la méthode de dipôle équivalent est appliquée pour modéliser l'émission rayonnée de l'antenne de la bande ISM décrite dans la section III.2. Comme indiqué précédemment, la construction d'un modèle DE exige d'abord l'extraction des composantes tangentielles du champ magnétique dans un plan proche au-dessus de l'antenne. Cette dernière étape est réalisée en effectuant une simulation pleine onde de l'antenne conçue en utilisant l'analyse par éléments finis de HFSS (les cartes 2D des données de champ proche sont présentées dans la figure 31). Les cartographies H_x et H_y requises sont obtenues dans un plan x - y situé à une hauteur de 3,558 mm du plan de masse de l'antenne, soit 2 mm au-dessus du patch. Les cartographies ont une surface de 150 mm \times 100 mm avec 51 \times 51 points de simulation utilisés pour exporter les données de champ magnétique proche depuis HFSS.

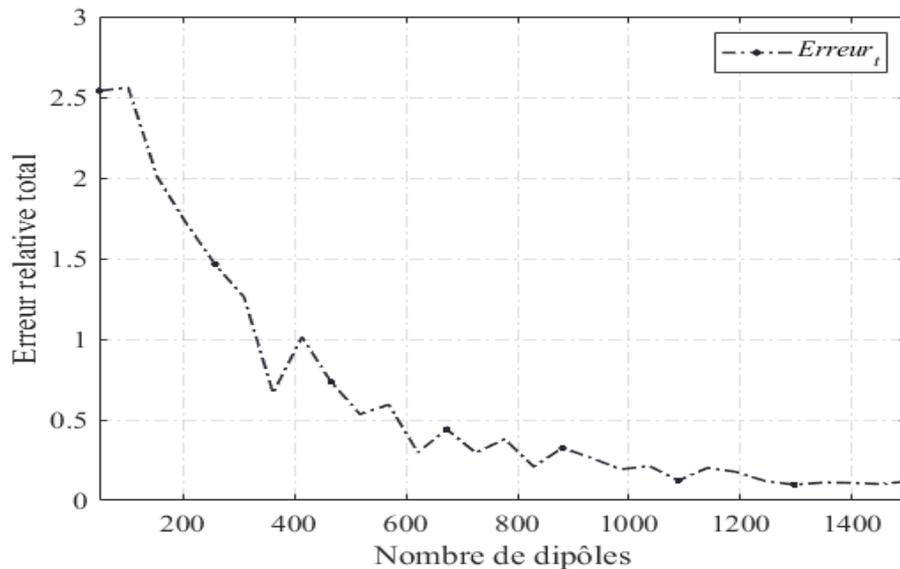
Suivant le processus de modélisation présenté à la figure 34, le modèle DE est construit par un ensemble de 38 \times 38 dipôles électriques infinitésimaux avec une longueur de dipôle fixée à 1 mm. Ces dipôles élémentaires sont uniformément répartis sur un plan x - y , appelé plan de dipôle (zone de distribution des dipôles). Le plan de dipôle est situé à $z = 2$ mm et caractérisé par une surface de 150 mm \times 90 mm. Afin de déterminer la solution du dipôle (orientation et courant de chaque dipôle), le problème est formulé dans MATLAB où les systèmes d'équations non linéaires présentés dans (III.1) et (III.2) sont implémentés et résolus à l'aide de la technique Pseudo-Inverse (PI) [68] ; une méthode couramment utilisée qui utilise la décomposition en valeurs singulières SVD pour résoudre les problèmes de moindres carrés. Une fois la solution du dipôle est déterminée et le modèle de dipôle équivalent est construit, nous effectuons une simulation numérique à l'aide de MATLAB pour simuler le modèle DE et ainsi obtenir le champ magnétique rayonné pour toute distance arbitraire au voisinage de ce dernier. En conséquence, une vérification du modèle est effectuée et présentée sur la figure 36, dans laquelle on compare les champs simulés obtenus à partir de l'antenne patch et les champs modélisés obtenus à partir du modèle DE à $z = 3,558$ mm, tandis qu'une validation du modèle est effectuée à une hauteur de 13,558 mm, et les résultats obtenus sont présentés sur la figure 37.

En outre, pour fournir une comparaison plus claire, une coupe des champs modélisés obtenus à partir du modèle DE et une coupe des champs simulés obtenus à partir de l'antenne sont tracées dans la figure 38(a) et la figure 38(b), pour $z = 3,558$ mm et $z = 13,558$ mm, respectivement. La comparaison est effectuée pour les trois composantes du champ magnétique dans laquelle la coupe 1D traverse chaque composante du champ le long de l'axe x à y choisi

pour être l'emplacement où les intensités maximales du champ le long de l'axe x peuvent être trouvées. Cependant, avant la validation du modèle, un critère d'erreur obtenu à partir de la comparaison entre les cartographies du champ simulé de l'antenne patch et celles des champs modélisés du modèle DE à $z = 3,558$ mm est présenté dans la figure 35 en fonction des différents nombres de dipôles électriques utilisés pour la construction du modèle. Cette analyse permet de déterminer le nombre minimum de dipôles pouvant être utilisés pour une modélisation précise des émissions rayonnées, et selon celle-ci, le nombre de dipôles (38×38) a été sélectionné.



(a)



(b)

Figure 35: Influence de différents nombres de dipôles sur la stabilité du modèle DE construit : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique en fonction du nombre de dipôles et (b) l'erreur totale en fonction du nombre de dipôles.

L'erreur relative totale, c'est-à-dire l'erreur sur les trois composantes du champ magnétique, et celle pour chaque composante du champ sont calculées selon les formules suivantes ((III.9), (III.10), (III.11) et (III.12)). Afin de bien illustrer les résultats présentés dans la figure 35, nous avons également présenté dans le tableau 2 les valeurs d'erreur pour certains nombres de dipôles.

$$Error_x = \sum_{i=1}^m \frac{1}{\alpha} \left| (H_{x-simulé}(M_i) - H_{x-modèle}(M_i)) \right|^2 \quad (III.9)$$

$$Error_y = \sum_{i=1}^m \frac{1}{\beta} \left| (H_{y-simulé}(M_i) - H_{y-modèle}(M_i)) \right|^2 \quad (III.10)$$

$$Error_z = \sum_{i=1}^m \frac{1}{\gamma} \left| (H_{z-simulé}(M_i) - H_{z-modèle}(M_i)) \right|^2 \quad (III.11)$$

$$Erreur_t = \sum Erreur_x; Erreur_y; Erreur_z \quad (III.12)$$

avec

$$\alpha = \sum_{i=1}^m \left| (H_{x-simulé}(M_i)) \right|^2 \quad (III.13)$$

$$\beta = \sum_{i=1}^m \left| (H_{y-simulé}(M_i)) \right|^2 \quad (III.14)$$

$$\gamma = \sum_{i=1}^m \left| (H_{z-simulé}(M_i)) \right|^2 \quad (III.15)$$

où M_i est le point où le champ magnétique est calculé.

La figure 35 montre que plus le nombre de dipôles utilisés dans la construction du modèle DE est grand, plus l'erreur diminue particulièrement pour les composantes x et y . Conformément toujours à la figure 35, on peut évidemment constater que des valeurs d'erreur minimales peuvent être atteintes à partir d'un réseau de 33×33 dipôles et plus (indiqué comme zone B dans la figure 35(a)), ce dernier correspondant à une erreur totale de 0,12 (voir tableau 2 et figure 35(b)). Tandis que dans la zone A où le nombre de dipôles est inférieur à 33×33 dipôles, l'évolution de l'erreur devient instable et perturbée. Bien que les valeurs de l'erreur dans cette zone soient peu élevées, nous parvenons tout de même à obtenir un modèle DE précis ayant une erreur très acceptable avec certains réseaux de dipôles, par exemple celui de 29×29 dipôles (voir le tableau 2).

Tableau 2 : L'erreur relative en fonction des différents nombres de dipôles utilisés dans la construction du modèle équivalent.

Nombre de dipôles	$Erreur_x$	$Erreur_y$	$Erreur_z$	$Erreur_t$
29×29 dipôles	0.0763	0.0741	0.0367	0.1871
33×33 dipôles	0.0467	0.0357	0.041	0.1234
38×38 dipôles	0.0435	0.0337	0.0236	0.1008

Cependant, nous avons choisi de sélectionner un ensemble de 38×38 dipôles pour construire le modèle équivalent afin d'éviter toute confusion dans la représentation du champ dans les plans proches, par exemple, $z = 3,558$ mm. Ceci est principalement dû aux deux facteurs suivants : le premier est que la distribution du champ magnétique rayonné par un dipôle électrique infinitésimal est très étroite dans les distances proches ; et le second est que les dipôles sont uniformément distribués, c'est-à-dire que l'intervalle entre deux dipôles adjacents sera grand si un petit nombre de dipôles est sélectionné. Tout cela entraîne des discontinuités et des intermittents dans la représentation du champ dans ces plans proches. Il est important de noter qu'au niveau des plans éloignés, ce problème ne se posera plus puisque le rayonnement du champ s'étendra chaque fois que celui-ci sera caractérisé à des distances plus élevées, comme pour $z = 13,558$.

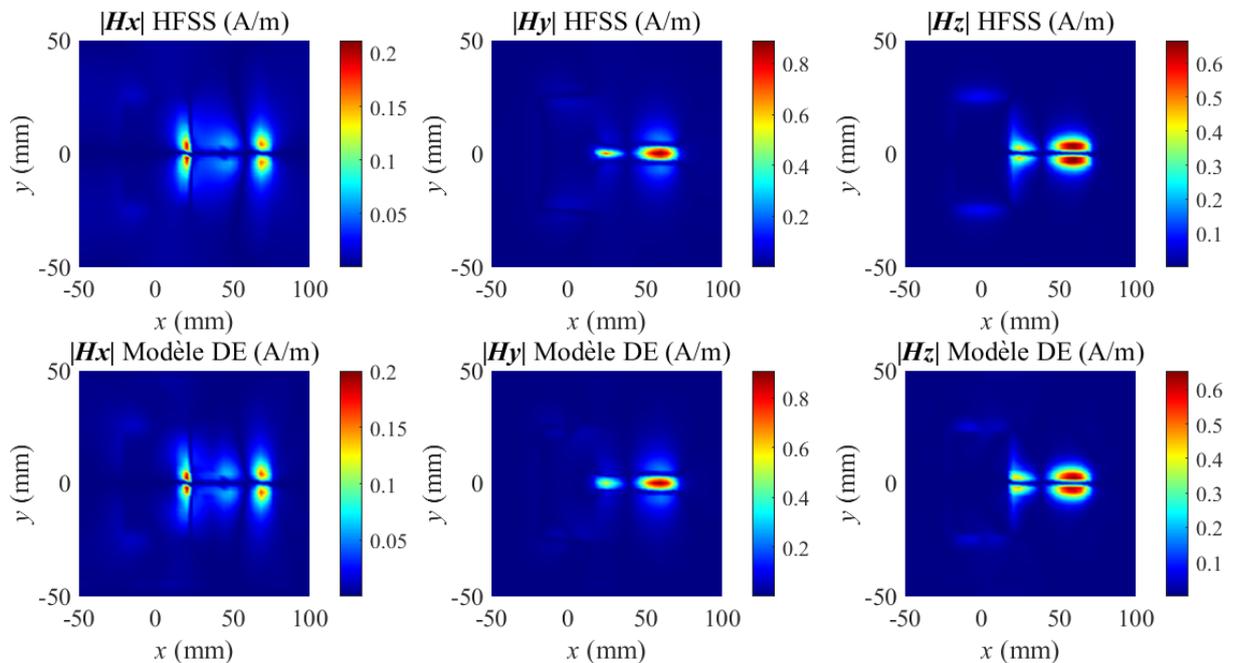


Figure 36 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonné à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle DE.

D'après la figure 36 et la figure 38(a), il est bien évident que le profil des trois composantes des champs magnétiques calculés à $z = 3,558$ mm à partir du modèle DE est identique à celui des champs simulés et rayonnés à la même hauteur par l'antenne patch microstrip. De plus, les niveaux d'amplitude des champs magnétiques de l'antenne patch et ceux du modèle DE sont cohérents avec des erreurs estimées par 0.0435, 0.0337 et 0.0236, respectivement dans les composantes x , y et z (voir figure 35 et tableau 2). Après avoir analysé les résultats présentés sur la figure 36 et la figure 38(a), on conclut que le modèle est fiable et donne de bons résultats de prédiction sur le terrain qui concordent parfaitement avec ceux de l'antenne. Par conséquent, nous pouvons passer à la phase de validation qui est effectuée à une hauteur de 13,558 mm, comme le montre la figure 37.

À $z = 13,558$ mm, les cartographies des champs magnétiques du modèle DE présentent toujours une bonne concordance par rapport aux champs simulés avec HFSS, malgré le fait qu'il existe un léger contraste au niveau de l'amplitude du champ, comme le montre la figure 38(b). Pour justifier la praticabilité du modèle DE, l'erreur relative est représentée sur la figure 39 en fonction de différentes hauteurs le long de l'axe z . De plus, les valeurs d'erreur pour certaines hauteurs (3,558 mm, 13,558 mm et 43,558 mm) sont présentées dans le tableau 3.

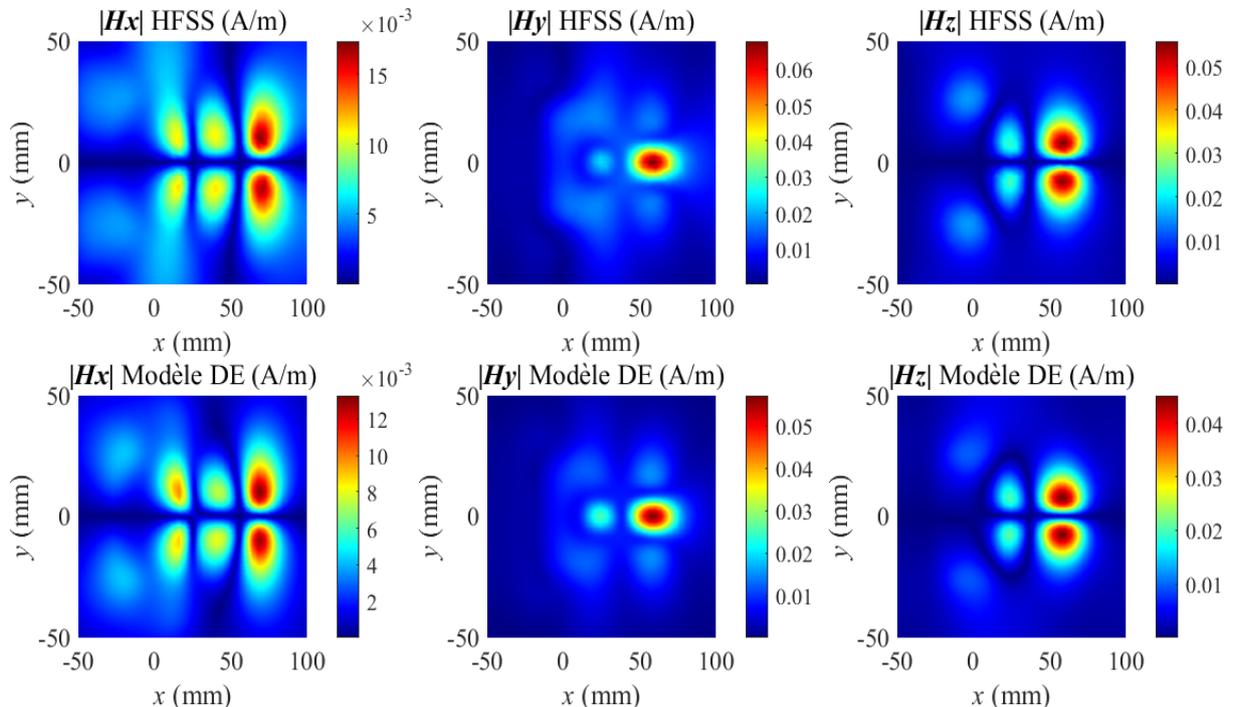


Figure 37 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonné à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle DE.

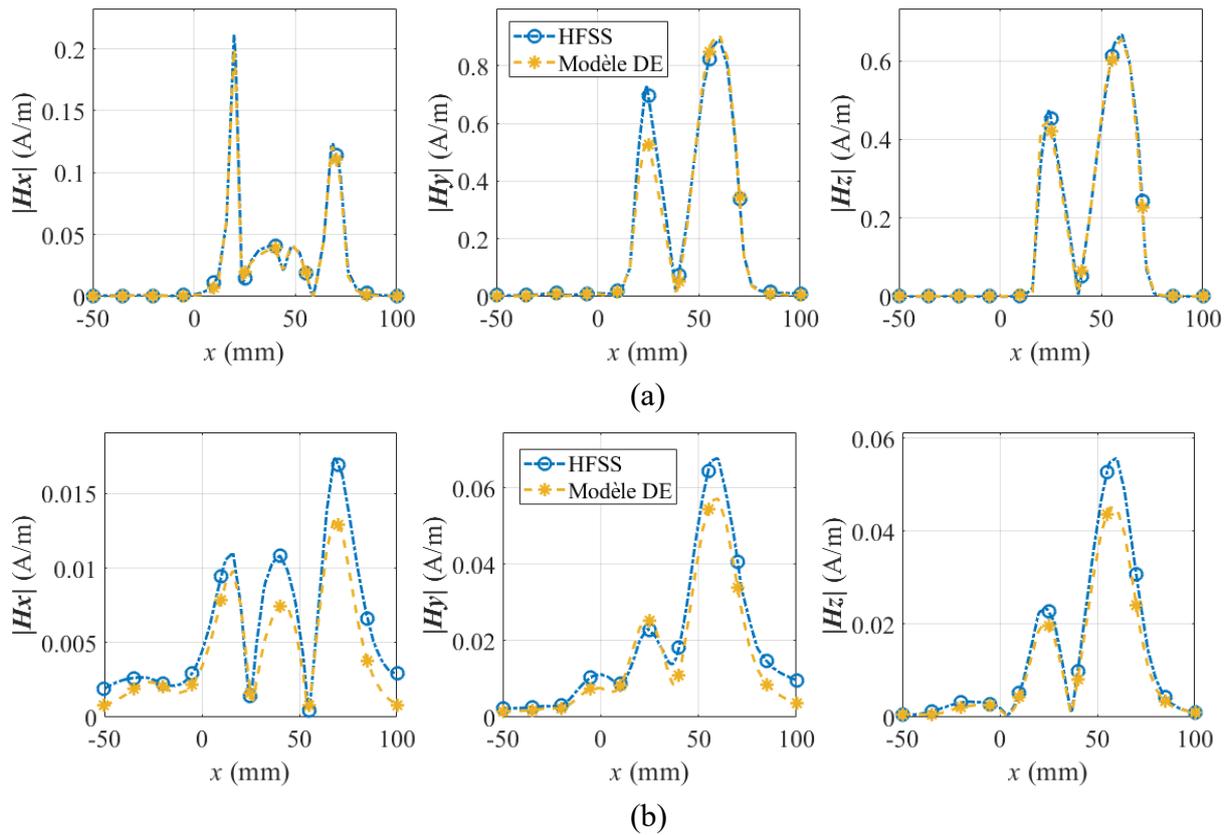
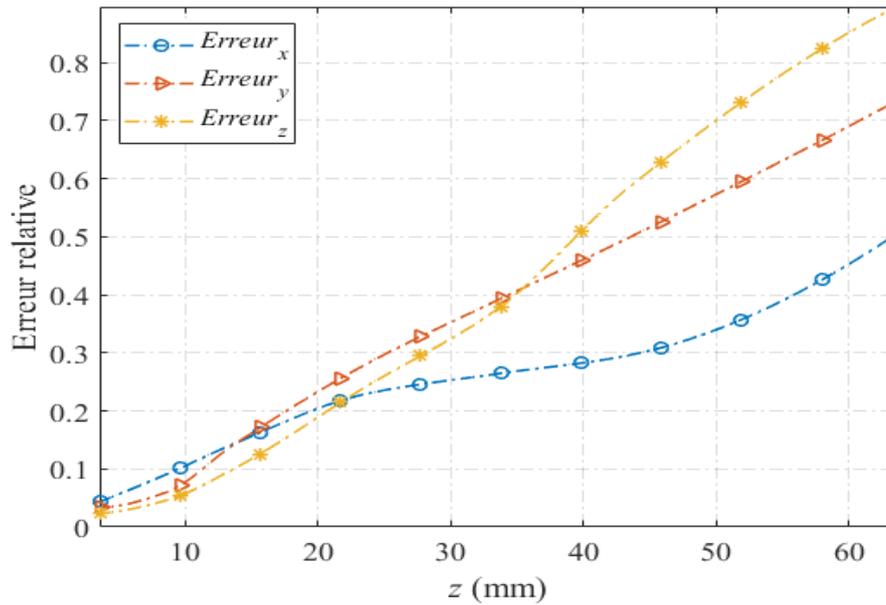


Figure 38 : Comparaison entre les coupes obtenues le long de l'axe x des trois composantes du champ magnétique rayonné par l'antenne patch et par le modèle DE: (a) à $z = 3,558$ mm (b) à $z = 13,558$ mm.

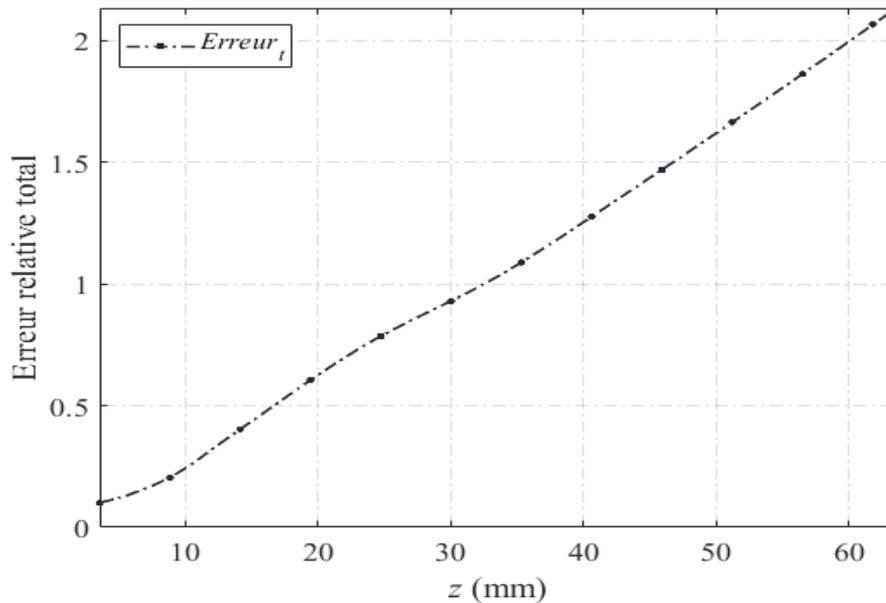
Tableau 3 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et par le modèle DE à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse.

Distances (mm)	$Erreur_x$	$Erreur_y$	$Erreur_z$	$Erreur_t$
3.558	0.0435	0.0337	0.0236	0.1008
13.558	0.1423	0.1402	0.099	0.3814
43.558	0.2965	0.5	0.5877	1.3841

La figure 39 indique que les faibles contrastes observés à la figure 38(b) dans les niveaux d'amplitude du champ sont amplifiés lorsque le champ magnétique est caractérisé à une altitude plus élevée au-dessus du modèle DE. Ces différences se traduisent par un accroissement des valeurs d'erreur, qui atteignent 0,2965, 0,5 et 0,5877 pour les composantes x , y et z , respectivement à $z = 43,558$ mm (voir figure 39 et tableau 3).



(a)



(b)

Figure 39 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre le champ magnétique rayonné par l'antenne patch et par le modèle DE en fonction de la distance au-dessus du plan de masse : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique et (b) l'erreur totale.

On peut également remarquer que le niveau d'augmentation de l'erreur sur la composante z est plus significatif par rapport aux composantes x et y (atteint une erreur très élevée estimée à 0,8961 à $z = 63,558$ mm). Cela peut s'expliquer par le fait que le modèle DE est construit uniquement à partir des composantes tangentielles du champ magnétique H_x et H_y et que la détermination du H_z est obtenue directement à partir du modèle. La comparaison entre les

cartographies des trois composantes du champ magnétique à $z = 43,558$ mm est présentée dans la figure 40. D'après cette figure, une faible dispersion dans le profil du champ magnétique modélisé a été observée. Par conséquent, on peut conclure que les différences dans les niveaux d'amplitudes de champ augmentent, chaque fois que le champ magnétique est évalué à des plans plus élevés au-dessus du modèle DE. Cependant, même si ces différences augmentent de manière significative, elles restent raisonnables, et nous pouvons affirmer que le modèle donne toujours de bons résultats.

III.3.2. Théorie du spectre d'ondes planes

A. Méthodologie de modélisation

Nous avons déjà abordé dans la section II.3.4 qu'un champ électromagnétique peut être représenté par des ondes planes se propageant dans l'espace dans toutes les directions et avec des amplitudes différentes [62]. La propriété de transformation SOP permet de décomposer les composantes du champ magnétique extraites dans un plan de balayage en champ proche en plusieurs ondes planes se propageant. Le milieu étant linéaire, le champ magnétique peut être considéré comme une combinaison de ces différentes ondes planes. Les ondes planes satisfont l'équation de Helmholtz pour le champ magnétique donnée par [9], [62] :

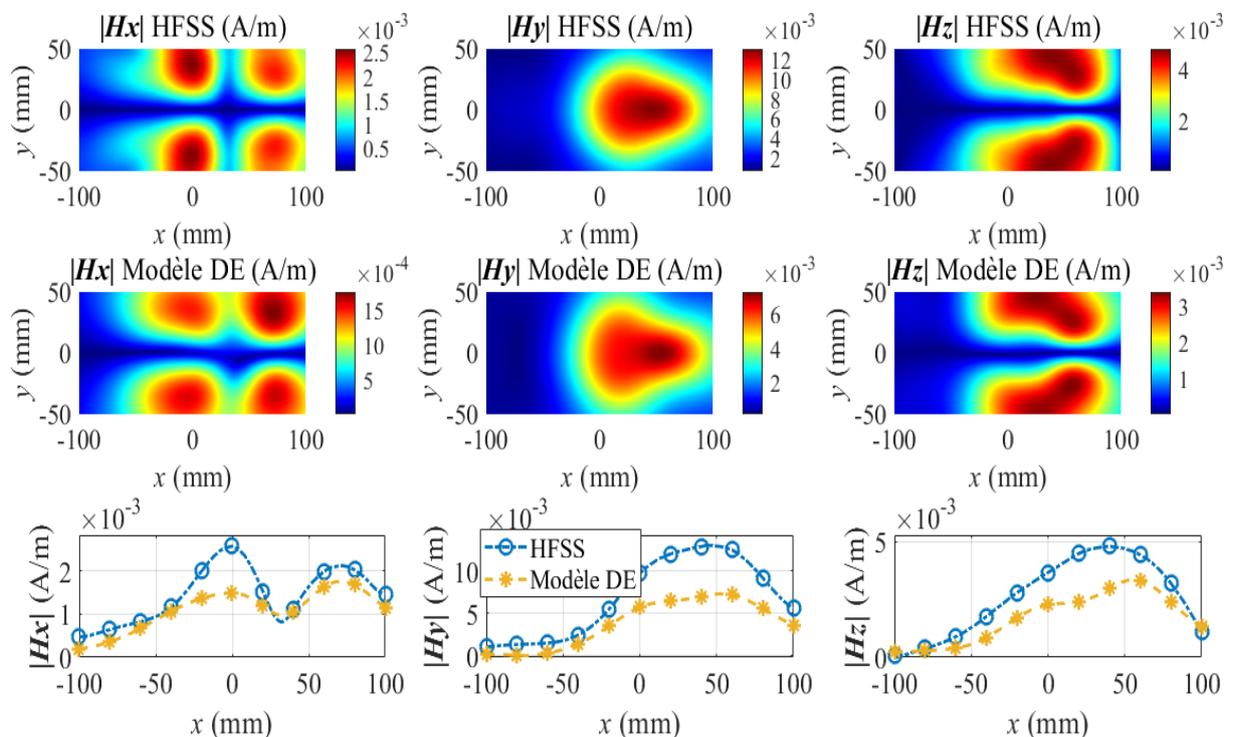


Figure 40 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonné à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle DE.

$$\nabla^2 H + k^2 H = 0 \quad (\text{III.16})$$

avec $k = \omega/c$ et $\omega = 2\pi f$

Une solution générale de l'équation de Helmholtz peut être donnée comme suit :

$$\vec{H}(x, y, z) = \vec{F}(\vec{k}) e^{j\vec{k}\vec{r}} \quad (\text{III.17})$$

où $\vec{k} = k_x \vec{u}_x + k_y \vec{u}_y + k_z \vec{u}_z$ est le vecteur d'onde ; $\vec{r} = x\vec{u}_x + y\vec{u}_y + z\vec{u}_z$ est le vecteur de position et \vec{F} est le vecteur du spectre de l'onde plane du champ magnétique \vec{H} .

Par conséquent, à partir de la connaissance des seules composantes tangentielles du champ magnétique obtenues à d_1 au-dessus de l'antenne patch testée et en appliquant la transformée de Fourier bidimensionnelle, les composantes spectrales x , y et z du champ magnétique total à d_1 peuvent être extraites en se référant aux équations exprimées en (III.18), (III.19) et (III.20).

$$\vec{F}_x(k_x, k_y, d_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{H}_x(x, y, d_1) \cdot e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (\text{III.18})$$

$$\vec{F}_y(k_x, k_y, d_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{H}_y(x, y, d_1) \cdot e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (\text{III.19})$$

$$\vec{F}_z(k_x, k_y, d_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{H}_z(x, y, d_1) \cdot e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (\text{III.20})$$

Cependant, la composante spectral F_z peut être extrait aussi en exploitant la relation entre les trois composantes spectrales du champ magnétique (équation (III.21)) obtenue en substituant (III.17) dans la loi de Gauss pour le magnétisme $\nabla \cdot \vec{H} = 0$.

$$F_z(k) = \frac{-(F_x(k)k_x + F_y(k)k_y)}{k_z} \quad (\text{III.21})$$

où, pour $z > 0$, k_z est donné comme suit :

$$k_z = \begin{cases} \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2} , & \text{si } k_x^2 + k_y^2 \leq k^2 \\ -j \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k^2} , & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Ensuite, la transformation dans la région du champ lointain ou dans un plan supérieur à celui situé à d_1 (c'est-à-dire d_2) est accomplie en utilisant les champs du domaine du spectre étendu donnés par :

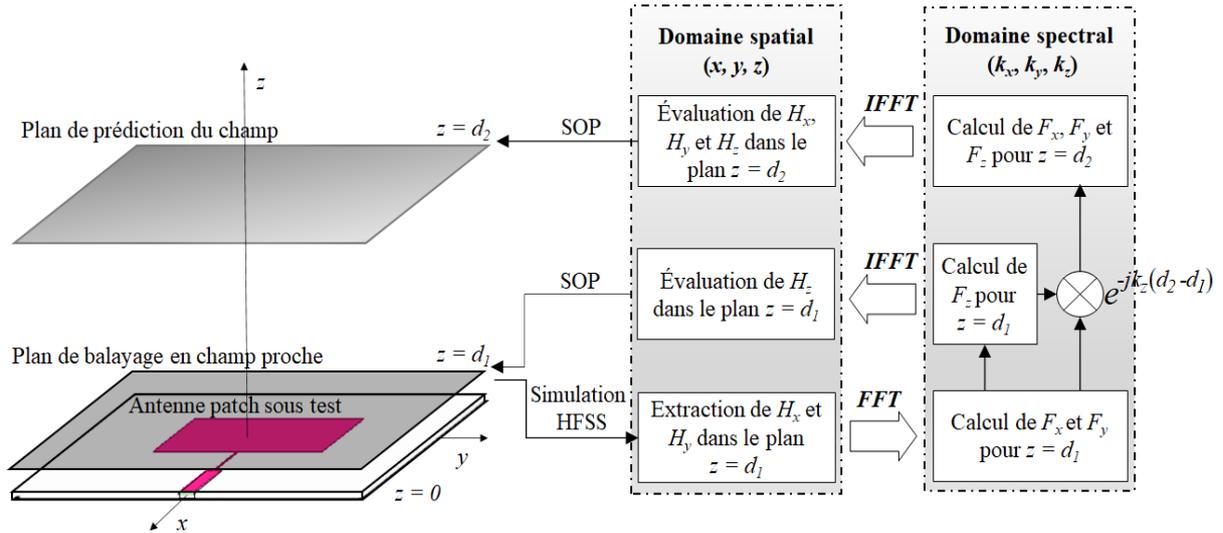


Figure 41 : Processus de modélisation de la méthode du spectre d'ondes planes pour la prédiction du champ magnétique rayonné par l'antenne patch

$$\vec{F}(k_x, k_y, d_2) \Big|_{z=d_2} = \vec{F}(k_x, k_y, d_1) \Big|_{z=d_1} \cdot e^{-jk_z(d_2-d_1)} \quad (\text{III.23})$$

L'équation présentée ci-dessus est utilisée pour calculer les composantes spectrales du champ magnétique à d_2 à partir des composantes spectrales à d_1 . Par conséquent, les composantes du champ magnétique à la hauteur de d_2 peuvent être reconstruites à partir des composantes spectrales connues à la même hauteur en appliquant la transformée de Fourier inverse bidimensionnelle, comme indiqué dans les expressions suivantes :

$$H_x(x, y, d_2) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F_x(k_x, k_y, d_2) \cdot e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (\text{III.24})$$

$$H_y(x, y, d_2) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F_y(k_x, k_y, d_2) \cdot e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (\text{III.25})$$

$$H_z(x, y, d_2) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F_z(k_x, k_y, d_2) \cdot e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (\text{III.26})$$

La procédure de modélisation complète de la technique du SOP présentée dans cette étude est illustrée dans la figure 41.

B. Application et validation du modèle

Dans cette section, nous visons à valider et à étudier l'application de la méthode du SOP dans la conversion CP/CL. Par conséquent, le processus de modélisation présenté à la figure 41

est adopté pour modéliser l'émission rayonnée de l'antenne testée. Cependant, suite à ce qui a été dit précédemment, à savoir que pour une conversion CP/CL précise, la transformée de Fourier nécessite un grand nombre de points de balayage, nous avons choisi au préalable de préformer un petit expérience pour déterminer le nombre de points de balayage M le plus approprié. Les résultats de l'essai sont présentés dans le tableau 4 pour différentes sélections de points d'observation M . L'erreur relative entre le champ modélisé et simulé est utilisée comme critère d'évaluation. De plus, la complexité de calcul de la méthode SOP est un autre critère important qui doit être pris en compte car plus le nombre de points de balayage est grand, plus le temps de calcul est important.

Les résultats obtenus montrent que pour obtenir un modèle SOP précis avec un temps de computation réduit, les données de champ proche doivent être évaluées dans un 75×75 points de balayage sur le plan d'observation. Ce choix est basé sur le fait que pour des points d'observation M plus petits, le changement de la valeur de l'erreur est considérable, alors que pour des M plus grands, ce changement devient relativement faible comme le montre le tableau 4. Par conséquent, le modèle analytique présenté dans la section III.3.2.A sera entièrement mis en œuvre dans MATLAB pour calculer le champ magnétique rayonné de l'antenne patch à n'importe quelle élévation le long de l'axe z . Cependant, dans un premier temps, une estimation de la composante H_z à $z = 3,558$ mm est présentée à la figure 42 en utilisant l'équation (III.21). D'après la figure 42 qui représente une comparaison entre la composante H_z du champ magnétique obtenue à partir de HFSS et celle calculée avec l'approche SOP, il est clair qu'elles sont identiques en termes de profil et de niveau d'amplitude du champ, avec une erreur relative estimée par 0,007.

Tableau 4 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles calculées avec la méthode SOP pour différents points d'observation M

Nombre de points de balayage M	$Erreur_x$	$Erreur_y$	$Erreur_z$	$Erreur_t$
51×51 points de balayage	0.0122	0.0395	0.0287	0.0804
63×63 points de balayage	0.0035	0.0129	0.0106	0.0270
75×75 points de balayage	0.0016	0.0065	0.0072	0.0152
89×89 points de balayage	0.0011	0.0035	0.0048	0.0093
101×101 points de balayage	0.0010	0.0025	0.0039	0.0075

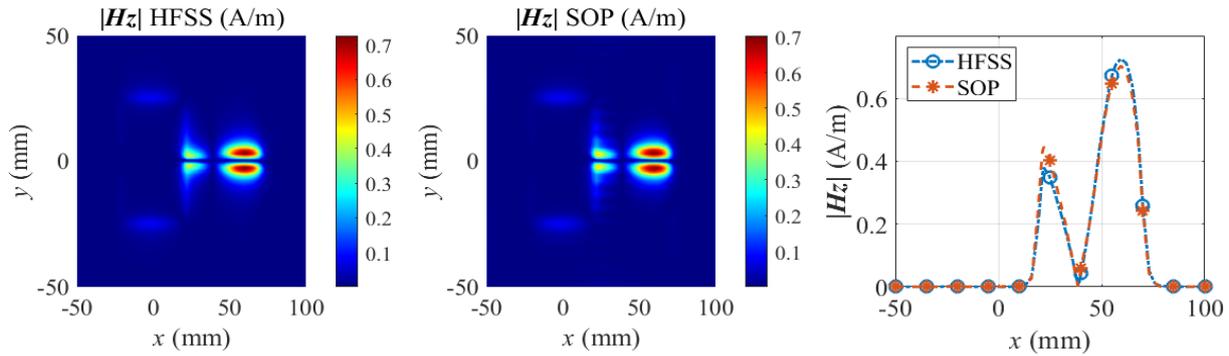


Figure 42 : Comparaison entre la composante H_z rayonnée par l'antenne patch et celle calculée par la méthode SOP à $z = 3.558$ mm au-dessus du plan de masse.

A partir des cartographies de champ proche H_x et H_y qui sont évaluées sur 75×75 points de simulation sur le même plan d'observation utilisé pour l'extraction du modèle DE, nous allons appliquer la théorie du SOP pour calculer le champ magnétique rayonné à plusieurs hauteurs $z > 3,558$ mm au-dessus de l'antenne testé. Les résultats sont présentés à la figure 43 et figure 44 pour $z = 13,558$ mm et $z = 43,558$ mm, respectivement.

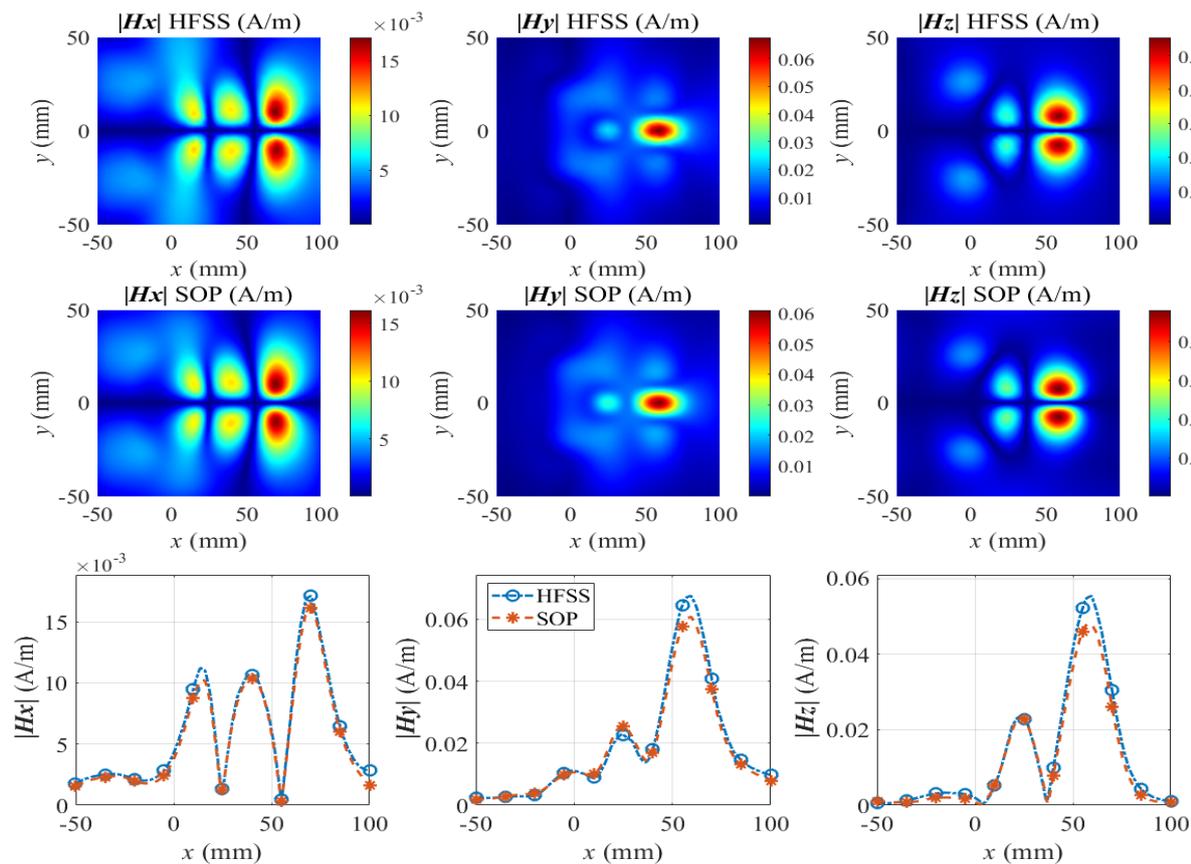


Figure 43 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles obtenues par la méthode SOP à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse.

La figure 43 montre que les composantes du champ magnétique calculées par la théorie SOP à 13.558 mm sont cohérentes en termes de profil et d'amplitude avec celles simulées par HFSS à la même hauteur, avec des différences très acceptables comme rapporté dans le tableau 5.

L'erreur relative entre les cartographies du champ simulé de l'antenne et du champ modélisé obtenu avec la méthode SOP en fonction de différentes hauteurs au-dessus de l'antenne patch microstrip est présentée dans la figure 45. Selon l'analyse des erreurs présentée à la figure 45, nous observons une augmentation exponentielle des valeurs des erreurs pour les plans plus élevés. En se rapprochant de ces plans, par exemple pour $z = 43,558$ mm (voir figure 44), on peut évidemment constater une divergence dans les résultats obtenus et une dispersion dans le profil des champs modélisés avec l'approche SOP par rapport aux champs de l'antenne simulés. En outre, les différences dans le niveau d'amplitude du champ à cette hauteur ($z = 43,558$ mm) sont remarquablement amplifiées, comme le montrent la figure 45 et le tableau 5.

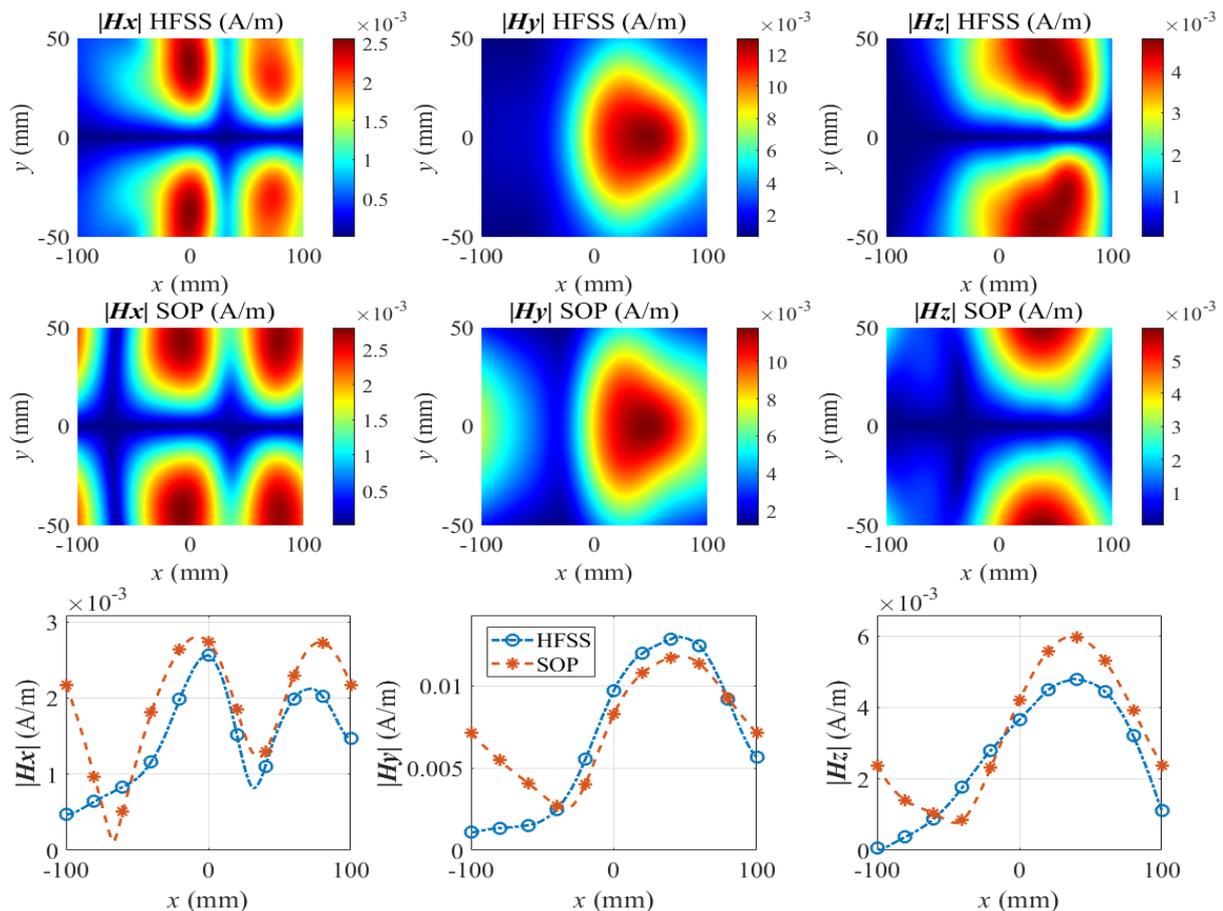
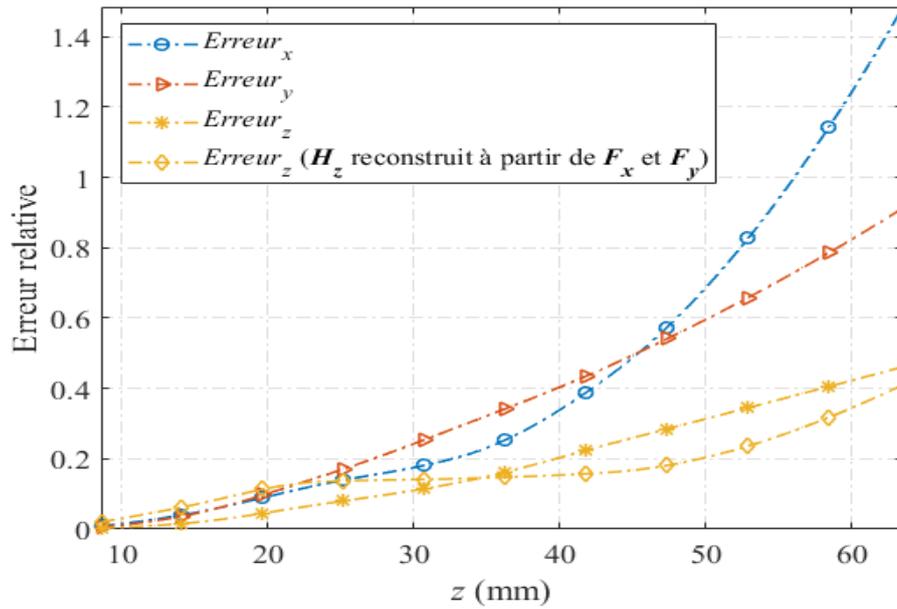
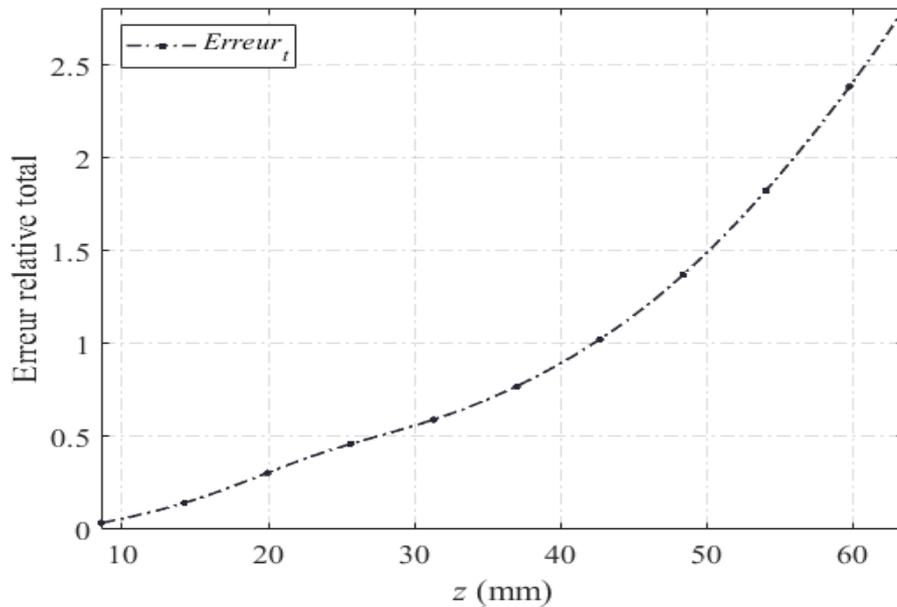


Figure 44 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles calculées par la méthode SOP à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse.



(a)



(b)

Figure 45 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre le champ magnétique rayonné par l'antenne patch et celui calculé par la méthode SOP en fonction de la distance au-dessus du plan de masse : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique et (b) l'erreur totale.

Tableau 5 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch et celles calculées avec la méthode SOP à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse.

Distances (mm)	$Erreur_x$	$Erreur_y$	$Erreur_z$	$Erreur_z$ (Hz reconstruite depuis F_x et F_y)	$Erreur_t$
13.558	0.0362	0.0325	0.014	0.0577	0.1265
43.558	0.4404	0.4671	0.2437	0.1619	1.0694

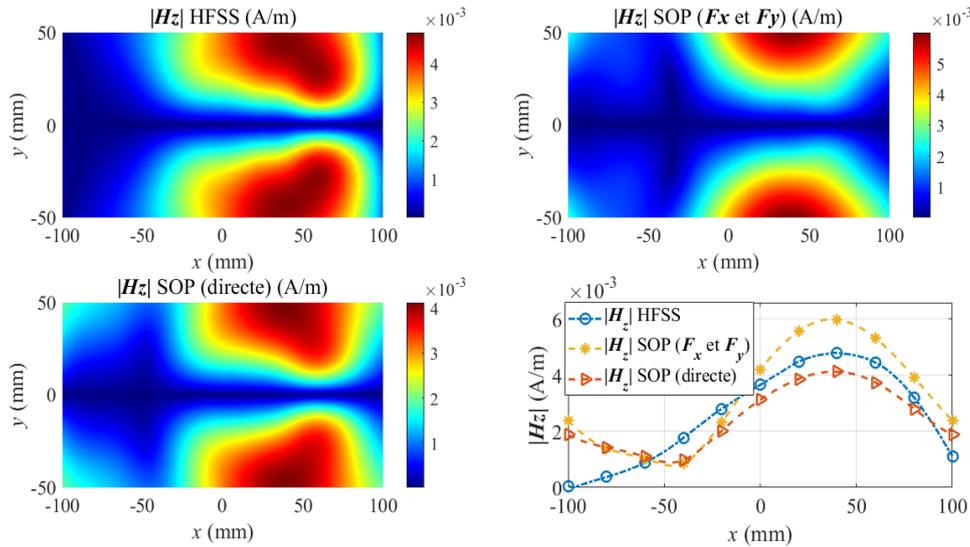


Figure 46 : Comparaison entre la composante H_z rayonnée par l'antenne patch et celle calculée par la méthode SOP soit directement à partir du H_z scanné en champ proche, soit à partir des composantes spectrales F_x et F_y , à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse.

Toutefois, ces différences se produisent principalement sur les extrémités de la zone d'observation pour les valeurs de champ les plus faibles, tandis qu'au centre, elles restent considérées comme n'étant pas excessives (voir la figure 44). En se référant toujours à la figure 45, il apparaît que pour les distances éloignées supérieures à $z = 33,558$ mm l'estimation de la composante H_z à partir des composantes spectrales F_x et F_y présente l'avantage d'être plus précise que la composante H_z calculée directement à partir du H_z scanné en champ proche, où elle présente des valeurs d'erreur moins faibles. Néanmoins, en termes de profil, la composante H_z estimée directement semble plus susceptible de conserver la même forme de champ que celui de l'antenne testé, comme on peut le voir sur la figure 46.

III.4. Comparaison des deux méthodes

Les résultats présentés ci-dessus indiquent que les deux méthodes sont efficaces pour prédire le comportement du champ magnétique de l'antenne, plus particulièrement dans les plans proches au-dessus de cette dernière. Dans cette section, nous allons présenter une étude

comparative de ces deux méthodes dans laquelle nous allons discuter de la praticabilité de chacune d'entre elles du point de vue de la prédiction du champ lointain. Le tableau 7 fournit un résumé de l'étude comparative présentée, en soulignant les avantages et les limites de chaque méthode appliquée. En comparant la complexité des calculs, on constate que les deux approches présentent un temps de simulation relativement réduit dans leur extraction.

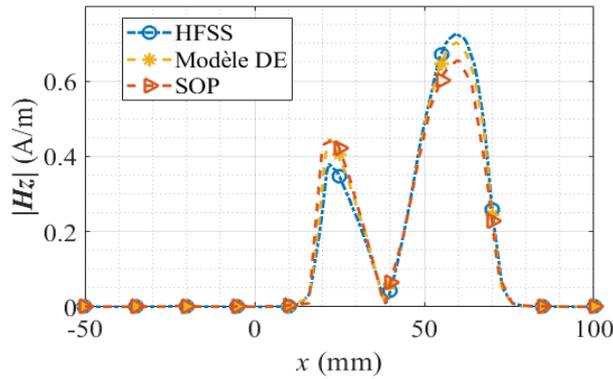


Figure 47 : Comparaison entre les sections obtenues le long de l'axe x de la composante H_z rayonnée par l'antenne patch, par le modèle DE et celle calculée par la méthode SOP à $z = 3.558$ mm

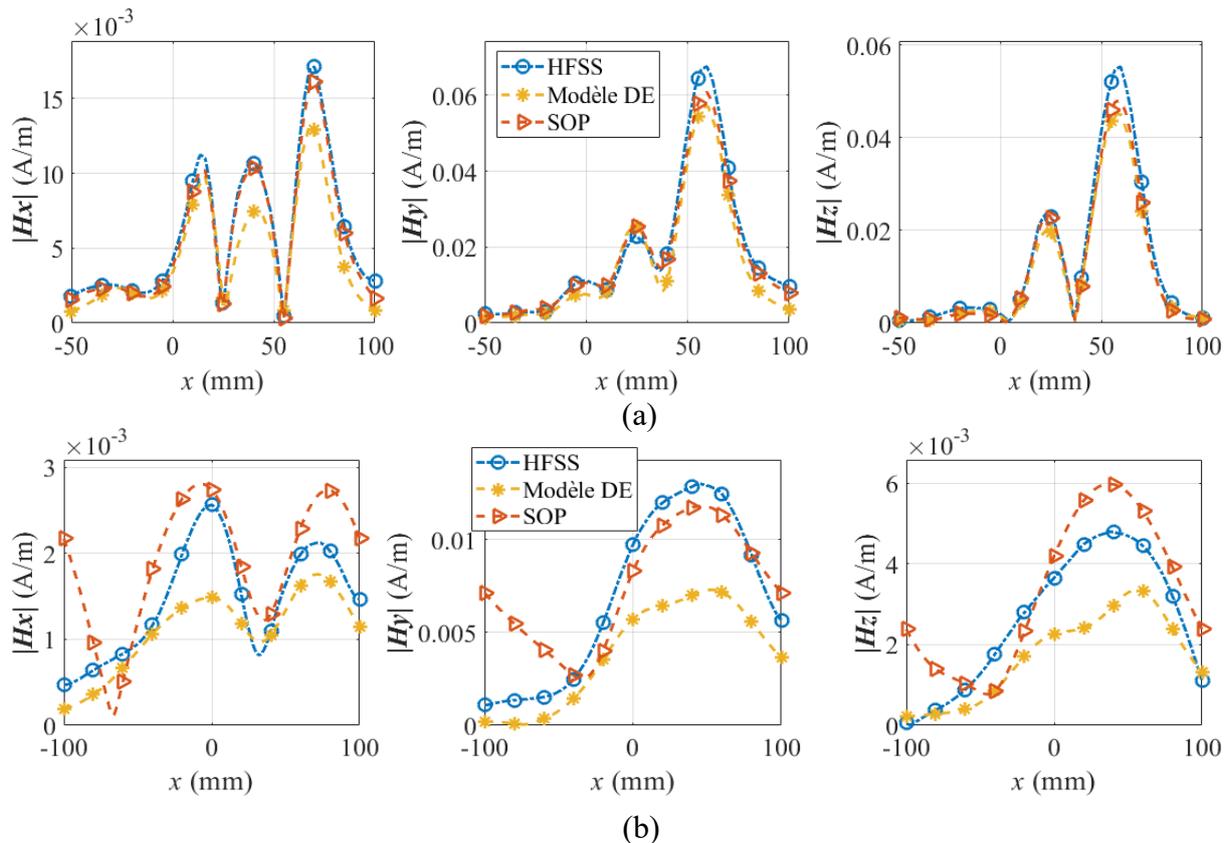


Figure 48 : Comparaison entre les coupes obtenues le long de l'axe x des trois composantes du champ magnétique rayonné par l'antenne patch, par le modèle DE et celles calculées par la méthode SOP : (a) à $z = 13,558$ mm (b) à $z = 43,558$ mm.

Afin de permettre une comparaison adéquate, les cartographies et les coupes des champs modélisés obtenus avec le modèle DE et l'approche SOP seront représentées simultanément avec les cartographies et les coupes des champs simulés obtenus à partir de l'antenne. En outre, l'évolution de l'erreur des deux méthodes sera également représentée pour illustrer leur efficacité à différentes distances du DST. La figure 47 présente la comparaison entre la composante H_z déterminée à partir des composantes spectrales F_x et F_y par la méthode SOP et par le modèle DE à $z = 3,558$ mm.

D'après la figure 36, la figure 42 et la figure 47, on constate que l'amplitude et le profil du champ magnétique calculés par les deux méthodes sont identiques à ceux de l'antenne simulée par HFSS. La comparaison entre les deux méthodes pour $z = 13,558$ mm et $z = 43,558$ mm est présentée dans la figure 48(a) et la figure 48(b), respectivement. De plus, l'évolution de l'erreur relative des deux méthodes en fonction des différentes distances le long de l'axe z est présentée dans le tableau 6 et la figure 49. Les résultats présentés montrent que la méthode SOP est plus efficace et plus fiable dans les plans proches au-dessus de l'antenne que le modèle DE, notamment au centre du plan d'observation où le champ magnétique est concentré comme le montre la figure 48(a). En outre, dans ces plans proches, les différences entre les valeurs de champ calculées avec la méthode SOP sont légèrement inférieures à celles calculées avec le modèle DE (voir le tableau 6 et la figure 49). Ceci est clairement visible sur la figure 48(a) dans laquelle les coupes des champs magnétiques calculées avec la méthode SOP sont plus cohérentes avec celles de l'antenne que celles calculées avec le modèle DE.

Cependant, aux plans éloignés, il est évident, d'après l'évolution de l'erreur totale des deux méthodes illustrée à la figure 49(b), que les valeurs d'erreur de la méthode SOP augmentent de manière plus importante que celles du modèle DE, surtout pour les composantes x et y (voir figure 49(a)). Cela signifie qu'aux plans éloignés, le modèle DE semble être le plus performant. Bien que ces valeurs d'erreur soient considérablement augmentées, les différences dans les niveaux d'amplitude de champ de la méthode SOP montrent toujours une bonne concordance comme le montre la figure 48(b). Cela peut s'expliquer par le fait que, dans la méthode SOP, les différences dans les valeurs de champ se produisent plus aux extrémités pour les valeurs de champ plus faibles, ce qui devient très évident lorsque le champ magnétique est caractérisé à des plans plus élevés au-dessus de l'antenne, comme l'indique la figure 50, où nous avons effectué une comparaison entre les deux méthodes à $z = 63,558$ mm. À cette altitude, nous observons une dispersion dans le profil du champ magnétique pour les deux méthodes,

particulièrement plus pour celui calculé avec la méthode SOP. Ainsi, on peut conclure qu'à des plans proches de l'antenne ($z < 53$ mm) (voir le tableau 6 et la figure 49) l'approche SOP peut être plus fiable et efficace que le modèle DE, alors que lorsque le champ rayonné est caractérisé à des plans éloignés de l'antenne ($z > 53$ mm) (voir le tableau 6 et la figure 49), le modèle DE devient plus pratique et performant.

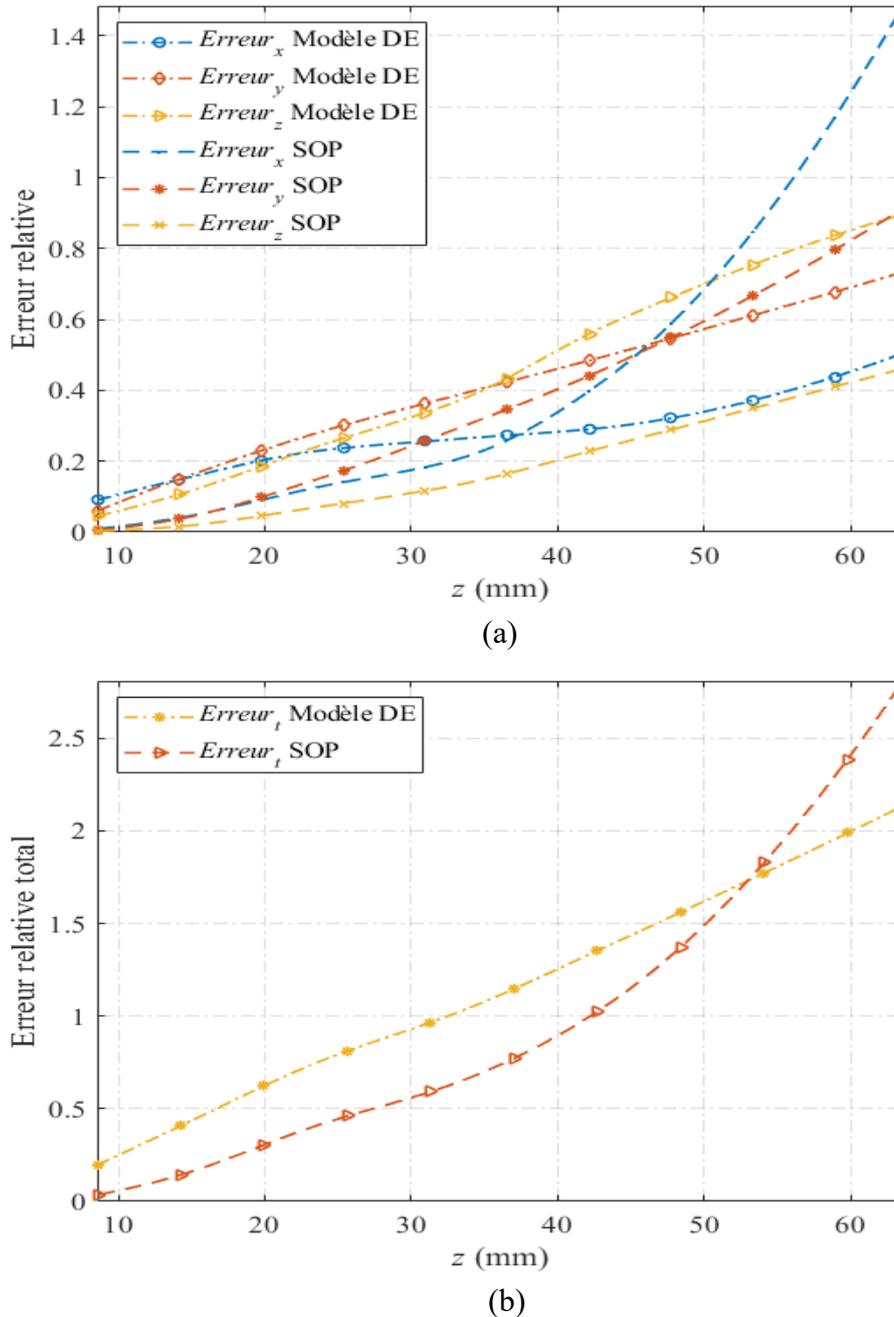


Figure 49 : Comparaison entre l'erreur relative calculée sur le modèle DE et sur le modèle de la méthode SOP à différents plans au-dessus de l'antenne patch : (a) l'erreur sur chaque composante du champ magnétique et (b) l'erreur totale.

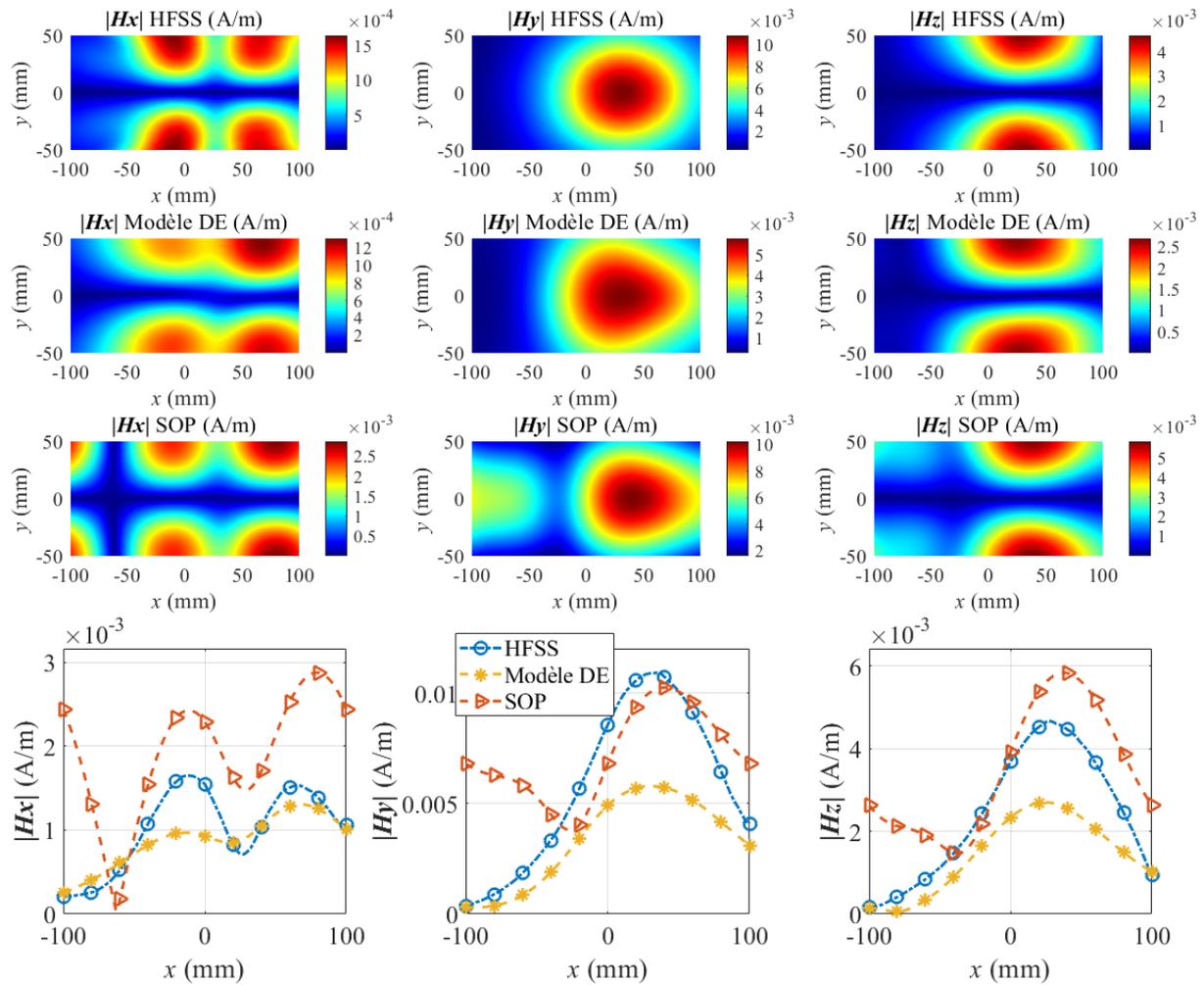


Figure 50 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch, par le modèle DE et celles calculées par la méthode SOP à $z = 63,558$ mm au-dessus du plan de masse.

Tableau 6 : Comparaison entre l'erreur relative calculée sur le modèle DE et sur le modèle SOP à différents plans au-dessus de l'antenne patch

Distances (mm)	$Erreur_x$		$Erreur_y$		$Erreur_z$		$Erreur_t$	
	Modèle DE	SOP						
8.558	0.0905	0.0092	0.0596	0.0057	0.0456	0.0199	0.1957	0.0348
13.558	0.1423	0.0362	0.1402	0.0325	0.099	0.0577	0.3814	0.1265
23.558	0.2289	0.1264	0.2796	0.1489	0.241	0.1347	0.7496	0.41
33.558	0.2640	0.2106	0.3911	0.299	0.3762	0.1442	1.0314	0.6538
43.558	0.2965	0.4404	0.5	0.4671	0.5877	0.1619	1.3841	1.0694
63.558	0.5044	1.4848	0.7336	0.9131	0.8961	0.4104	2.1341	2.8083

De plus, le modèle DE, au contraire de la méthode SOP, nous permet de simuler le réseau de dipôles afin d'évaluer le champ rayonné sur un plan d'observation plus grand que celui utilisé pour le balayage des données de champ proche (utilisées pour l'extraction des deux modèles). Ceci est particulièrement utile pour la connaissance complète du comportement du champ à grande distance, où le champ rayonné peut être étendu jusqu'à être en dehors de la zone d'observation utilisée pour l'extraction des données de champ proche.

Tableau 7 : Résumé de l'étude comparative réalisée

	Dipôles électriques équivalents	Spectre d'ondes planes
Intensité de calcul	Non intensif	Non intensif
Données d'entrée	H_x et H_y	H_x et H_y
Champs modélisés	H_x , H_y et H_z	H_x , H_y et H_z
Paramètres du modèle	Orientation et courant de chaque dipôle.	Composantes spectrales F_x , F_y et F_z .
Praticabilité	Aux plans éloignés de l'antenne.	Aux plans proches de l'antenne.
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> - Contrôle total de la zone d'observation pour la prédiction du champ lointain. - Réduction du nombre de mesures qui prennent généralement beaucoup de temps. 	<ul style="list-style-type: none"> - Procédure d'extraction simple. - Réduction du nombre de mesures qui prennent généralement beaucoup de temps.
Limites	<ul style="list-style-type: none"> - Nombre excessif de dipôles. 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessite un grand nombre de points de balayage. - Prédiction de champ limitée à la zone d'observation utilisée pour l'extraction du modèle.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, les deux méthodes à savoir : les dipôles électriques équivalents et le spectre des ondes planes, ont été appliquées pour prédire le comportement du champ magnétique rayonné au voisinage d'une antenne patch microstrip. Cette dernière fonctionne dans la bande ISM pour les applications Wi-Fi et Bluetooth à une fréquence de 2,4 GHz. Une étude comparative a été menée dans laquelle chaque méthode a été analysée selon plusieurs critères afin de définir la méthode la plus efficace pour la modélisation de l'émission rayonnée. Les résultats obtenus montrent une comparaison entre les cartographies de champs magnétiques simulées extraites de HFSS au-dessus de l'antenne patch microstrip, et celles modélisées obtenues par le modèle DE ou par la méthode SOP. En effet, les résultats sont en très bon accord dans les distances proches au-dessus de l'antenne testée. Cependant, en caractérisant la prédiction du champ à des plans plus élevés, une dispersion du profil combinée à une augmentation des différences au niveau de l'amplitude du champ modélisé ont été observées pour les deux modèles, plus particulièrement dans les résultats obtenus avec la méthode SOP.

Les résultats des comparaisons effectuées nous ont permis de conclure que le modèle DE peut-être le modèle d'émission rayonnée le plus général, capable de satisfaire toutes les exigences concernant la CEM. Cela est dû au fait que l'utilisation des méthodes de dipôle équivalent présente l'avantage d'être plus précise et plus pratique dans les distances les plus éloignées du DST, où l'utilisateur peut également observer le champ rayonné pour tout plan d'observation donné. De plus, le modèle DE présente également l'avantage de pouvoir prédire le champ électrique rayonné si une solution de dipôle de haute précision est trouvée. D'autre part, la méthode SOP nécessite l'extraction de données de champ proche sur un grand nombre de points de balayage afin d'atteindre la précision souhaitée, ce qui prend généralement beaucoup de temps dans les cas où des mesures sont nécessaires.

En outre, étant donné que la détermination des dipôles équivalents à partir du champ proche nécessite la résolution d'un problème de moindres carrés, c'est-à-dire que des erreurs importantes peuvent être introduites dans la solution de dipôle obtenue, l'utilisation des méthodes métaheuristiques peut encore améliorer et optimiser la stabilité ainsi que la précision du réseau de dipôles équivalents. Par conséquent, l'obtention d'un modèle d'émission rayonnée efficace permet d'étudier, de caractériser et de prédire les interférences électromagnétiques avec une plus grande précision et donc de garantir la conformité CEM. C'est dans cette perspective que le chapitre 4 de cette thèse est introduit. Il est principalement dédié au développement d'un

modèle dipôle équivalent amélioré capable de fournir une prédiction précise des émissions rayonnées provenant de toute structure rayonnante et pour toute distance arbitraire en utilisant le plus petit nombre possible de dipôles.

**Chapitre IV : Un modèle de dipôles
équivalents amélioré DE-PSO vers
une transformation CP/CL précise**

IV.1. Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre précédent une étude comparative entre la méthode SOP et la méthode des dipôles électriques équivalents. Suite à la comparaison menée, nous avons conclu que le modèle basé sur un réseau de dipôles électriques peut présenter une bonne alternative pour faire face à la problématique de la CEM. Toutefois, ce modèle souffre principalement du grand nombre de sources équivalentes nécessaires pour atteindre la précision souhaitée, ce qui rend son insertion dans les logiciels de simulation commerciaux difficile, voire impraticable. De plus, le modèle DE semble être moins performant que la méthode SOP pour les distances proches au-dessus du DST. Dans le but de surmonter ces limitations, nous allons proposer dans ce chapitre un modèle DE amélioré capable de parvenir à une grande précision dans la prédiction du champ, spécifiquement dans les plans proches, en utilisant le moins de dipôles possible [69]. Vu que le problème inverse que nous désirons résoudre peut-être mal conditionné, la nouvelle procédure de modélisation peut être divisée en deux étapes principales, dans lesquelles le modèle de dipôle équivalent amélioré sera extrait au bout d'une optimisation à deux niveaux.

- En effet, le conditionnement numérique du problème inverse peut-être affecté par plusieurs facteurs. Il s'agit notamment du nombre de dipôles et de points d'observation, de l'emplacement de la zone de distribution des dipôles et de la zone de balayage en champ proche, ainsi que les dimensions des deux zones. Le choix de ces variables est crucial pour obtenir une solution de dipôle précise. Par conséquent, la première étape consiste à introduire un algorithme sous-optimal pour mitiger le mauvais conditionnement de la matrice inverse. L'algorithme est utilisé pour étudier différentes sélections de variables des emplacements du plan des dipôles et des nombres de dipôles et de points d'observation, puis déterminer la sélection de variables la plus adaptée pour un problème inverse bien conditionné.
- Cependant, si une matrice inverse à grande échelle est sélectionnée au niveau 1, la solution directe, calculée avec la méthode conventionnelle des moindres carrés, sera donc manquer de stabilité. Dans ce cas, l'utilisation de méthodes métaheuristiques devient indispensable car ces méthodes peuvent atteindre un degré élevé de précision lors de la résolution de problèmes de calcul massifs. Dans ce contexte, comme deuxième étape, nous proposons une technique de résolution hybride efficace basée sur l'utilisation de la technique pseudo-inverse PI et de la méthode d'optimisation par essaims de particules

PSO (Particle Swarm Optimization) [70] ; une approche bio-inspirée qui est largement utilisée pour résoudre des problèmes d'optimisation non linéaires et à grande échelle, afin d'améliorer la précision et la stabilité de la solution du dipôle. L'idée sous-jacente est basée sur une combinaison de ces deux méthodes (PI-PSO) dans laquelle la technique pseudo-inverse est appliquée pour fournir une solution initiale à l'approche métaheuristique afin de commencer à chercher sur une solution dipôle optimale pour le modèle DE. En d'autres termes, l'algorithme PSO est principalement appliqué pour améliorer encore la précision et la stabilité de la solution dipôle et ainsi déterminer un modèle des émissions rayonnées beaucoup plus précis.

Le modèle DE-PSO proposé est appliqué pour modéliser les émissions rayonnées de la même antenne patch désignée dans laquelle nous avons effectué l'étude comparative du chapitre III. Afin de valider l'efficacité de notre modèle et de montrer l'amélioration de la précision établie par PSO, une comparaison avec le modèle DE extrait au premier niveau d'optimisation sera effectuée. Comme l'objectif principal derrière le développement d'un modèle d'émission rayonnée de haute précision est de fournir un outil utile permettant aux ingénieurs et aux chercheurs d'estimer les IEM et de faire face aux diverses contraintes CEM, nous concluons ce chapitre en étendant notre modèle afin de le rendre complet et capable de prédire le couplage avec les interconnexions proches. Ceci peut être fait en associant le modèle DE-PSO proposée à l'un des modèles analytiques de couplage présentés dans le chapitre I.

IV.2. Inspiration de la mise en place d'un algorithme sous-optimal

En effet, l'utilisation de dipôles élémentaires pour représenter le diagramme de rayonnement d'une source rayonnante est un problème inverse commun discret qu'est mal conditionné, c'est-à-dire que pour une petite perturbation des données d'entrée, la solution des moindres carrés (solution dipôle) peut entraîner de graves erreurs. En conséquence, la solution dipôle correcte du système d'équations présenté dans les équations (III.1) et (III.2) devient difficile à trouver, ce qui entraîne une dégradation de la performance du modèle DE obtenu, en particulier lors de la caractérisation de dispositifs larges, compacts et complexes. Ce phénomène est illustré de manière évidente par l'évolution de l'erreur en fonction de différents nombres de dipôles présentés dans la figure 35. Conformément à cette analyse, nous pouvons évidemment voir dans la zone *A* (figure 35(a)) que pour un petit changement dans le nombre de dipôles entrés, il existe un large changement dans la valeur de l'erreur. A titre d'exemple, l'erreur sur la composante *Hx* pour un modèle DE basé sur un réseau de 30×30 dipôles a connu une

augmentation de 71,28 % par rapport à celui basé sur un réseau de 29×29 dipôles. Ces analyses, dans le but de déterminer un problème de conversion approprié, ont motivé le lancement d'une expérimentation numérique qui examine la pertinence de diverses sélections de données d'entrée en vue de déterminer un problème inverse bien conditionné.

IV.3. Nouvelle procédure de modélisation : modèle de dipôles équivalents amélioré

La nouvelle procédure de modélisation est proposée pour résoudre le problème inverse mal conditionné qui décrit la relation entre les données de champ proche et les sources de dipôle équivalent. La procédure de modélisation complète peut être divisée en trois parties principales : application d'un algorithme sous-optimal pour rechercher parmi différentes sélections de variables celle qui est la mieux adaptée à un problème de conversion bien formulé ; détermination du modèle DE à l'aide de la méthode de dipôles équivalents conventionnelle, c'est-à-dire, appliquer la technique PI pour résoudre directement le problème inverse à partir des données de champ proche et obtenir les sources de dipôle électrique équivalent ; au final, la solution de dipôle obtenue avec la méthode PI est ensuite exploitée afin d'initialiser le processus d'optimisation PSO et déterminer la solution de dipôle la mieux adaptée qui améliore la stabilité et la précision du modèle de dipôles électriques équivalents calculé.

IV.3.1. Application de la technique Pseudo-Inverse : obtention de la solution initiale du dipôle

Nous avons déjà montré que la relation entre les champs proches balayés et les sources de dipôles équivalents s'écrit comme le système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} [H_x] \\ [H_y] \end{pmatrix}_{m \times 1} = [\alpha]_{m \times n} \begin{pmatrix} [I_0 \cdot \sin \theta] \\ [I_0 \cdot \cos \theta] \end{pmatrix}_{n \times 1} \quad (\text{IV.1})$$

Le problème inverse présenté ci-dessus dans l'équation est un système surdéterminé d'équations non linéaires avec plus d'équations que d'inconnues, dans lequel $[\alpha]$ est une matrice rectangulaire m par n ($m > n$). Mathématiquement, pour que $[\alpha]$ soit inversible, m doit être égal à n . Comme m est le nombre de points de balayage et n le nombre de dipôles utilisés dans la construction du modèle DE, cette condition mathématique ($m = n$) ne peut pas être satisfaite et, par conséquent, $[\alpha]$ ne peut pas être inversé mathématiquement, car, compte tenu de cette condition, l'estimation du couplage et de l'IEM devient irréalisable. Ceci est principalement dû au fait que le champ magnétique doit être évalué en plusieurs points (plus grand nombre de

points de balayage m) sur le plan de balayage pour un meilleur diagnostic IEM et l'utilisation d'un plus grand nombre de dipôles n n'est pas viable car le diagnostic IEM nécessite l'insertion de ces dipôles dans un outil de rayonnement 3D qui est coûteux en calcul et nécessite beaucoup de ressources mémoire. De plus, l'utilisation d'un petit nombre de points d'observation et de dipôles dans la construction du modèle de dipôle peut entraîner l'apparition de valeurs d'erreur critiques dans la solution du dipôle. Dans cette optique, le problème inverse est résolu en utilisant la technique pseudo-inverse PI basée sur la méthode de transformation orthogonale. La technique PI est appliquée pour trouver $[\alpha]^{-1}$, qui est l'inverse gauche de la matrice non carrée $[\alpha]$.

Théoriquement, il est important de noter qu'il n'y a pas de solution unique au problème présenté dans l'équation (IV.1) et que sa résolution pourrait présenter plusieurs solutions possibles. Par conséquent, l'utilisation de la technique PI peut introduire certaines erreurs dans la solution obtenue. De ce point de vue, l'association d'algorithmes d'optimisation itérative devient fortement recommandée lors de la résolution de ce genre de problèmes afin de minimiser les erreurs dans la solution obtenue et de converger vers une solution optimale.

IV.3.2. Conditionnement numérique : l'optimisation de niveau 1

Généralement, le calcul d'un réseau de dipôles à partir de données de champ proche représente un problème inverse discret mal conditionné [29], [35]. De ce fait, la solution du dipôle est sensible aux perturbations et peut être affectée par plusieurs facteurs, à savoir, l'emplacement du plan d'observation et le nombre total de points d'observation ; la surface de la zone de distribution des dipôles et sa position le long de l'axe z ; enfin, le nombre et la distribution des dipôles dans cette zone. Conformément, le problème inverse présenté dans l'équation (IV.1) doit être bien conditionné et formulé pour construire un modèle de dipôle équivalent précis et stable. Ainsi, dans l'espoir d'atténuer l'effet du système mal posé, les lois empiriques et les méthodes numériques deviennent fortement recommandées dans la recherche conventionnelle dans laquelle elles constituent une aide précieuse pour le choix d'une matrice inverse optimale. De plus, la sélection de cette dernière doit être conforme aux critères théoriques et aux considérations mathématiques. À cet égard, nous proposons un algorithme sous-optimal basé sur les principes de la recherche par force brute pour

- examiner la pertinence de diverses sélections de données d'entrée dans la mise en place d'un problème inverse bien conditionné.

- réaliser une expérimentation numérique qui permet de tirer des conclusions utiles pour la détermination d'une matrice inverse optimale.

A. Point de vue théorique et mathématique

Fondamentalement, la construction d'un modèle DE efficace qui permet de modéliser avec précision les émissions rayonnées de toute structure rayonnante nécessite l'adhésion aux certains critères théoriques et aux certains considérations mathématiques relatifs à la résolution du problème inverse. Premièrement, les informations d'amplitude et de phase des données de champ proche doivent être disponibles à des fins d'efficacité. Deuxièmement, l'emplacement du plan d'observation doit être situé à une faible hauteur au-dessus de la surface du DST car certaines informations qui ne contribuent qu'aux données de champ proche disparaîtront si un plan d'observation plus élevé est choisi. Troisièmement, le nombre de points d'observation ne doit pas être trop faible car une haute résolution est nécessaire pour une meilleure estimation de l'IEM, en particulier pour les dispositifs de grande taille. Inversement, un grand nombre de points d'observation associé à un grand nombre de dipôles peut réduire remarquablement l'erreur dans la solution de dipôle, mais avec un coût d'augmentation de la complexité de calcul. De plus, afin d'éviter une charge de calcul massive, il est recommandé de ne pas utiliser un grand nombre de points d'observation ou de dipôles, car la stabilité de la solution de dipôle sera encore améliorée dans un algorithme d'optimisation itérative. Quatrièmement, combien de dipôles élémentaires sont nécessaires pour obtenir une bonne approximation du CP (une bonne approximation du CL serait encore plus importante). S'il y a peu de dipôles, ils ne seront pas capables de représenter le champ ; s'il y a trop de dipôles, il est inutilement difficile pour un algorithme d'optimisation de trouver la solution la mieux adaptée. Enfin, la surface de la zone de distribution des dipôles ne doit pas être trop petite pour éviter de voir apparaître des valeurs d'erreur excessives à l'extrémité du plan d'observation. En revanche, une grande surface de distribution des dipôles nécessite un réseau de dipôles à haute densité, ce qui entraîne une augmentation considérable du temps de calcul. La surface doit donc être suffisamment grande pour inclure toutes les valeurs significatives du champ. Par conséquent, dans le modèle proposé, elle est définie sur la base d'une estimation de l'utilisateur en fonction des informations extraites des données de champ proche. En tenant compte de toutes ces exigences et considérations, nous proposons dans la section suivante un algorithme sous-optimal dans l'espoir de déterminer une matrice de conversion optimale.

B. L'introduction d'un algorithme sous-optimal

La réalisation d'une étude empirique basée sur les considérations théoriques mentionnées ci-dessus serait bénéfique pour améliorer le conditionnement numérique du problème présenté dans l'équation (IV.1). On propose donc une méthode numérique basée sur la technique de recherche par force brute pour réaliser une expérimentation numérique dans laquelle on traitera plusieurs aspects dont le choix est crucial pour obtenir une solution proche de la solution exacte. Parmi ces aspects : Combien de dipôles et de points d'observation sont nécessaires pour une modélisation précise des émissions rayonnées, et à quelle hauteur sont placés le plan d'observation et le plan de distribution des dipôles. De ce point de vue, l'algorithme sous-optimal est introduit pour fournir une recherche approfondie sur le nombre optimal de dipôles N et de points d'observation M , ainsi que sur l'emplacement approprié du plan de distribution des dipôles H_D .

Une fonction d'évaluation F , appelée "fitness", qui décrit l'erreur relative totale, est utilisée pour mesurer le degré d'adéquation des différentes sélections. L'erreur relative est obtenue à partir de la comparaison entre les champs simulés et modélisés. Notez que le PI est utilisé comme la technique de résolution du problème inverse et donc pour déterminer le réseau de dipôles pour chaque combinaison de variables générée. Les parties réelles et imaginaires de F sont séparées et évaluées simultanément dans le corps de l'algorithme. Pour les trois composantes du champ magnétique, la fonction fitness est définie comme suit :

$$F = \sum \text{Erreur}_1; \text{Erreur}_2; \text{Erreur}_3; \text{Erreur}_4; \text{Erreur}_5; \text{Erreur}_6 \quad (\text{IV.2})$$

avec

$$\text{Error}_1 = \sum_{i=1}^m \frac{|\Re(H_{x\text{-simulé}}(M_i)) - \Re(H_{x\text{-modèle}}(M_i))|^2}{\sum_{i=1}^m |\Re(H_{x\text{-simulé}}(M_i))|^2} \quad (\text{IV.3})$$

$$\text{Error}_2 = \sum_{i=1}^m \frac{|\Im(H_{x\text{-simulé}}(M_i)) - \Im(H_{x\text{-modèle}}(M_i))|^2}{\sum_{i=1}^m |\Im(H_{x\text{-simulé}}(M_i))|^2} \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Error}_3 = \sum_{i=1}^m \frac{|\Re(H_{y\text{-simulé}}(M_i)) - \Re(H_{y\text{-modèle}}(M_i))|^2}{\sum_{i=1}^m |\Re(H_{y\text{-simulé}}(M_i))|^2} \quad (\text{IV.5})$$

$$\text{Error}_4 = \sum_{i=1}^m \frac{|\Im(H_{y\text{-simulé}}(M_i)) - \Im(H_{y\text{-modèle}}(M_i))|^2}{\sum_{i=1}^m |\Im(H_{y\text{-simulé}}(M_i))|^2} \quad (\text{IV.6})$$

$$\text{Error}_5 = \sum_{i=1}^m \frac{|\Re(H_{z\text{-simulé}}(M_i)) - \Re(H_{z\text{-modèle}}(M_i))|^2}{\sum_{i=1}^m |\Re(H_{z\text{-simulé}}(M_i))|^2} \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{Error}_6 = \sum_{i=1}^m \frac{|\Im(H_{z\text{-simulé}}(M_i)) - \Im(H_{z\text{-modèle}}(M_i))|^2}{\sum_{i=1}^m |\Im(H_{z\text{-simulé}}(M_i))|^2} \quad (\text{IV.8})$$

L'algorithme est conçu pour générer et tester différentes combinaisons des variables citées précédemment. Ensuite, il fournit la meilleure sélection de variables faisables qui correspond à une évaluation minimale de la fonction de fitness. Afin d'éviter une complexité de recherche élevée, l'algorithme est développé pour définir d'abord, pour un réseau de dipôles donné N , le nombre optimal de points d'observation M_{OPT} , puis la hauteur appropriée du plan des dipôles H_{OPT} . Le processus complet de l'algorithme proposé se résume aux étapes suivantes :

Étape 1. Initialisation de l'algorithme

- Définir la plage de chaque variable (N , M et H_D).
- Fixer N égal à la première valeur de la plage des nombres de dipôles.

Étape 2. Évaluation de la fitness (N , M et $H_D = 2$ mm)

Pour le N sélectionné actuellement dans la gamme des dipôles.

- Evaluer F à chaque sélection de M en supposant que H_D est de 2 mm.
- Déterminer la sélection M qui correspond à une évaluation de l'erreur minimale comme le nombre de points de balayage optimal M_{OPT} .

Étape 3. Évaluation de la fitness (N , H_D et $M = M_{OPT}$)

Pour la combinaison des N et M_{OPT} sélectionnés à l'Étape 2.

- Evaluer F à chaque sélection de H_D , avec $M = M_{OPT}$.
- Déterminez la sélection H_D qui correspond à une évaluation de l'erreur minimale comme la hauteur optimale du plan de dipôle H_{OPT} .

Étape 4. Critère de terminaison

- Si la limite supérieure de la plage de dipôles est atteinte : Terminez l'exploration et extrayez la sélection appropriée de N , M et H_D qui correspond à une évaluation de l'erreur relative minimale.
- Sinon, incrémenter N avec un entier positif égal à 1, et répéter l'Étape 2 et l'Étape 3

C. Complexité de recherche de l'algorithme sous-optimal

La complexité temporelle de l'algorithme sous-optimal proposé peut être considérée comme le temps consacré à la vérification de la convenance de chaque combinaison possible de variables d'entrée. Tel que discuté ci-dessus, l'algorithme est conçu pour tester toutes les sélections possibles de N et M en gardant H_D fixe. Ensuite, il teste toutes les combinaisons de N et H_D en conservant M fixe. Par conséquent, sa complexité de recherche peut être évaluée comme $L_N \times (L_M + L_{HD})$, où L_N est la longueur de la plage de nombres de dipôles, L_M la longueur de la plage de nombres de points d'observation et L_{HD} est la longueur de la plage de hauteurs de plans de dipôles.

IV.3.3. Amélioration de la stabilité du modèle dipôle : optimisation de niveau 2

Théoriquement, il est important de noter qu'il n'existe pas de solution unique au problème présenté dans l'équation (IV.1) et que sa résolution pourrait présenter plusieurs solutions possibles. Par conséquent, l'utilisation de la technique du pseudo-inverse peut introduire certaines erreurs dans la solution obtenue. À cet égard, l'association d'algorithmes d'optimisation itérative devient fortement recommandée lors de la résolution de ce genre de problèmes afin de réduire au minimum les erreurs dans la solution obtenue et de converger vers une solution très optimisée. Dans de nombreuses applications d'ingénierie, l'utilisation de ces méthodes d'optimisation métaheuristiques devient indispensable pour traiter les problèmes de calcul massif et de consommation de temps. Dans cette section, la solution de dipôle extraite à partir du premier niveau d'optimisation sera transférée à l'algorithme PSO. L'objectif principal est de renforcer encore plus la stabilité et la précision du modèle DE calculé.

A. Algorithme d'optimisation PSO : détermination de la solution de dipôle optimale

Le PSO est considéré comme l'une des techniques de calcul évolutionnaire les plus efficaces, couramment appliquée à la résolution de problèmes de grande dimension [70]. Elle

est donc proposée pour déterminer la solution la mieux adaptée qui réduit l'erreur relative entre les champs modélisés et simulés. Différent des autres techniques d'optimisation qui nécessitent de surpasser le gradient, dans le PSO, seule la fonction objectif est nécessaire pour résoudre les problèmes d'optimisation. À l'instar de tous les algorithmes métaheuristiques, PSO a besoin d'un ensemble de solutions initiales (généralement générées de manière aléatoire) pour commencer la recherche à la meilleure combinaison de paramètres de dipôle. Toutefois, dans le modèle PI-PSO proposé, la recherche est initialisée avec la solution initiale du dipôle fournie par la technique pseudo-inverse.

L'optimisation commence par la création d'une population de solutions candidates appelées "particules". Dans un vaste espace regroupant des solutions dipôles potentielles, un ensemble de paramètres dipôles peut être une place dans l'espace de recherche occupée par une particule de la population actuelle. La position de la première particule représente la solution dipôle initiale générée depuis l'optimisation du premier niveau, tandis que les autres positions sont générées aléatoirement. Selon le concept de vol d'oiseaux, les particules volent à travers l'espace de recherche en changeant leurs positions à chaque instant, et tendent à se déplacer vers le meilleur emplacement avec une vitesse qui est dynamiquement ajustée selon la meilleure position individuelle de la particule et la meilleure position globale atteinte par toutes les particules. Ainsi, une recherche potentielle autour des positions d'optimisation locale et globale se produit. Au final, l'optimisation se termine par la convergence du groupe de particules vers la position optimale.

Une autre fonction d'évaluation f est définie dans l'équation (IV.9) pour estimer la convenance de la position de chaque particule. L'objectif est de trouver la meilleure solution réalisable qui minimise ou maximise f . Dans le présent modèle, la fonction objectif est une fonction quadratique soumise à une minimisation. Différemment de la fonction d'évaluation F présentée dans l'équation (IV.2), la fonction objectif f n'est définie que pour les composantes tangentielles du champ magnétique x et y (utilisées pour construire le modèle DE) comme suit :

$$f = \sum \text{Erreur}_1; \text{Erreur}_2; \text{Erreur}_3; \text{Erreur}_4; \quad (\text{IV.9})$$

Pour un espace de recherche de dimension d , f est évalué pour chaque solution potentielle de dipôle. Cette dernière est représentée par une particule dont la position est notée $x_{id}(t) = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{id})$ (d est le nombre de variables à optimiser). La meilleure place visitée par une particule est définie comme celle qui correspond à l'évaluation minimale de la fonction

objectif. Par conséquent, la meilleure place trouvée par la $i^{\text{ème}}$ particule jusqu'à présent au temps t est connue comme la meilleure position personnelle de la particule, qui est donnée par $P_{best-id} = (P_{best-i1}, P_{best-i2}, \dots, P_{best-id})$. Parallèlement, la meilleure position atteinte par le groupe de particules est appelée la meilleure position globale, désignée par G_{best} . La vitesse à laquelle la $i^{\text{ème}}$ particule se déplace vers un nouvel emplacement dans l'espace de recherche est représentée par $v_{id}(t) = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{id})$. La position et la vitesse de chaque particule sont ajustées de manière itérative à l'aide des expressions suivantes :

$$v_{id}^{t+1} = w \times v_{id}^t + c_1 r_{1i} (P_{best-id}^t - x_{id}^t) + c_2 r_{2i} (G_{best-d}^t - x_{id}^t) \quad (IV.10)$$

$$x_{id}^{t+1} = x_{id}^t + v_{id}^{t+1} \quad (IV.11)$$

Dans les équations ci-dessus, $t = 1, 2, \dots, T$ indiquent l'itération actuelle avec T représente le nombre total d'itérations (l'itération maximale). $i = 1, 2, \dots, S$ est un entier positif présentant l'indice des particules présentées dans le groupe (S est la taille de la population). w , le poids d'inertie, est une fonction linéaire qui change entre deux éléments de vecteurs réels au cours des instants de temps, par défaut $w = [0,1-1,1]$. Il s'agit d'un terme important qui détermine dans quelle mesure les particules dépendent de leurs vitesses précédentes lors de la mise à jour de leurs positions. c_1 et c_2 sont deux facteurs d'accélération appelés respectivement coefficients cognitif et social. Ils pondèrent l'importance de l'attraction des particules vers leur meilleure position personnelle et la meilleure position globale. r_1 et r_2 sont deux nombres réels positifs compris entre 0 et 1 que PSO génère aléatoirement pour chaque $i^{\text{ème}}$ particule et à chaque itération t . Les étapes suivantes résument le processus global de PSO :

Étape 1. Initialisation de PSO

- Initialiser les paramètres de contrôle du PSO : r_1, r_2, c_1, c_2, w, S et T
- Définir les limites inférieure et supérieure de l'espace de recherche des solutions du dipôle.
- Créer une population de particules dont les positions sont générées aléatoirement dans l'espace de recherche des solutions du dipôle. La dimension de chaque particule générée est le nombre total de variables.
- Fixez la première particule dans une position qui représente la solution de dipôle initiale obtenue lors de l'optimisation de premier niveau avec la technique de résolution PI.

Étape 2. Évaluation de la fonction objectif

- Evaluer la fonction objectif à chaque position de particule incluse dans la population actuelle.
- La position de chaque particule qui correspond à une meilleure valeur objective est définie comme P_{best} .
- Parmi toutes les particules existant dans la population actuelle, déterminez la position de la particule avec la meilleure valeur objective et définissez-la comme G_{best} .

Étape 3. Mise à jour de la population}

- Mettre à jour la vitesse de chaque particule en fonction de l'équation (IV.10).
- Mettre à jour de la position de chaque particule selon l'équation (IV.11).

Étape 4. Critère de terminaison

- L'optimisation est terminée lorsque le nombre maximal d'itérations est atteint.
- Sinon, répétez les étapes 2 et 3.

B. Les paramètres du dipôle visés par l'optimisation

Dans tout modèle de calcul itératif tel que le PSO, les paramètres initiaux représentent un progrès majeur vers la détermination de la solution optimale de la fonction objectif en un nombre réduit d'itérations. Ils réduisent considérablement la complexité de la recherche, car le PSO commence à explorer l'espace de recherche à partir de zones prometteuses avec une éventuelle meilleure solution. Dans cette optimisation, les paramètres initiaux du dipôle à faire passer via l'algorithme PSO sont les positions du dipôle fixées au préalable par l'utilisateur et les orientations et courants obtenus au premier niveau d'optimisation.

- **Positions des dipôles :** la position de chaque dipôle dans le plan x - y est définie par un point (x_0, y_0) en son centre. Au début, l'ensemble des dipôles était distribué uniformément dans un plan x - y restreint qui ne contient que les valeurs maximales du champ. Dans la mesure où notre objectif est d'utiliser le moins de dipôles possible, la réduction de la zone de distribution des dipôles représente une étape d'une importance capitale qui offre la possibilité d'utiliser moins de dipôles avec un petit intervalle entre deux dipôles voisins dans la construction du modèle équivalent. Cette étape sert principalement à éviter l'apparition d'intermittents et de discontinuités dans la

représentation du champ modélisé. Cependant, dans la phase d'optimisation, le plan des dipôles sera étendu à un plan plus grand qui inclut complètement la surface d'observation. L'idée principale est d'assurer la couverture de toute région intéressante qui pourrait être ignorée en raison d'une fausse estimation de l'utilisateur lors de la définition du plan de dipôle restreint. En outre, cela permettra de placer le plus possible de dipôles dans les zones de champ les plus intéressantes (c'est-à-dire uniquement dans les régions où les valeurs de champ sont maximales).

- **Solution dipôle** : les orientations initiales des dipôles $[\theta^{init}]$ sont optimisées avec les courants initiaux des dipôles $[I^{init}]$. Les parties réelles $[I_r^{init}]$ et imaginaires $[j.I_i^{init}]$ de l'intensité du courant sont optimisées simultanément en tant qu'entrées séparées dans l'algorithme d'optimisation.

Ainsi, le nombre total de variables qui doivent être optimisées est le nombre de dipôles multiplié par le nombre de paramètres ($5 \times N$).

C. La complexité de recherche de l'algorithme PSO

La complexité de recherche de l'algorithme PSO peut être considérée comme le temps consommé par l'algorithme jusqu'à ce que l'un de ses critères d'arrêt soit satisfait, par exemple, le nombre maximal d'itérations est atteint, une solution optimale est trouvée, etc. En d'autres termes, il s'agit du nombre total d'évaluations de la fonction objectif ($T \times S$), où T est le nombre maximal d'itérations et S le nombre total de particules.

IV.4. Application et validation du modèle amélioré

Dans cette section, la nouvelle procédure de modélisation basée sur l'optimisation à deux niveaux est appliquée pour modéliser les émissions rayonnées de la même antenne de la bande ISM dans laquelle nous avons effectué l'étude comparative du chapitre III (section III.2). Tout d'abord, les cartographies de champ proche des composantes tangentielles du champ magnétique sont extraites par simulation HFSS (voir figure 51). Le champ est évalué sur le même plan d'observation de surface de $150 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$. Ensuite, le premier niveau d'optimisation est effectué avec l'application de l'algorithme sous-optimal basé sur la technique de recherche par force brute pour améliorer le conditionnement numérique du problème inverse et donc pour déterminer une matrice inverse optimale. La résolution de cette dernière en utilisant la technique PI fournit la solution initiale du dipôle utilisée par la suite pour initialiser le processus de recherche PSO. Enfin, le deuxième niveau d'optimisation est lancé avec PSO

commence à rechercher sur la solution dipôle la mieux adaptée qui améliore la stabilité et la précision du modèle DE construit au niveau 1. La procédure d'extraction complète et détaillée du modèle PI-PSO est présentée sous forme d'organigramme dans la figure 52.

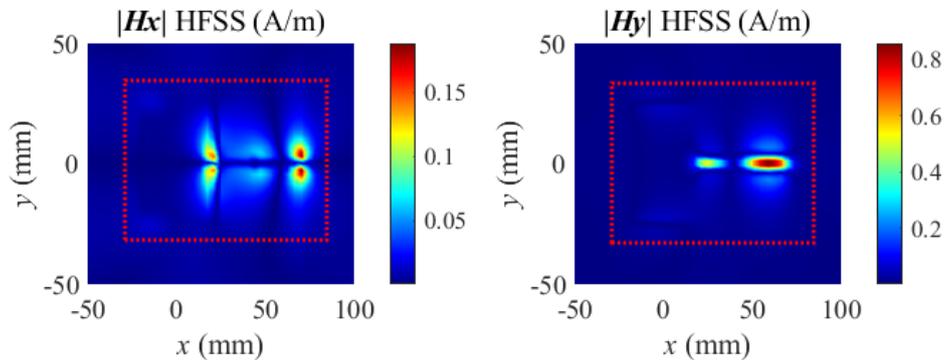


Figure 51 : Les composantes du champ magnétique tangentiel rayonnées à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch.

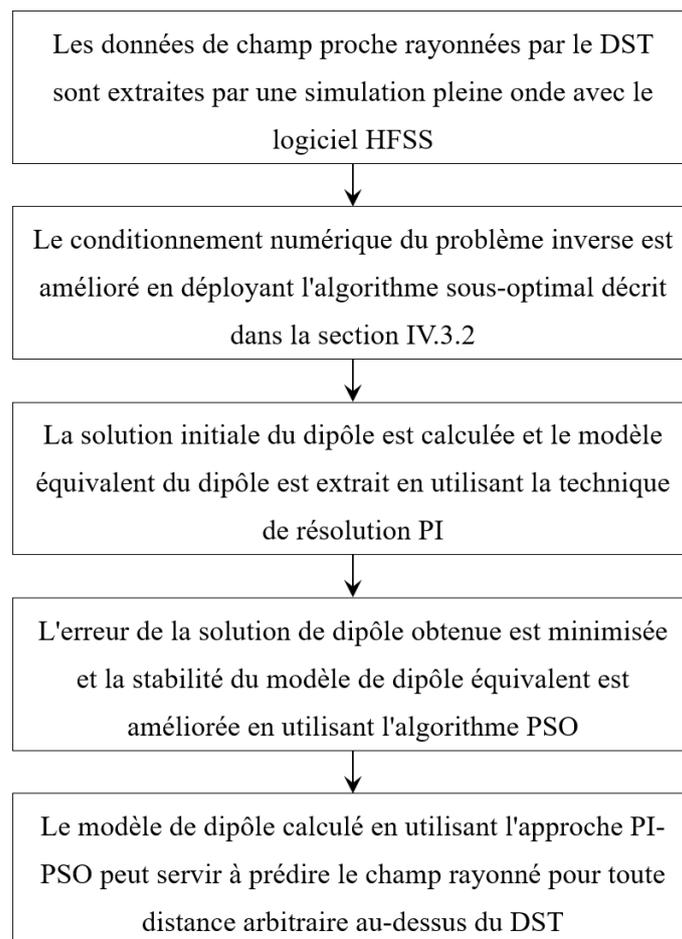


Figure 52 : Organigramme du modèle PI-PSO proposé

IV.4.1. Détermination du vecteur des paramètres de dipôles initiaux

Comme mentionné précédemment, la stabilité de la solution du dipôle peut être considérablement affectée par le problème inverse mal posé présenté dans l'équation (IV.1). Par conséquent, le problème inverse doit être bien conditionné pour obtenir une solution dipôle initiale ayant une signification physique. La dernière étape est cruciale pour construire un modèle DE efficace. Dans cette partie, le conditionnement numérique du problème inverse est amélioré sur la base de considérations théoriques et d'expérimentations numériques. L'objectif est d'étudier l'influence des différentes variables d'entrée sur la solution du dipôle. En conséquence, pour un plan d'observation donné situé dans la région de champ proche, l'impact de différents nombres de points d'observation est étudié. En outre, cette expérimentation étudie et couvre également l'influence de différents nombres de dipôles et d'emplacements du plan de distribution des dipôles.

A. Choix d'une matrice inverse optimale

Dans cette partie, l'algorithme sous-optimal basé sur la technique de recherche par force brute est utilisé pour réaliser d'une part l'expérimentation numérique et d'autre part pour extraire la sélection optimale des variables qui permettent d'améliorer le conditionnement numérique du problème inverse. Les résultats de cette expérimentation montrent l'évolution de l'erreur relative totale (la fonction fitness f) en fonction de différentes sélections de variables. Le problème inverse est intégré au corps de l'algorithme comme un modèle multi-entrées. Les variables d'entrée à optimiser sont le nombre de points d'observation M , le nombre de dipôles N , et l'emplacement du réseau de dipôles H_D au-dessus du plan de masse. L'emplacement du plan d'observation H_S et sa surface S_S restent inchangés. De plus, la surface de la zone de distribution des dipôles S_D est également fixe et est définie pour inclure toutes les valeurs significatives du champ. La procédure d'optimisation consiste à analyser l'erreur pour différentes combinaisons de N , M et H_D et à vérifier quelle combinaison est la plus favorable à la minimisation de l'erreur. Ensuite, la sélection appropriée est renvoyée comme sortie de l'algorithme proposé.

Pour accélérer encore la recherche par force brute, des limites numériques basées sur les considérations théoriques mentionnées précédemment sont fixées pour chaque variable. Ainsi, les nombres de dipôles varient dans la plage de 12 à 29. Parallèlement, les limites des nombres de points d'observation sont définies pour varier de 40 à 80. Le pas de variation de N et M est

un nombre entier positif égal à 1. Les dipôles et les points d'observation sont répartis uniformément sur leurs surfaces. Un nombre $N \times N$ de dipôles ou $M \times M$ de points d'observation respectivement signifie qu'il y a N dipôles ou M points d'observation dans les deux directions x et y . L'emplacement du plan des dipôles varie de 0,1 mm à 7,5 mm, avec un pas de résolution spatiale de 0,1 mm. Les données de champ proche sont obtenues sur un plan de scannage d'une surface de 150 mm \times 100 mm. Ce dernier est situé dans la région de champ proche à une hauteur de 3,558 mm au-dessus du plan de masse et de 2 mm au-dessus du patch rayonnant. Le plan de distribution du dipôle est défini en fonction des données de champ proche obtenues. Cependant, les régions de champ inférieur sont ignorées lors de la détermination de ce plan. Par conséquent, sa surface ne représente que 48,3 % du plan d'observation (la surface du plan du dipôle est illustrée par un rectangle en pointillé sur la figure 51). Cette étape est essentielle pour construire un modèle DE efficace utilisant un petit nombre de dipôles.

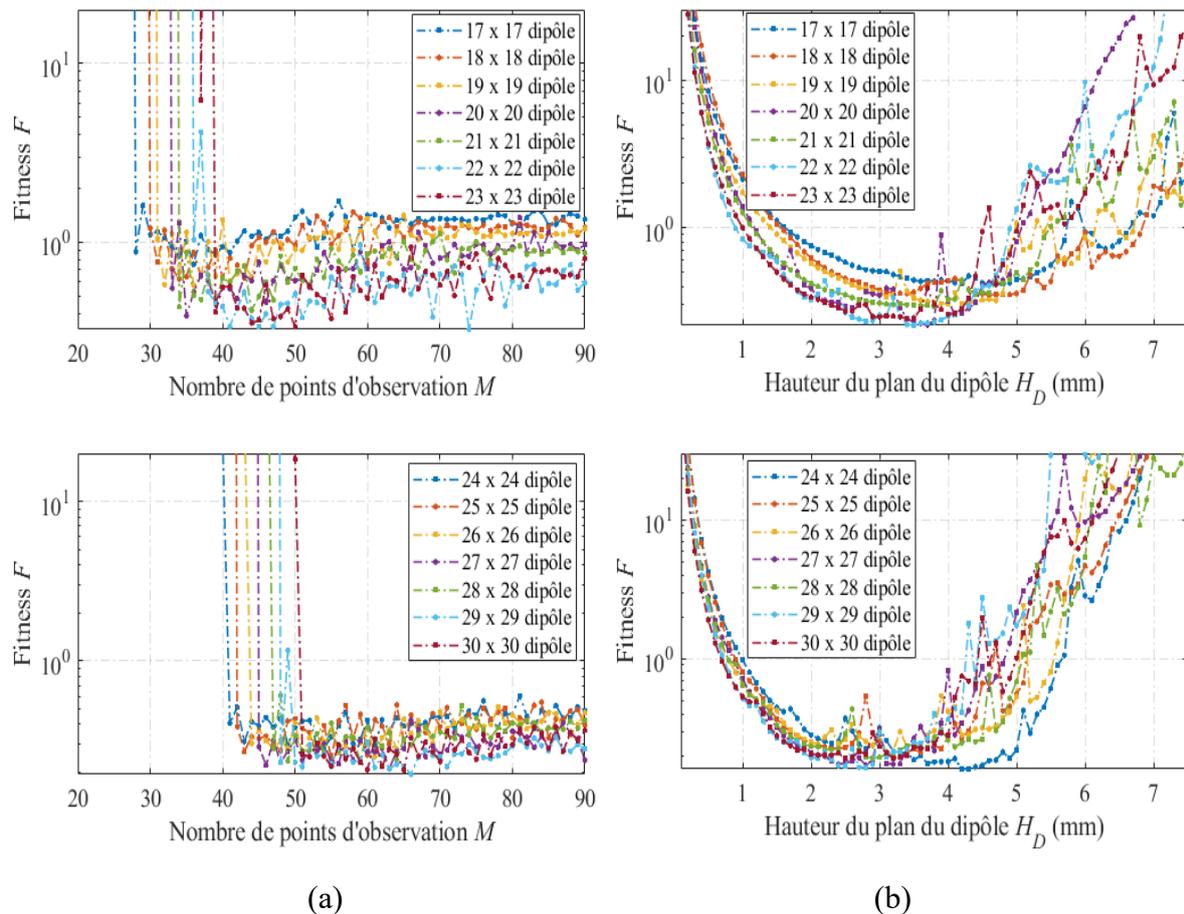


Figure 53 : L'influence des différentes sélections de variables d'entrée sur la solution du dipôle : (a) Évolution de la fonction de fitness pour différents N et M (b) Évolution de la fonction de fitness pour différents N et H_D .

L'algorithme sous-optimal est implémenté et simulé dans MATLAB. Les résultats numériques sont présentés à la figure 53. Afin d'illustrer clairement l'évolution de l'erreur, les sélections de dipôles présentant des valeurs d'erreur importantes sont supprimées. La figure 53(a) montre l'erreur pour différentes sélections N et M , tandis que l'influence de différentes sélections H_D sur l'erreur est présentée à la figure 53(b). Les résultats de cette expérimentation montrent que les niveaux d'erreur minimaux ne sont atteints que lorsque N est environ $M/2$. Sinon, l'erreur augmente considérablement, notamment lorsque $N > M/2$ (voir figure 53(a)). Cette relation ($N \sim$ environ $M/2$) indique que l'intervalle entre deux points d'observation adjacents est approximativement égal à l'intervalle entre deux dipôles voisins puisque le plan du dipôle ne représente que 48,3 % du plan d'observation. Par conséquent, on en déduit que la sélection appropriée de N et M est déterminée de manière à ce que les deux intervalles soient approximativement égaux, ni trop grands, ni trop petits. D'après la figure 53(b), on peut voir que l'erreur augmente lorsque la distance entre le plan du dipôle et le plan d'observation augmente. En outre, l'erreur atteint son minimum pour un petit nombre de dipôles lorsque les deux plans sont proches. Parallèlement, l'emplacement du plan du dipôle se rapproche plus de la surface du DST pour un plus grand nombre de dipôles.

Finalement, ces conclusions sont constructives pour la formulation d'un problème inverse bien conditionné et le renforcement de la stabilité de la solution dipôle, et donc l'obtention d'un modèle DE précis et stable en utilisant un plus petit nombre de dipôles.

B. Application du Pseudo-Inverse : élaboration d'un modèle de dipôle initial

Le modèle de dipôles équivalents est construit selon les informations extraites de l'expérimentation numérique présentée à la figure 53. La sélection optimale des variables obtenue à partir de la recherche par force brute est utilisée pour déterminer un problème inverse bien conditionné. Ainsi, avec une longueur de dipôle fixée à 1 mm, un ensemble de 24×24 dipôles électriques infinitésimaux sont uniformément répartis sur un plan de dipôle, situé à $z = 4,3$ mm. Comme expliqué plus haut, la surface de ce plan est estimée par l'utilisateur, et elle ne représente que 48,3 % du plan d'observation. Les données de champ proche sont évaluées à 54×54 points de simulation sur ce plan d'observation, qui est situé dans la région de champ proche à $z = 3,558$ mm. On note que pour des raisons de clarifications dans les visualisations des résultats, le modèle de dipôle extrait après le premier niveau d'optimisation utilisant la technique PI sera appelé le modèle DE conventionnel à travers le reste du manuscrit.

Parallèlement, le modèle de dipôle extrait après le deuxième niveau d'optimisation en utilisant l'algorithme PSO sera appelé le modèle DE-PSO amélioré.

Une simulation numérique est effectuée sous Matlab pour résoudre le système matriciel d'équations non linéaires présenté dans l'équation (IV.1) en utilisant la technique PI conventionnelle. Par conséquent, les vecteurs de courant et d'orientation initiaux sont déterminés, et le modèle DE conventionnel est construit. Les sources de dipôles calculées sont tracées dans le plan x - y et sont illustrées sur la figure 54(a). Nous simulons le modèle construit pour calculer son rayonnement de champ magnétique et donc pour prédire les émissions rayonnées par l'antenne patch. Les résultats obtenus sont comparés au champ magnétique rayonné par l'antenne, simulé et obtenu avec HFSS à $z = 3.558$ mm. Les résultats de la comparaison sont présentés à la figure 55 pour les trois composantes du champ magnétique.

Tableau 8 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait à l'aide de la méthode DE conventionnelle.

Distances (mm)	$Erreur_x$	$Erreur_y$	$Erreur_z$	$Erreur_t$
3.558	0.0304	0.0213	0.0235	0.0762
13.558	0.1832	0.3146	0.1675	0.6653
43.558	0.5251	0.7647	0.8309	2.1209

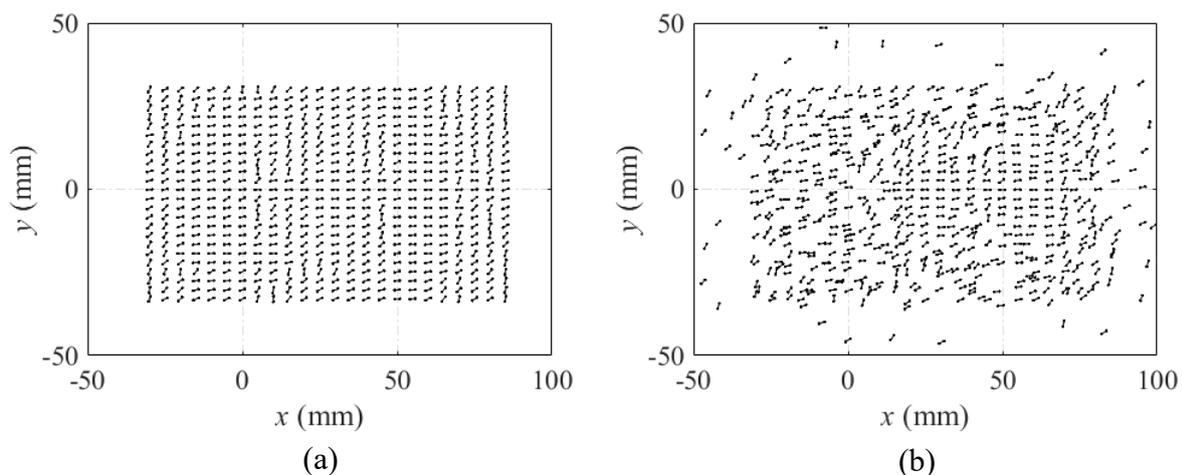


Figure 54 : Les sources de dipôles équivalents distribuées dans le plan x - y et calculées en utilisant : (a) la méthode DE conventionnelle (b) la méthode DE-PSO proposée.

Pour vérifier la validité du modèle composé dans la prédiction du champ lointain, une comparaison entre les champs modélisés et simulés est effectuée à des plans plus élevés au-dessus du DST. Les résultats sont présentés à la figure 56 et à la figure 57, pour $z = 13,558$ mm et $43,558$ mm, respectivement. En outre, nous présentons l'erreur relative totale et celle pour chaque composante du champ magnétique dans le tableau 8 pour $z = 3,558$ mm, $13,558$ mm et $43,558$ mm. L'erreur est calculée à l'aide des formules (III.9), (III.10), (III.11) et (III.12) présentées au chapitre III.

Comme l'illustre la figure 55, les composantes tangentielles du champ magnétique modélisé montrent un bon accord en termes de profil et d'amplitude avec celles de la simulation HFSS, avec une erreur estimée par 0,0304 et 0,0213 sur les composantes x et y , respectivement. Bien que le modèle soit extrait en utilisant uniquement les composantes x et y , les résultats de la comparaison de la composante z présentent également une bonne corrélation avec une erreur tolérable de 0,0235. En procédant à la validation du modèle, nous observons une dispersion dans le profil des cartographies des champs modélisés, comme le montrent les figures 56 et 57, où les champs H sont évalués à des hauteurs de $13,558$ mm et $34,558$ mm, respectivement. À ces hauteurs, les différences entre les niveaux d'amplitude des champs sont également amplifiées, surtout lorsque la prédiction du champ est considérée à un plan plus élevé, par exemple $43,558$ mm (voir tableau 8).

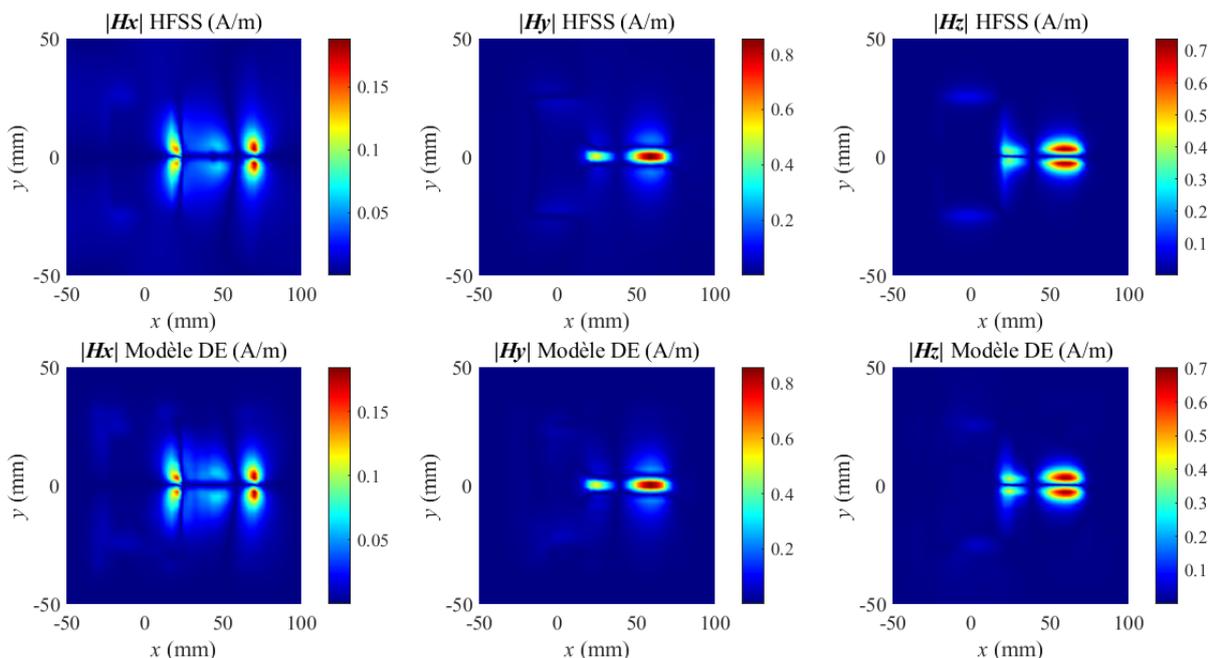


Figure 55 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE conventionnelle.

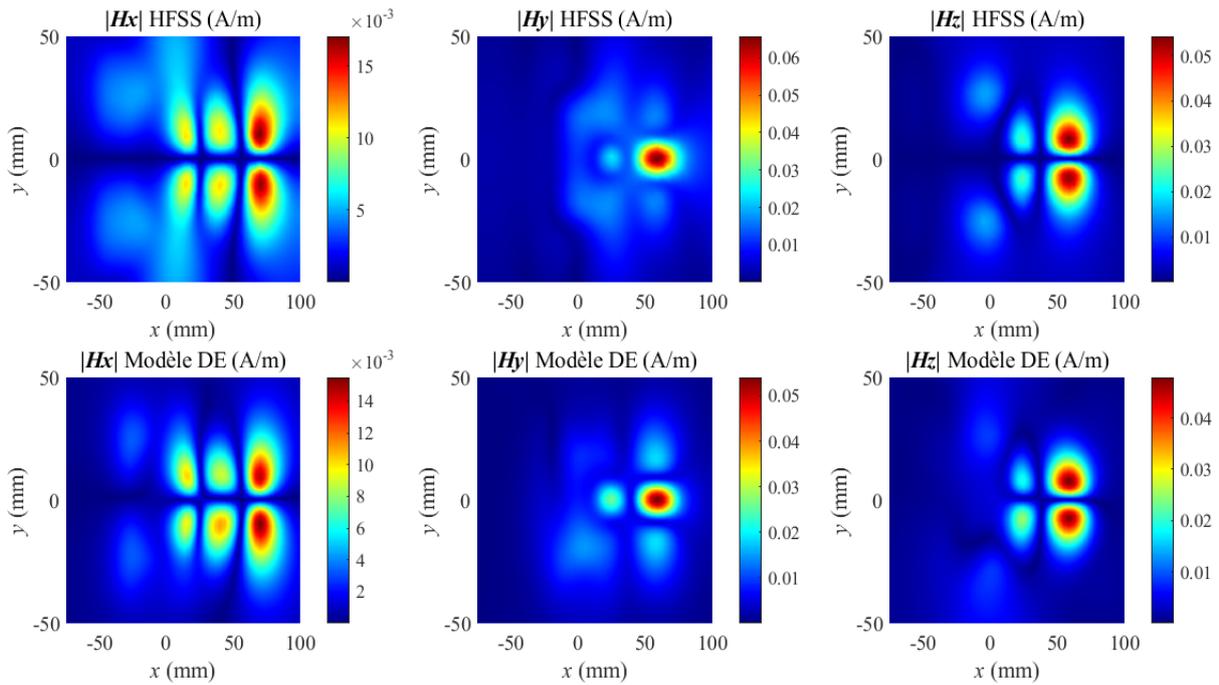


Figure 56 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE conventionnelle.

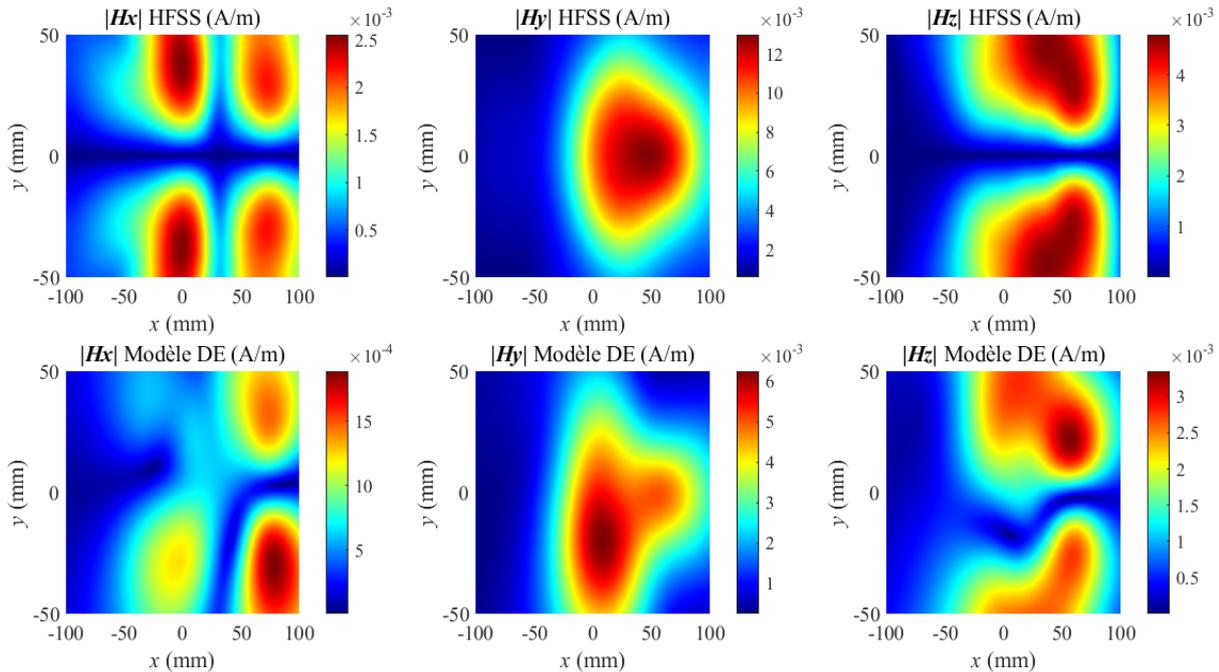


Figure 57 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE conventionnelle.

Ainsi, on peut conclure que pour le nombre de dipôles choisi, les résultats obtenus ne sont adéquats qu'à la distance où le modèle DE est construit. À cette hauteur ($z = 3,558$ mm), le modèle DE construit présente une plus grande précision par rapport au modèle DE présenté au Chapitre III. Même si l'on utilise seulement le tiers du nombre de dipôles, le modèle DE (24×24 dipôles) extrait du premier niveau d'optimisation correspond à une erreur totale raisonnable de 0,0762 par rapport au modèle DE (38×38 dipôles) présenté au chapitre III qui présente une erreur totale supérieure à 0,1 (voir le tableau 3 du chapitre III). Ces résultats acquis à $z = 3,558$ mm ont prouvé l'efficacité de l'algorithme sous-optimal proposé dans la détermination d'une matrice inverse bien conditionnée. En revanche, l'erreur sur le modèle DE (24×24 dipôles) construit augmente significativement aux plans éloignés au-dessus de l'antenne patch modélisée. Par conséquent, l'utilisation de cet ensemble de 24×24 dipôles pour estimer le champ rayonné à des distances plus élevées devient peu pratique. Cependant, la solution de dipôle obtenue en utilisant la méthode DE conventionnelle n'est qu'une solution préliminaire pour l'algorithme PSO qui est utilisée pour réduire le coût de calcul pris par l'algorithme lors de la recherche de la solution optimale.

IV.4.2. Amélioration de la stabilité du modèle de dipôles équivalents

Dans cette partie, l'optimisation de deuxième niveau est effectuée dans laquelle l'algorithme PSO est appliqué pour fournir une recherche approfondie de la solution de dipôle la mieux adaptée qui permet de réduire efficacement l'erreur et d'obtenir finalement un modèle de dipôle équivalent amélioré. Les positions initiales des dipôles sont également optimisées et actualisées conjointement avec la solution initiale des dipôles (les vecteurs d'orientations et de courants initiaux). L'objectif est de mettre plus de dipôles dans les zones de champ les plus intéressantes. La surface de la zone de distribution des dipôles est élargie pour inclure la totalité du plan d'observation après qu'elle ait été initialement définie pour ne contenir que les valeurs de champ significatives.

A. Application de l'algorithme PSO

PSO est adapté à notre système d'équations non linéaires, et l'optimisation est effectuée dans MATLAB. Pendant le processus d'optimisation, la stabilité de la solution du dipôle est améliorée au cours les instants de temps t , et l'erreur est considérablement minimisée. PSO minimise la fonction objectif de 0,1143 à 0,0236 (f est réduit par 79,33%), en 15×10^4 d'évaluations de la fonction objectif. Cela peut prendre du temps, mais le modèle DE-PSO

extrait présente un très haut niveau de précision avec une erreur totale minimale de 0,0234, soit 69,29 % de moins que l'erreur totale obtenue avec le modèle DE conventionnel. Cependant, la complexité de la recherche effectuée par PSO peut être considérablement réduite en utilisant un petit nombre d'itérations et de particules.

Afin de démontrer l'efficacité du modèle DE-PSO amélioré à fournir une solution très précise dans un temps relativement court, nous avons effectué l'optimisation pour différents nombres d'itérations et tailles de population. Les résultats de cette expérimentation sont présentés dans la figure 58. Comme on peut le voir sur la figure 58, une solution de dipôle très favorable qui minimise la fonction objectif à 0,0546 (la valeur de la fonction objectif est seulement 47,77 % de celle du modèle DE conventionnel) peut être trouvée seulement en 125×10^2 d'évaluations de la fonction objectif, cela représente donc une réduction de 93,33 % dans la complexité de recherche. Même si la précision est légèrement dégradée, le modèle de dipôle équivalent extrait est encore beaucoup plus précis, avec une erreur totale minimale estimée par 0,0429, soit environ 42,95% de moins que l'erreur totale obtenue avec le modèle extrait par la méthode DE conventionnelle. Les résultats de la figure 58 montrent qu'une solution très optimisée peut être extraite lorsqu'un grand nombre d'itérations et de tailles de population sont utilisés. Toutefois, cela se fait au prix d'une augmentation de la complexité de calcul. Par conséquent, il est suggéré de déterminer les paramètres de contrôle de PSO en fonction de la précision requise de l'application caractérisée.

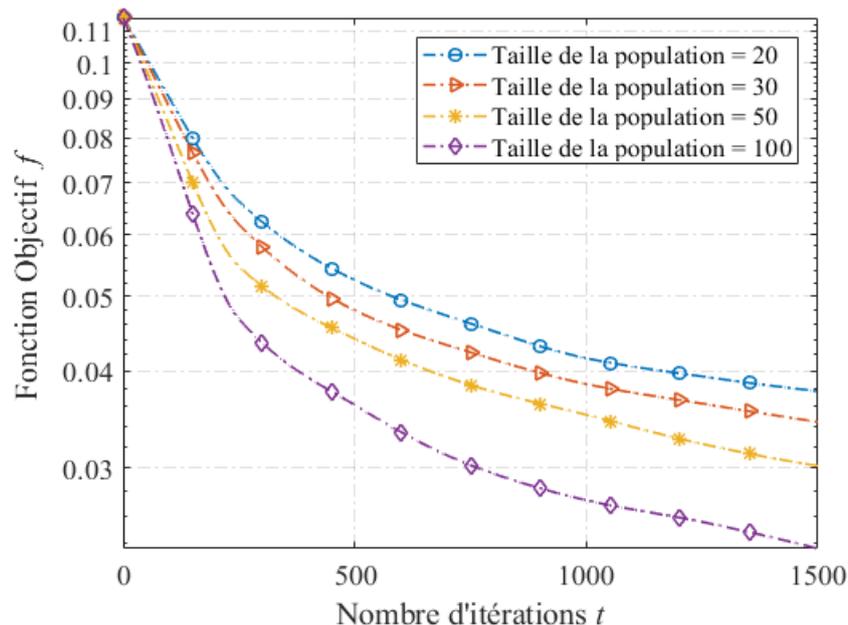


Figure 58 : L'influence des paramètres PSO sur l'obtention d'un modèle de dipôle équivalent très précis et stable.

B. Le modèle DE-PSO amélioré

Comme mentionné ci-dessus, le modèle dipôle amélioré, extrait du deuxième niveau d'optimisation, est obtenu en 15×10^4 d'évaluations de la fonction objectif. Les paramètres de l'algorithme PSO utilisé pour cette optimisation sont présentés dans le tableau 9. Les dipôles équivalents calculés avec la méthode DE-PSO proposée sont représentés sur la figure 54(b). Le modèle DE-PSO optimisé est ensuite simulé afin de calculer sa distribution de champ. La comparaison entre les champs modélisés et simulés à $z = 3,558$ mm est illustrée à la figure 59.

Tableau 9 : les paramètres de PSO utilisés pour la procédure d'extraction du modèle DE-PSO

Paramètres	Valeurs
Itération maximale	1500
Taille de la population	100
Poids d'inertie initial w_{min}	0.15
Poids d'inertie final w_{max}	0.25
Constante d'accélération c_1	1.3
Constante d'accélération c_2	1.65

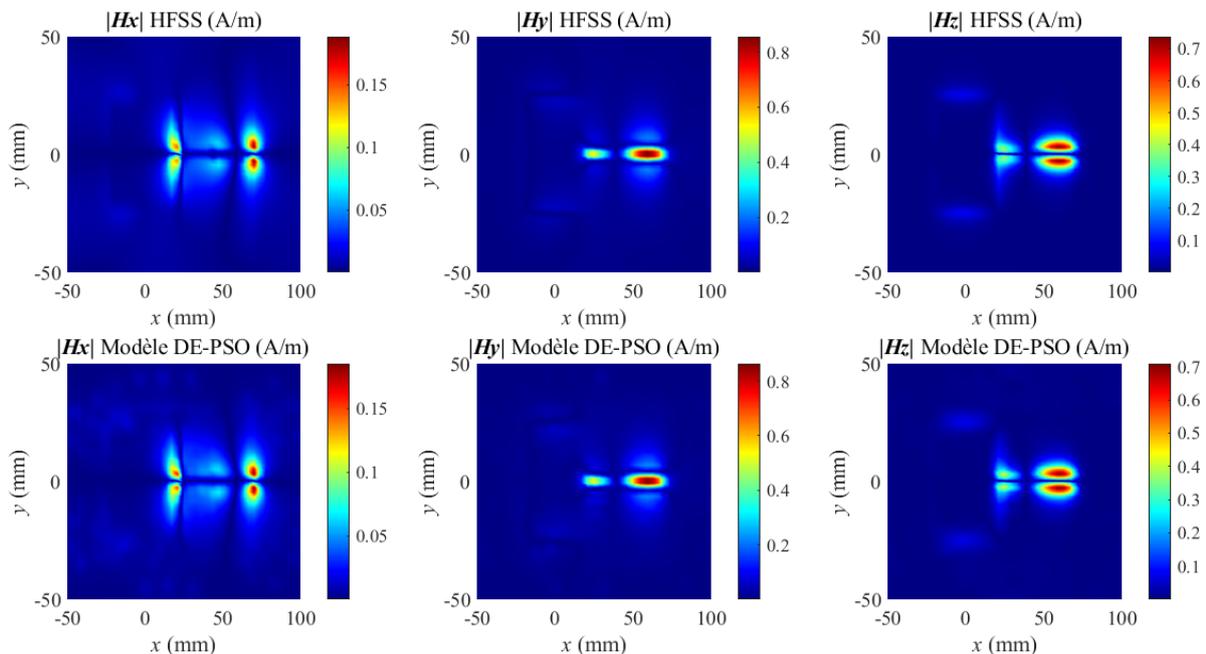


Figure 59 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 3,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.

Comme l'optimisation est principalement effectuée pour améliorer la précision de la prédiction du champ à des plans plus élevés, le modèle amélioré est également simulé à $z = 13,558$ mm et $43,558$ mm, et les résultats de la comparaison sont illustrés dans la figure 60 et la figure 61, respectivement. De plus, les valeurs d'erreurs sont calculées et présentées dans le tableau 10. D'après la figure 59, il est évident que la distribution du champ du modèle DE-PSO est parfaitement identique, tant en profil qu'en amplitude, à celle simulée de l'antenne à $z = 3,558$ mm. Des valeurs d'erreur minimales sont également obtenues pour les trois composantes du champ magnétique (0,0069, 0,0041 et 0,0124 pour les composantes x , y et z , respectivement).

Tableau 10 : L'erreur relative calculée à partir de la comparaison entre les composantes du champ magnétique rayonnées à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents amélioré extrait à l'aide de la méthode DE-PSO.

Distances (mm)	$Erreur_x$	$Erreur_y$	$Erreur_z$	$Erreur_t$
3.558	0.0069	0.0041	0.0124	0.0234
13.558	0.0378	0.0428	0.0639	0.1445
43.558	0.2587	0.4144	0.6578	1.33

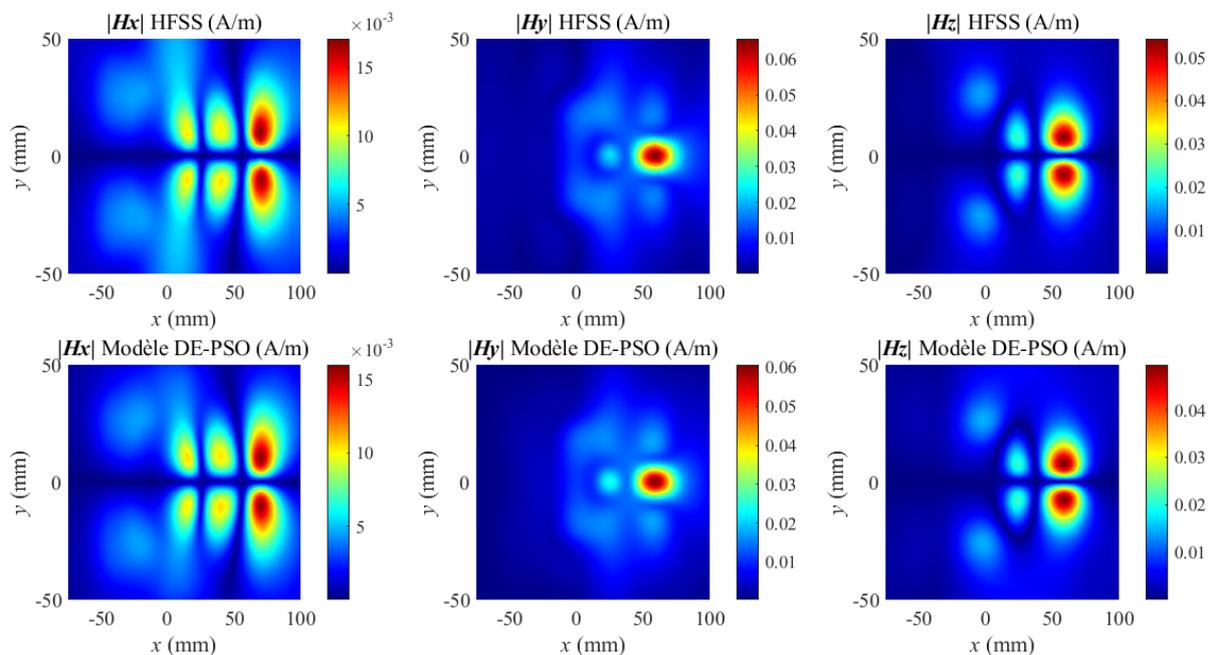


Figure 60 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.

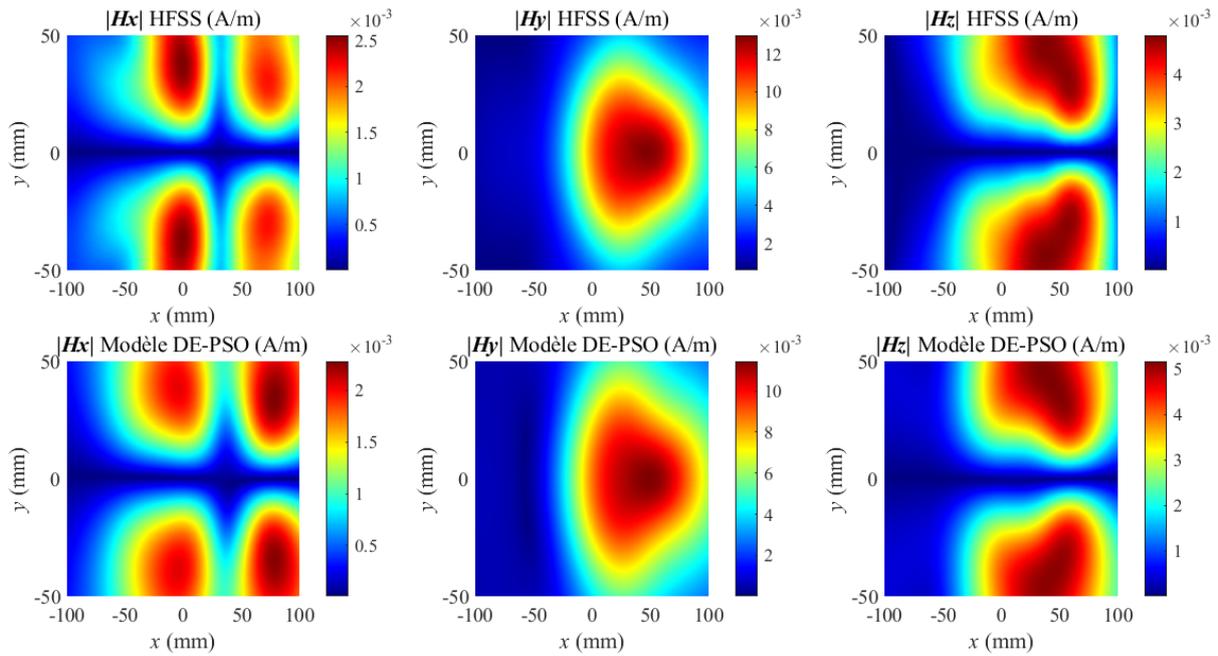


Figure 61 : Comparaison entre les trois composantes du champ magnétique rayonnées à $z = 43,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.

Dans les plans éloignés, la précision de la prédiction du champ est notablement améliorée par rapport au modèle DE conventionnel. Le profil du champ calculé avec le modèle DE-PSO correspond bien au profil simulé de l'antenne à $z = 13,558$ mm, comme le montre la figure 60. De plus, les niveaux d'amplitude des champs modélisés sont cohérents avec ceux simulés, avec une erreur tolérable acquise pour les trois composantes du champ magnétique (voir tableau 10). Un bon accord est également obtenu entre les champs modélisés et simulés à $z = 43,558$ mm comme le montre la figure 61. À cette élévation, les différences dans les niveaux d'amplitude du champ sont amplifiées, en particulier pour la composante z . La raison pour laquelle plus d'erreurs se produisent dans la composante normale est due au fait que seules les données tangentielles du champ magnétique proche sont utilisées pour l'extraction du modèle DE-PSO amélioré. Bien que ces différences dans les niveaux d'amplitude de champ augmentent quelque peu, elles ne sont pas considérées comme excessives, et donc le modèle donne toujours d'excellents résultats.

IV.5. Discussion sur l'efficacité et les limites de la méthode proposée.

Dans cette section, une comparaison entre les résultats obtenus avec le modèle DE conventionnel et le modèle DE-PSO proposé est fournie et discutée. En outre, la capacité de la

méthode proposée à prédire le comportement du rayonnement du champ électrique est investiguée. Enfin, les limites de la méthode proposée sont également soulignées et présentées.

IV.5.1. Performances du modèle DE-PSO

Afin d'étudier l'efficacité du modèle DE-PSO proposé, nous présentons à la figure 62 des coupes des champs modélisés obtenus avec les modèles DE et DE-PSO aux côtés des coupes des champs simulés de l'antenne. La comparaison est effectuée pour les trois composantes du champ magnétique à $z = 3,558$ mm, $13,558$ mm et $43,558$ mm. La coupe unidimensionnelle traverse chaque composante de champ le long de l'axe x à son intensité de champ maximale. Ensuite, la praticabilité de la méthode proposée pour la prédiction du champ lointain est analysée à la figure 63, où l'évolution de l'erreur totale du modèle DE conventionnel et du modèle DE-PSO amélioré à plusieurs hauteurs au-dessus du DST est calculée et présentée.

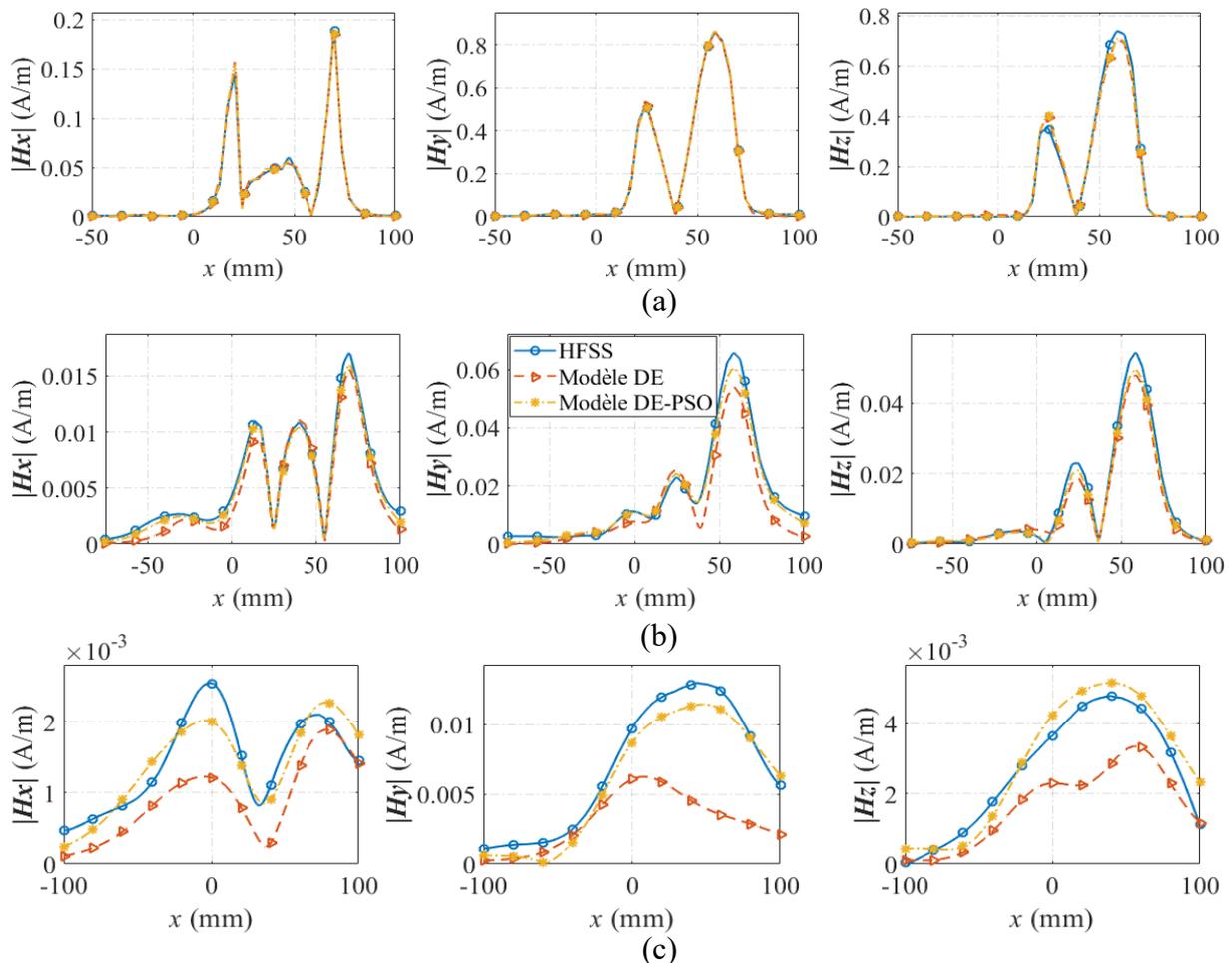


Figure 62 : Comparaison entre les coupes obtenues le long de l'axe x des trois composantes du champ magnétique rayonnées par l'antenne patch, par le modèle DE conventionnel et par le modèle DE-PSO amélioré : (a) à $z = 3.558$ mm, (b) à $z = 13.558$ mm et (c) à $z = 43.558$ mm.

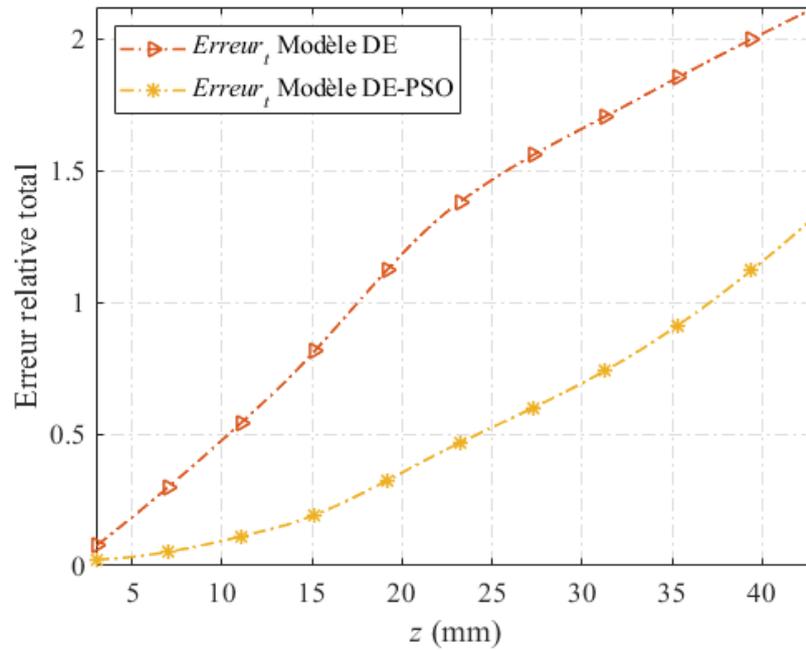


Figure 63 : Comparaison entre l'erreur relative totale calculée sur le modèle DE conventionnel et le modèle DE-PSO à différents plans au-dessus de l'antenne patch.

D'après la comparaison présentée à la figure 62, on considère que les deux modèles donnent de bons résultats aux distances proches au-dessus de l'antenne (voir figure 62(a)). Néanmoins, la figure 62 indique aussi que l'approche proposée est la plus efficace en termes de précision, et le champ émis est correctement prédit grâce à elle. Cela devient plus évident pour les plans supérieurs tels que 13,558 mm et 43,558 mm (voir figure 62(b) et figure 62(c)). À ces plans, l'amplitude et le profil du champ prédit avec le modèle DE conventionnel sont détériorés et dispersés de manière critique. L'erreur totale est considérablement amplifiée et dépasse 2 jusqu'à atteindre 2,12 (voir figure 63). Parallèlement, le profil du champ modélisé obtenu avec le DE-PSO présente toujours une bonne corrélation. Toutefois, les différences entre les niveaux d'amplitude du champ sont un peu plus élevées, mais elles restent raisonnables, et l'erreur totale obtenue pour les trois composantes du champ est inférieure à 1,33, comme on peut le voir sur la figure 63. Compte tenu de la taille de l'antenne patch, qui est considérée comme un DST de grande taille, on peut donc en déduire que l'DE-PSO proposé peut gérer correctement les dispositifs de grande taille par rapport aux modèles antérieurs qui souffrent d'une dégradation des performances lorsque le DST devient grand. En outre, les résultats présentés montrent qu'avec le modèle proposé, une amélioration considérable de la précision de la prédiction du champ lointain peut être obtenue par rapport à ces modèles homologues, et ce en utilisant le moins de dipôles possible.

A. Prédiction du champ électrique

Le modèle de source équivalente basé sur l'utilisation de dipôles électriques élémentaires est un modèle de rayonnement magnétique [30], c'est-à-dire qu'il ne peut prévoir que le comportement du champ magnétique du DST cible. Néanmoins, pour prédire le champ EM total rayonné, il faut se référer au modèle de source équivalente proposé dans [31], qui basé sur l'utilisation des deux types de dipôles, électrique et magnétique. Dans cette partie, nous cherchons à examiner la capacité du modèle DE-PSO proposé à prédire également le champ électrique rayonné par l'antenne patch de la bande ISM. À cet égard, nous simulons le modèle de dipôle amélioré pour calculer sa distribution de champ électrique à $z = 13,558$ mm et $33,558$ mm. Les résultats sont respectivement présentés sur la figure 64 et la figure 65.

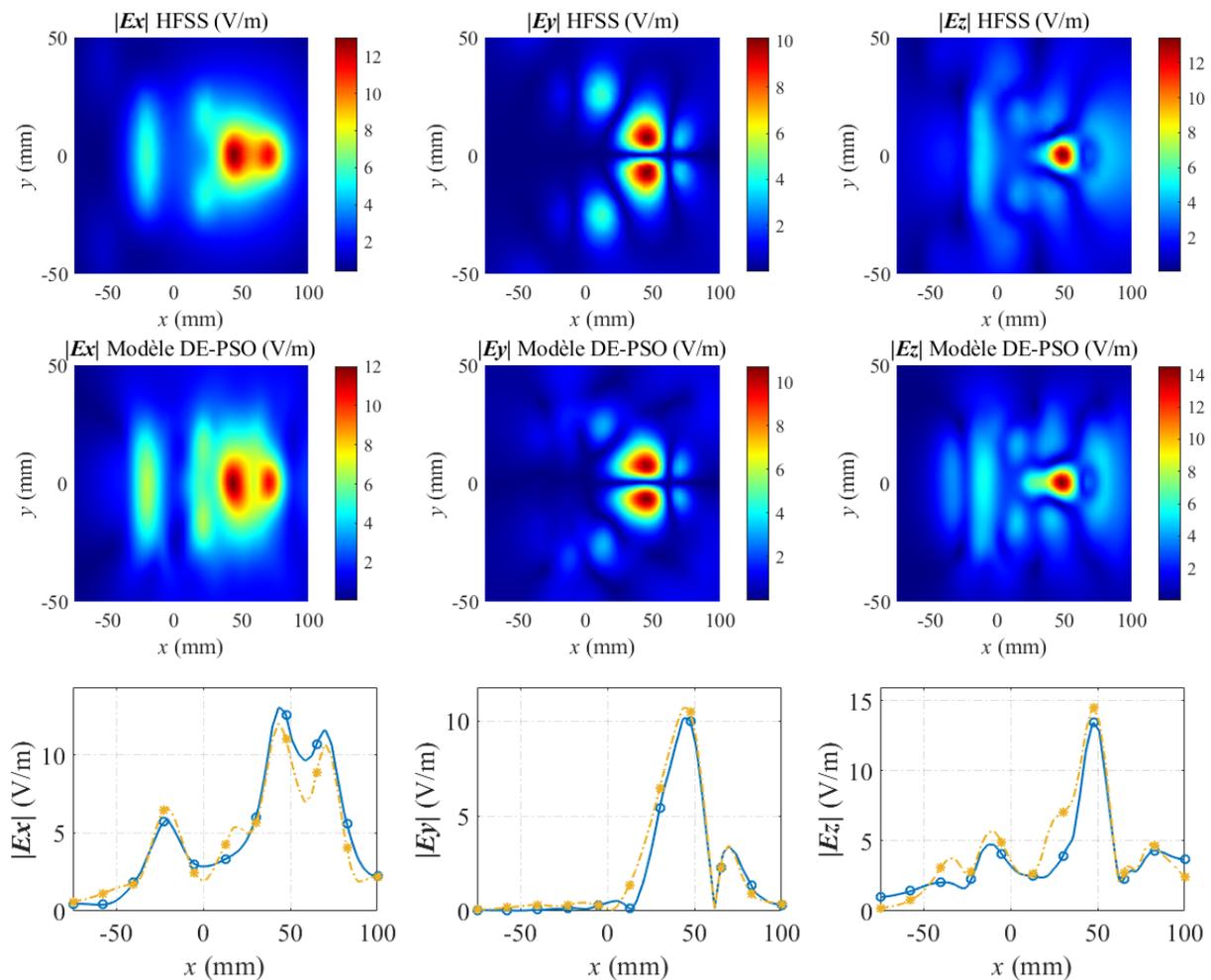


Figure 64 : Comparaison entre les trois composantes du champ électrique rayonnées à $z = 13,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.

Les résultats obtenus indiquent que les champs électriques modélisés présentent un bon accord avec les champs simulés de l'antenne, en particulier à $z = 13,558$ mm. Les valeurs des erreurs à cette hauteur sont également acceptables, qu'elles estiment à 0,1625, 0,2002 et 0,1513 sur les composantes x , y et z du champ électrique, respectivement. Cependant, ces valeurs sont amplifiées à $z = 33,558$ mm pour atteindre 0,3019, 0,5267 et 0,1596. En se référant à ces résultats, nous pouvons affirmer qu'un certain niveau de précision peut également être atteint dans la prédiction du champ électrique avec le modèle DE-PSO proposé et qu'avec ce dernier le rayonnement EM total de tout dispositif peut être prédit. Ceci est très utile afin d'associer notre modèle aux formalismes analytiques de couplage, dont certains requièrent la connaissance du champ électrique pour prédire le couplage sur les lignes de transmission, ou même les deux champs, électrique et magnétique, comme le modèle de Taylor.

IV.5.2. Les limitations de l'approche proposée

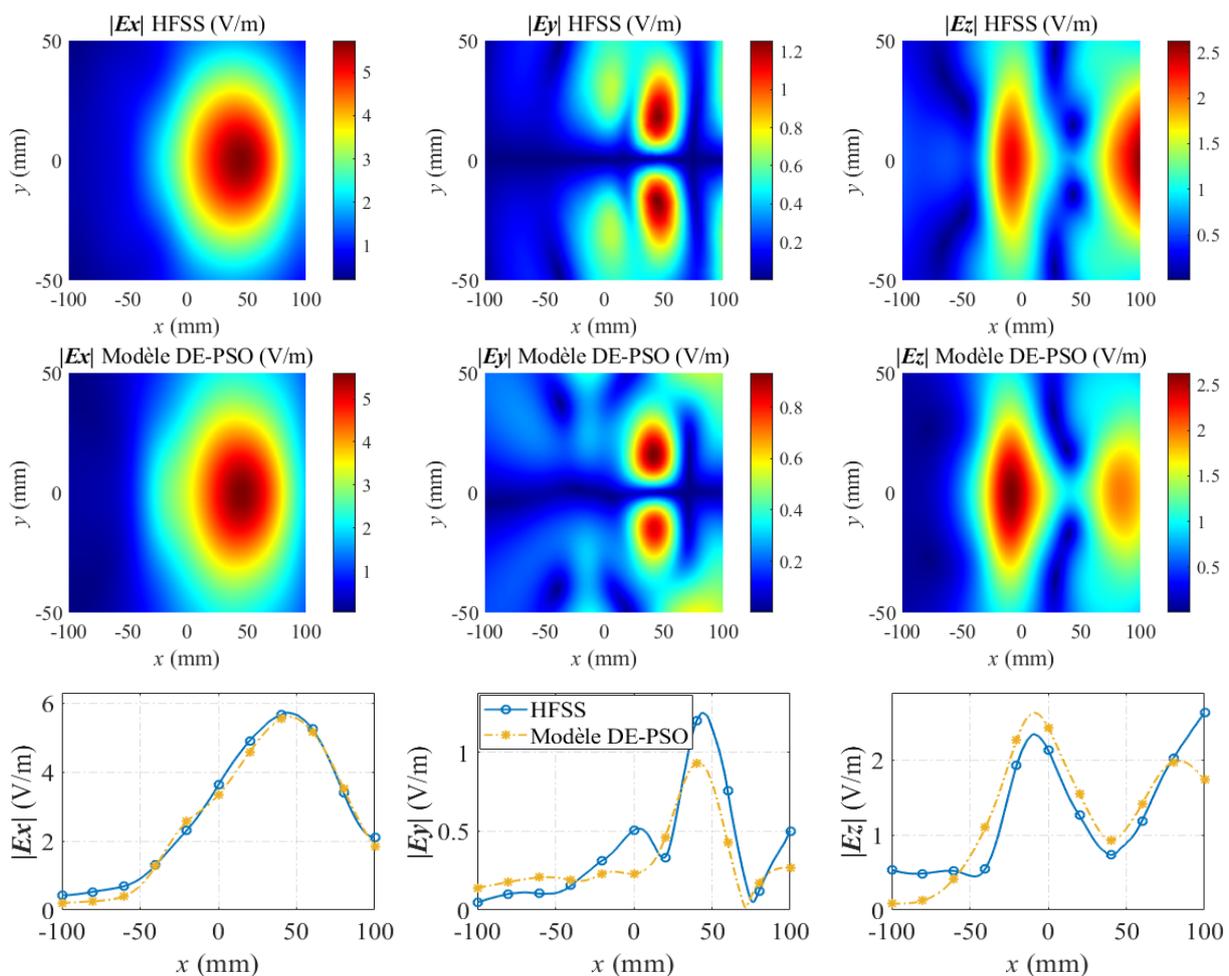


Figure 65 : Comparaison entre les trois composantes du champ électrique rayonnées à $z = 33,558$ mm au-dessus du plan de masse par l'antenne patch et par le modèle de dipôles équivalents extrait avec la méthode DE-PSO améliorée.

En effet, les résultats obtenus démontrent l'efficacité et la praticabilité du modèle DE-PSO pour modéliser les émissions rayonnées des dispositifs de grande taille, contrairement au modèle DE conventionnel qui introduit de sérieuses erreurs, en particulier pour la prédiction du champ lointain, comme illustré à la figure 63. Une limitation majeure de l'approche proposée est que la procédure de modélisation n'est pas entièrement automatisée, et certains paramètres, comme les paramètres de contrôle PSO (nombre d'itérations et taille de la population), doivent être ajustés et définis. Les valeurs de ces paramètres sont décisives pour la stabilité de la solution et le niveau de complexité de la procédure de modélisation proposée. La figure 58 montre l'influence des paramètres du PSO sur l'obtention d'une solution de dipôle très précise. Elle indique que plus le nombre d'itérations et la taille de la population sont larges, plus l'erreur est réduite, et plus la solution du dipôle est améliorée. Ainsi, un modèle de dipôles équivalents très précis peut être extrait. Cependant, une incrémentation excessive de ces paramètres va conduire à une charge de calcul massive. Par conséquent, le choix de ces paramètres est déterminé en fonction de l'application caractérisée.

De plus, la zone de distribution du dipôle est un autre paramètre qui doit être défini pendant la procédure de modélisation. Ce paramètre est primordial et doit être bien estimé pour une modélisation précise des émissions rayonnées. Sinon, le modèle obtenu sera soit peu précis, soit très long dans le processus d'extraction. Si cette surface est trop grande, un réseau de dipôles à haute densité sera généré, donnant lieu à de nombreuses variables. Ainsi, la complexité du temps sera considérablement augmentée, et la procédure de modélisation sera plus compliquée. D'autre part, si une petite surface est définie, le nombre de dipôles et le coût de calcul seront réduits, mais certaines zones de champ élevé seront ignorées. Par conséquent, l'erreur relative augmente considérablement, et le comportement EM du DST ne peut être décrit avec précision.

IV.6. Prédiction du couplage induit par une structure rayonnante sur une ligne de transmission

La densité toujours croissante de l'intégration des composants et circuits électroniques dans un espace confiné a conduit les ingénieurs à étudier la conformité CEM de leurs systèmes prototypes dès la phase de conception, c'est-à-dire prévoir la perturbation (niveau d'émission) ou la non perturbation (niveau d'immunité) des différents éléments constituant le système électronique afin d'établir une configuration optimisée de ces éléments dans l'espace restreint du système avant la phase d'industrialisation. Cette démarche implique de disposer d'un modèle capable de prédire le rayonnement des composants et circuits électroniques à n'importe quelle

distance afin d'étudier le couplage avec d'autres circuits victimes voisins. Jusqu'à présent, le modèle DE développé n'offre que la possibilité d'être simulé pour le faire rayonner dans le champ proche et le champ lointain afin d'évaluer les niveaux de champ et d'étudier la conformité avec les normes CEM. Par conséquent, dans cette partie, nous allons travailler à rendre notre modèle en un modèle complet capable également d'étudier et de prédire les IEM avec d'autres dispositifs victimes et donc de faire face aux différentes contraintes CEM dès les premières phases de conception.

L'objectif principal de cette section est de présenter l'utilisation pratique du modèle DE-PSO développé. Dans ce contexte, nous nous intéressons à la prédiction du niveau d'immunité rayonnée d'une ligne de transmission (élément victime) suite à l'illumination d'une onde électromagnétique excitatrice produite par une source de bruit (élément perturbateur). Ceci peut être réalisé en construisant d'abord le modèle de dipôles équivalents du DST perturbateur en utilisant l'approche proposée DE-PSO. Ensuite, le modèle de dipôles équivalents extrait sera associé à l'un des modèles de couplage décrits en détail dans la section 4 du chapitre I pour estimer le niveau d'immunité de toute ligne de transmission victime. Les formalismes de couplage, soit celui de Taylor, Agrawal et Rachidi, sont des modèles analytiques basés sur la théorie des lignes de transmission permettant de prédire la réponse d'une ligne de transmission suite à une excitation électromagnétique externe de façon beaucoup plus simple et rapide que les méthodes numériques. Dans ce qui suit, nous allons d'abord présenter l'approche de modélisation de prédiction du couplage EM adoptée. Ensuite, nous allons démontrer par un exemple l'utilité du modèle d'émission rayonnée que nous avons proposé pour prédire les tensions induites aux extrémités d'un conducteur au-dessus du plan de masse.

IV.6.1. Approche de modélisation du couplage champ/ligne de transmission

Dans notre étude de la prédiction du couplage EM, nous allons associer le modèle de Taylor, basé sur les deux types de champs électriques et magnétiques rayonnés, au modèle de dipôles équivalents du DST perturbateur afin d'estimer les tensions induites aux extrémités de la ligne de transmission victime qui se trouve à proximité. Basée sur la combinaison propre de deux modèles, le modèle de couplage de Taylor et le modèle de dipôles équivalents de l'élément perturbateur, l'approche de modélisation du couplage EM peut être résumée dans les trois étapes suivantes :

- **Étape 1 : Détermination du modèle d'émissions rayonnées équivalent**

La première étape consiste à calculer, à partir des données de champs magnétiques proches tangentiels de la source rayonnée (l'élément perturbateur), son modèle équivalent d'émissions rayonnées afin de faciliter l'analyse du couplage électromagnétique. Le modèle équivalent est un réseau de dipôles électriques qui remplace la source rayonnante et peut rayonner le même champ EM. Dans le cas présent, l'élément perturbateur est l'antenne patch de la bande ISM (décrite dans la section III.2) et son modèle équivalent est le modèle DE déterminé à l'aide de l'approche de modélisation améliorée DE-PSO.

- **Étape 2 : évaluation du champ EM excitateur**

La présente étape est consacrée au calcul du champ électromagnétique excitateur. Nous avons abordé dans la section I.6 du premier chapitre que le champ excitateur est la somme d'un champ incident provenant de la source de bruit et d'un champ réfléchi provenant du plan de masse de la ligne victime. Le champ excitateur est évalué dans une zone délimitée entre l'axe du conducteur et son plan de masse, comme illustré à la figure 66, appelée Zone d'Intérêt (ZI). Le champ incident est évalué dans cette zone en simulant le réseau de dipôles électriques du modèle DE. Alors que le champ réfléchi par le plan de masse est évalué au moyen de la théorie de l'image [9]. Selon cette théorie, un dipôle électrique élémentaire situé à une hauteur " h " au-dessus d'un conducteur électrique infini, plat et parfait (le plan de masse) est équivalent à deux dipôles électriques, à savoir le dipôle électrique original et son image, placés symétriquement à $2h$. Le courant qui circule dans l'image du dipôle électrique est le même que celui du dipôle original dans le cas où ce dernier est perpendiculaire au plan de masse, tandis qu'il circule dans le sens inverse dans le cas où le dipôle original est parallèle au plan de masse, comme le montre la figure 67.

- **Étape 3 : Modélisation du couplage EM**

Une fois le champ EM excitant évalué dans la zone ZI, il ne reste plus qu'à calculer le couplage entre l'élément perturbateur et l'élément victime. C'est dans cette étape que nous allons associer le modèle équivalent DE de l'antenne patch perturbatrice avec le formalisme de couplage de Taylor pour évaluer les tensions induites aux extrémités de la ligne de transmission victime. Les tensions induites sont calculées en utilisant les équations de la BLT (équation (I.22)) présentées dans le chapitre I. La résolution de ces équations nécessite la connaissance des paramètres linéaires de la ligne de transmission

victime. Pour un conducteur en cuivre situé au-dessus d'un plan de masse, ces paramètres, à savoir R , L et C , sont évalués comme suit :

$$R = \frac{1}{2a} \sqrt{\frac{\mu}{\pi\sigma}} f$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\arccos h\left(\frac{h}{a}\right)}$$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \arccos h\left(\frac{h}{a}\right)$$

où a est le rayon du conducteur ; h est la distance entre l'axe du conducteur et le plan de masse ; $\sigma = 58 \times 10^6$ Siemens/m est la conductivité d'un conducteur en cuivre ; et $\mu = \mu_0 \mu_r$ est la perméabilité du milieu, avec $\mu_r = 1$ étant la perméabilité relative du cuivre.

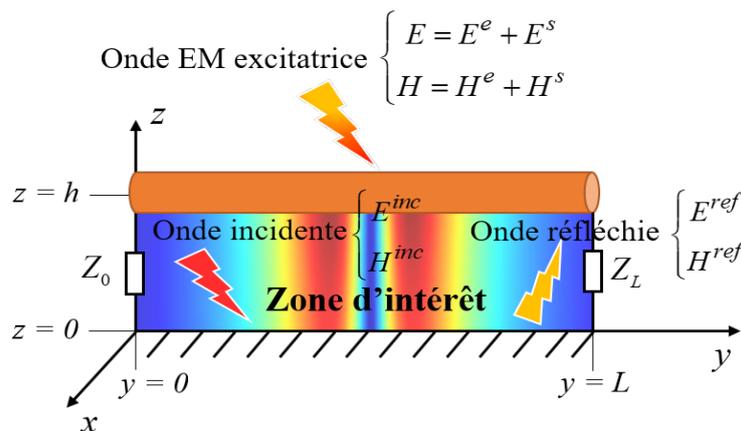


Figure 66 : La zone où l'onde EM excitatrice est évaluée, zone d'intérêt.

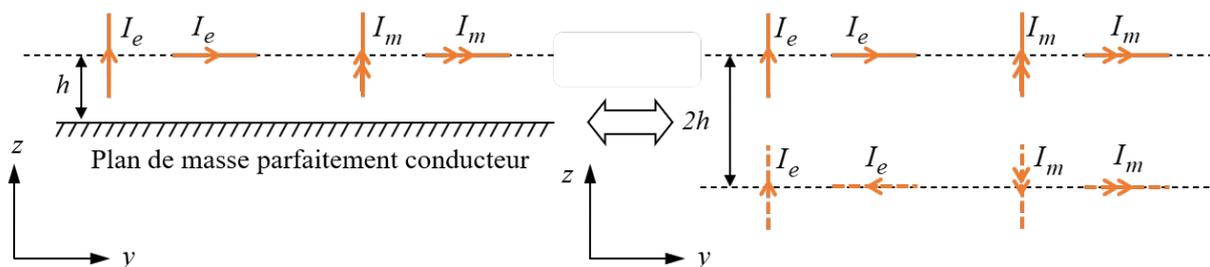


Figure 67 : Théorie des images appliquée au dipôle électrique au-dessus d'un conducteur électrique parfait.

IV.6.2. Exemple d'application : couplage entre l'antenne de la bande ISM et un conducteur au-dessus d'un plan de masse

Dans cette partie, nous présentons un exemple de couplage induit par l'antenne patch de la bande ISM (décrite en détail dans la section III.2) avec un conducteur au-dessus d'un plan de masse à la fréquence de 2,4 GHz, qui est la même fréquence de fonctionnement de l'antenne. Toutes les dimensions et les distances de cet exemple d'application sont représentées sous forme schématique dans la figure 68. La géométrie de la ligne victime, comme le montre la figure 68, consiste en un conducteur cylindrique en cuivre de rayon $a = 0,5$ mm et de longueur $L = 100$ mm, situé au-dessus d'un plan de masse, dans lequel la distance h entre le plan de masse et l'axe du conducteur est estimée à 0,7 mm. La ligne de transmission, orientée selon l'axe y , est placée à $z = 10$ mm au-dessus du plan de masse de l'antenne perturbatrice, ce qui correspond à 8,442 mm au-dessus du patch rayonnant et à 5,7 mm au-dessus du modèle DE de l'antenne.

Pour évaluer les tensions induites aux extrémités de la ligne victime, nous suivons le processus de modélisation du couplage EM présenté dans la section précédente, dans lequel la première étape est déjà réalisée, où le modèle équivalent de l'antenne perturbatrice est constitué d'un réseau de 24×24 dipôles électriques répartis sur un plan x - y de surface 115 mm \times 63 mm, placé à $z = 4,3$ mm.

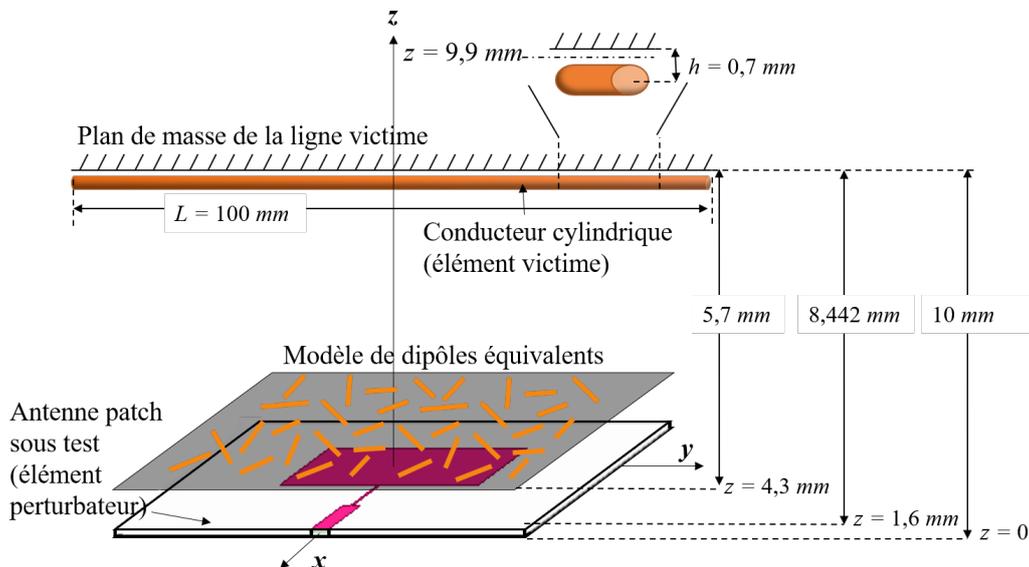


Figure 68 : Représentation schématique du couplage EM induit par l'antenne patch sur le câble au-dessus d'un plan de masse.

En procédant dans la deuxième étape, nous appliquons la théorie des images afin de déterminer l'image du modèle DE et donc de calculer le champ EM excitateur. Ce dernier est la somme d'un champ incident obtenu en simulant le modèle DE de l'antenne perturbatrice extrait de l'optimisation à deux niveaux, et d'un champ réfléchi évalué à partir de la simulation de l'image de ce modèle équivalent. La figure 69\figure 70 montre les trois composantes du champ magnétique/électrique incident et réfléchi ainsi que le champ magnétique/électrique excitateur, rayonné dans un plan x - y parallèle au plan de masse de la ligne victime et situé à $z = 9,9$ mm, qui est le centre de la zone d'intérêt.

Comme dernière étape, nous calculons les tensions induites sur les deux terminaisons de la ligne victime en associant le formalisme de couplage de Taylor. Ceci nécessite la connaissance du champ électromagnétique excitateur dans toute la ZI. Par conséquent, nous procédons de la même manière que dans la deuxième étape pour le déterminer dans cette zone. Nous présentons respectivement dans la figure 71 et la figure 72, les champs magnétiques et électriques rayonnés dans un plan y - z perpendiculaire au plan de masse de la ligne victime qui est située à $x = 60$ mm.

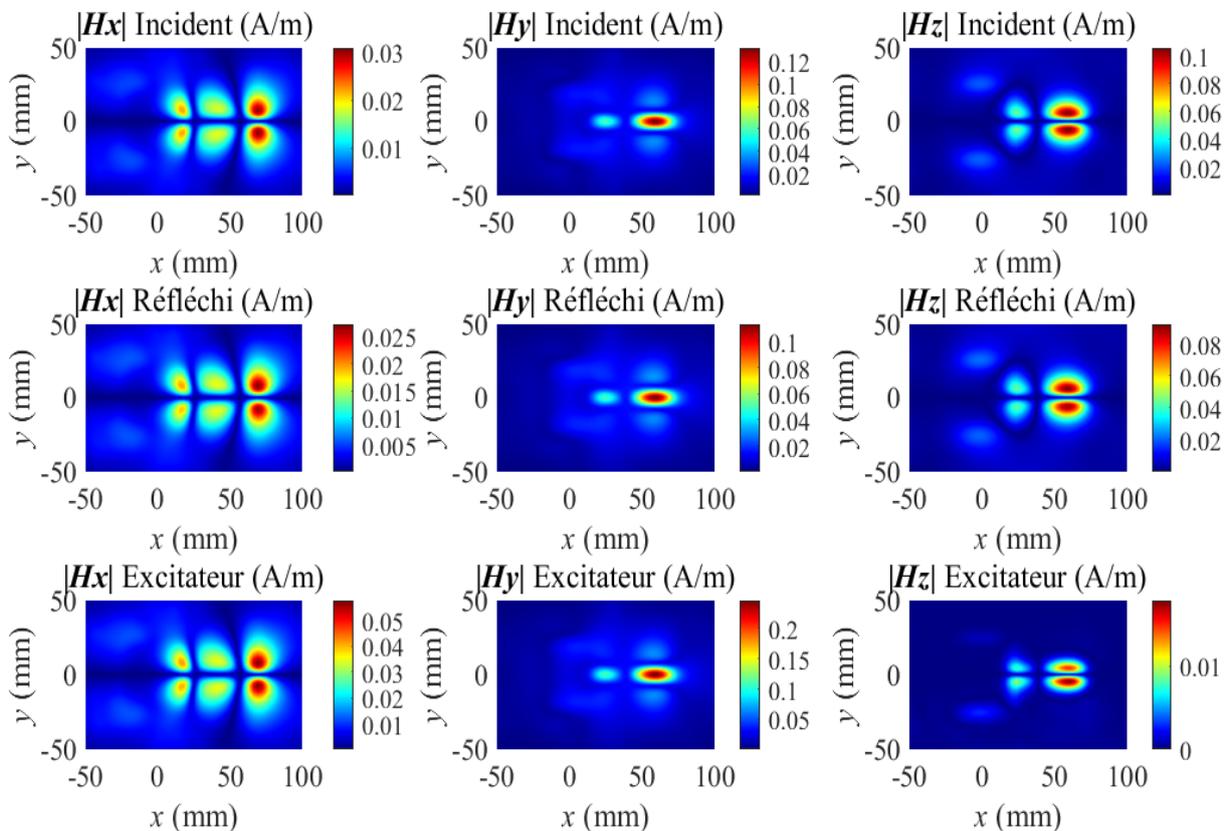


Figure 69 : Les trois composantes du champ magnétique, incident, réfléchi et excitateur, rayonnées à $z = 9,9$ mm dans un plan x - y parallèle au plan de masse de la ligne victime qui traversant le centre de ZI.

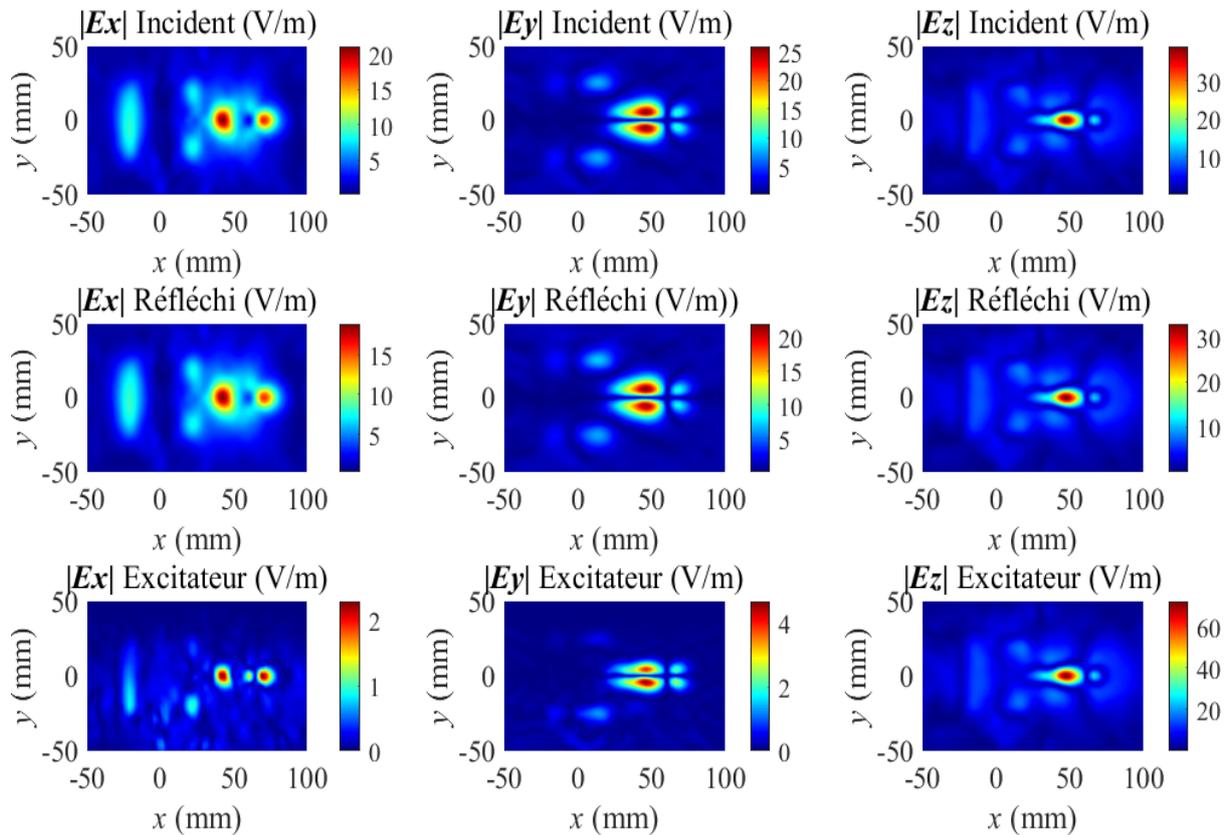


Figure 70 : Les trois composantes du champ électrique, incident, réfléchi et exciteur, rayonnées à $z = 9,9$ mm dans un plan x - y parallèle au plan de masse de la ligne victime qui traversant le centre de ZI.

Dans la plupart des cas, lorsque la source de rayonnement est située à proximité du plan de masse qui peut être considéré comme PEC, la composante normale du champ magnétique rayonné par un dipôle électrique perpendiculaire à ce plan de masse et celle de son image s'annulent l'une l'autre. De même, les composantes tangentielles des champs électriques rayonnés par ce dipôle et celles de son image s'annuleront mutuellement. Ce phénomène ressort de manière évidente des résultats obtenus présentés dans la figure 69, figure 70, figure 71 et la figure 72.

Ce processus de modélisation est implémenté dans Matlab afin de prédire la réponse de la ligne (les tensions V_0 et V_L) suite à l'illumination du champ électromagnétique perturbateur rayonné par l'antenne patch en considérant différentes positions de cette ligne le long de l'axe x et des charges différentes à ses extrémités. Les résultats sont présentés à la figure 73 pour différentes positions de la ligne le long de l'axe x et également pour différentes configurations, à savoir, ligne court-circuitée ($Z_0 = 0$; $Z_L = Z_C$), ligne adaptée ($Z_0 = Z_C$; $Z_L = Z_C$) et ligne désadaptée ($Z_0 = 10Z_C$; $Z_L = Z_C$).

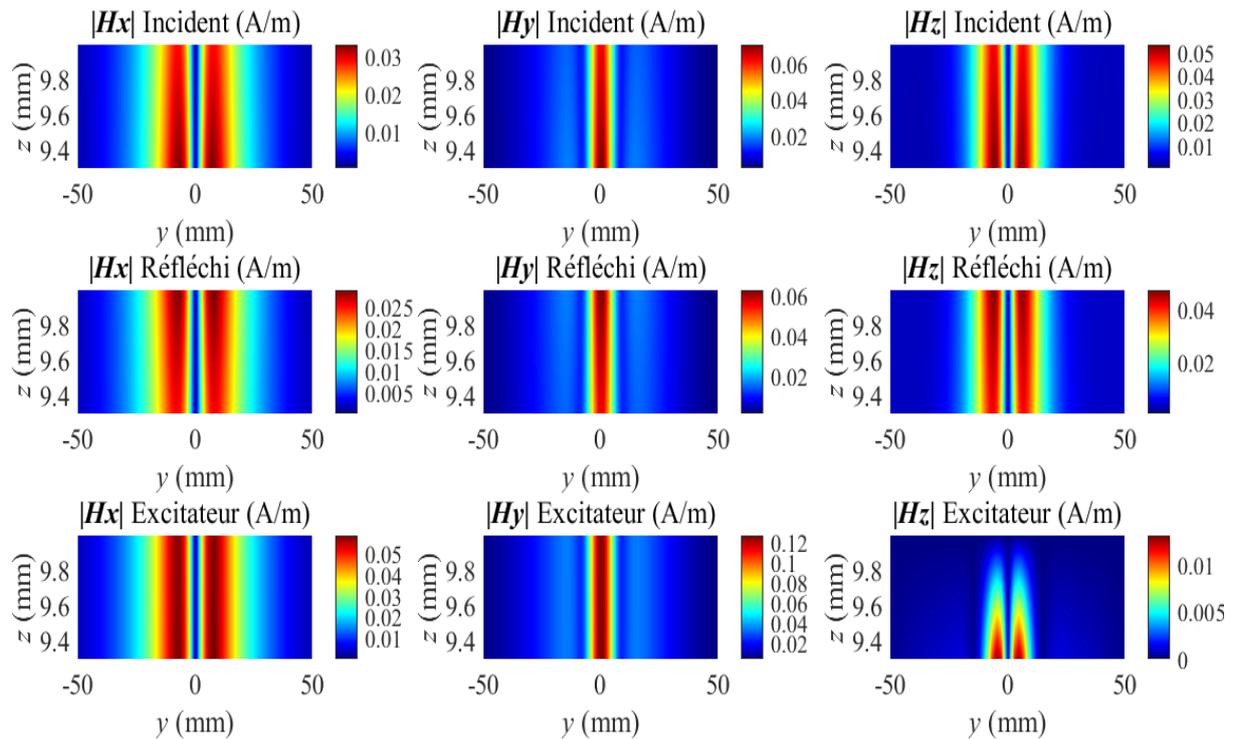


Figure 71 : Les trois composantes du champ magnétique, incident, réfléchi et excitateur, rayonnées à $x = 70$ mm dans un plan y - z perpendiculaire au plan de masse de la ligne victime qui couvrant toute la ZI.

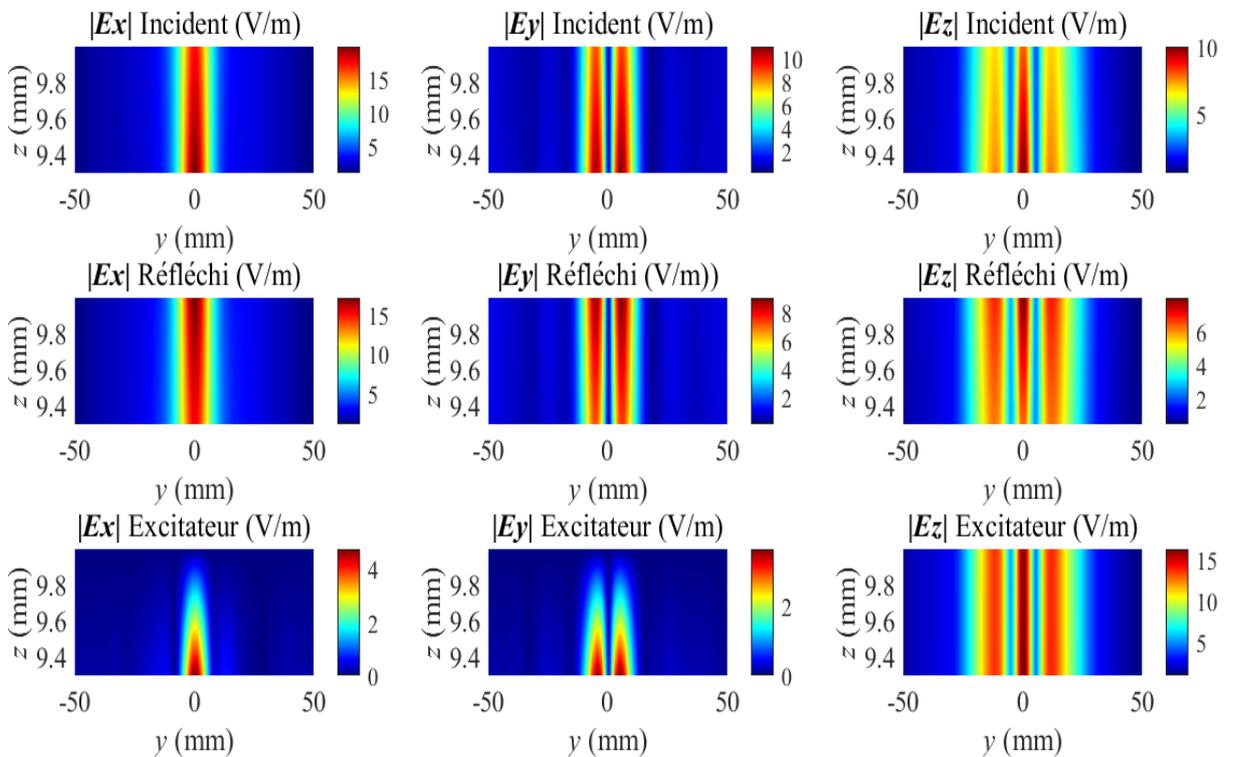


Figure 72 : Les trois composantes du champ électrique, incident, réfléchi et excitateur, rayonnées à $x = 70$ mm dans un plan y - z perpendiculaire au plan de masse de la ligne victime qui couvrant toute la ZI.

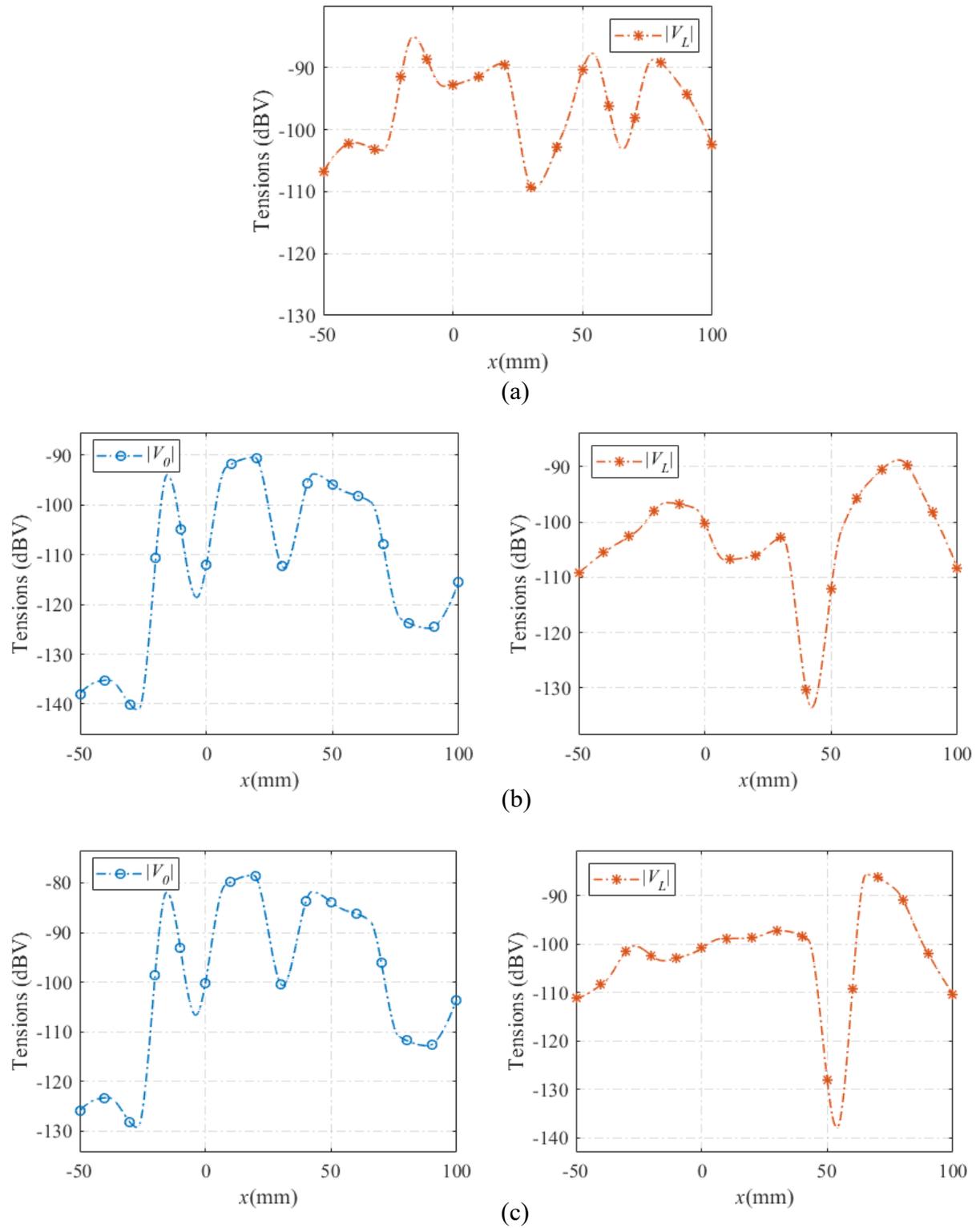


Figure 73 : Tensions induites pour différentes positions de la ligne victime le long de l'axe x et pour différentes configurations de cette dernière : (a) Ligne court-circuitée ($Z_0 = 0 ; Z_L = Z_C$), (b) Ligne adaptée ($Z_0 = Z_C ; Z_L = Z_C$), (c) Ligne désadaptée ($Z_0 = 10Z_C ; Z_L = Z_C$).

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, une technique de résolution hybride efficace PI-PSO basée sur la combinaison des méthodes PI et PSO est proposée afin de résoudre correctement le problème inverse et d'établir une représentation correcte des sources équivalentes pour tout DST visé. La méthode proposée est étudiée et vérifiée pour donner une représentation de dipôles équivalents de l'antenne de la bande ISM. Compte tenu du mal-conditionnement du problème inverse, le modèle de dipôle amélioré est extrait d'une optimisation à deux niveaux.

Dans l'optimisation de premier niveau, nous avons proposé un algorithme sous-optimal pour examiner diverses variables d'entrée afin de déterminer un système bien conditionné. Ce dernier est résolu à l'aide de la technique PI pour calculer la solution initiale du dipôle. Le modèle DE extrait à ce niveau montre un haut niveau de précision aux plans proches au-dessus de l'antenne, dans lequel les erreurs introduites sur le modèle obtenu sont bien moindres par rapport à son homologue présenté dans le chapitre III et cela en utilisant seulement le tiers du nombre de dipôles. Cependant, aux plans éloignés, la prédiction du champ à l'aide de ce modèle se dégrade de façon critique. C'est pour cette raison que l'optimisation de deuxième niveau est introduite.

À ce niveau d'optimisation, la solution initiale des dipôles obtenue avec la technique PI est fournie à PSO pour améliorer encore sa stabilité et sa précision. En conséquence, un modèle de dipôle plus polyvalent, stable et précis est extrait. Nous avons démontré avec les résultats obtenus que PSO peut réduire l'erreur sur le modèle de dipôle équivalent extrait lors de l'optimisation de premier niveau par 69,29%. Par conséquent, une excellente approximation de la distribution du champ créé par l'antenne à des distances proches et lointaines est obtenue par le modèle de dipôle équivalent amélioré extrait à l'aide de l'approche hybride DE-PSO. Nous avons également montré que le modèle proposé permet de prédire avec précision le champ électrique rayonné. En outre, les résultats acquis prouvent qu'avec PSO un haut niveau de précision peut être atteint par le modèle de dipôle amélioré chaque fois que cela est nécessaire, ce qui est pratiquement utile pour une meilleure localisation des sources de bruit et des investigations IEM. Ces dernières permettent d'incorporer des procédures de conception CEM optimales plus tôt dans les étapes du développement des équipements électroniques.

Dernier point, mais non le moindre, nous avons présenté la méthodologie de modélisation permettant la prédiction du couplage champ-ligne de transmission, dans laquelle nous avons

prédit les tensions induites aux extrémités du conducteur au-dessus d'un plan de masse suite à un champ EM excitateur rayonné par l'antenne patch caractérisée dans ces travaux de thèse.

Conclusion générale et perspectives

Dans les appareils électroniques modernes, les émissions rayonnées des composants à grande vitesse sont susceptibles d'interférer avec les appareils et les composants situés à proximité, ce qui entraîne des performances indésirables du système et de gros problèmes d'IEM. La correction des problèmes d'IEM après la conception des systèmes et leur mise en production est généralement coûteuse et peut entraîner des retards dans les délais. La CEM devient donc un aspect de plus en plus important pour la conception de tout circuits électroniques. Par conséquent, des modèles d'émission efficaces pour la modélisation des émissions rayonnées, les prédictions CEM au niveau du système et les investigations d'IEM sont nécessaires dès la phase initiale de la conception industrielle. Ces modèles d'émissions rayonnées sont d'une grande utilité aux concepteurs et aux ingénieurs pour simuler les performances CEM et prédire la conformité de leur produit avant sa mise en production. Cette contribution scientifique s'inscrit dans ce contexte avec l'objectif de développer un modèle d'émission rayonnée simple, générique, applicable à tout type de composants afin de prédire correctement le champ EM émis par n'importe quel DST dans les deux zones de champ proche et lointain. Ainsi, afin de pouvoir parvenir à nos objectifs et de répondre aux attentes des ingénieurs concernés par les aspects CEM, nous avons structuré cette thèse en quatre parties principales.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous avons établi toutes les bases théoriques utiles à la bonne compréhension de ce travail. Nous avons également mis en évidence les contraintes de conception engendrées par la CEM pour fournir des produits électroniques performants et fiables. Par la suite, un état de l'art sur les différentes méthodes et modèles des émissions rayonnées dédiés à la modélisation de ces contraintes a été présenté. Nous avons vu deux approches différentes de ces modèles : la première est celle des méthodes basées sur les sources équivalentes et la seconde est celle du spectre d'ondes planes. Ce chapitre a été conclu par la présentation des modèles analytiques de couplage EM permettant d'étudier les interférences entre les sources de bruit et les lignes de transmission victimes.

Dans le deuxième chapitre, nous avons établi une synthèse des différents modèles d'émissions rayonnées. L'objectif de cette étude bibliographique était de déterminer le modèle d'émissions rayonnées le plus susceptible de répondre aux exigences de la conception CEM. Plusieurs critères, tels que la simplicité d'extraction, l'intensité de calcul, la praticabilité, la

capacité à atteindre la précision requise dans la prédiction en champ proche et, plus important encore, dans la prédiction en champ lointain, ont été considérés pour analyser ces modèles afin de sélectionner, parmi ceux existants, celui qui pourrait être amélioré. Nous avons tiré des conclusions, dans lesquelles deux modèles d'émissions rayonnées s'avèrent intéressants : le modèle des dipôles électriques équivalents et le modèle du spectre d'ondes planes. En gardant les principes des deux modèles inchangés, nous avons choisi d'effectuer une étude comparative au préalable, afin de mettre en évidence leurs principales limites et donc d'apporter des améliorations pour les surmonter.

Dans le troisième chapitre, nous avons réalisé l'étude comparative entre le modèle des dipôles équivalents et le modèle du spectre d'ondes planes. Les deux modèles d'émissions rayonnées ont été appliqués pour vérifier leur praticabilité dans la prédiction du comportement du champ magnétique émis par une antenne patch, fonctionnant dans la bande ISM à la fréquence de 2,4 GHz pour les applications Bluetooth et Wi-Fi. Caractérisée par sa grande surface, l'antenne patch est principalement choisie pour être le DST à modéliser pour ses caractéristiques de rayonnement qui sont susceptibles de causer des problèmes d'IEM. Dans un premier temps, nous avons décrit l'antenne testée et sa conception HFSS. Ensuite, la méthodologie de modélisation de chaque méthode a été présentée et appliquée pour modéliser les émissions magnétiques de l'antenne patch. Les deux modèles sont construits à partir des composantes tangentielles du champ magnétique proches balayées sur une surface 2D au-dessus du DST. Les résultats de la prédiction du champ ont été validés par comparaison avec la distribution du champ de la structure originale (l'antenne patch) dans des plans distants. Enfin, les résultats de l'étude comparative sont présentés et ce chapitre se termine par un résumé qui met en évidence les avantages et les limites de chaque méthode par rapport à l'autre.

Dans le quatrième chapitre, suite aux conclusions tirées dans le chapitre III, nous avons proposé un modèle de dipôles équivalents amélioré DE-PSO pour modéliser avec précision les émissions EM de l'antenne patch de la bande ISM. Plusieurs améliorations mathématiques ont été incorporées au modèle de dipôle conventionnel afin d'améliorer ses capacités de modélisation. La représentation des dipôles équivalents de tout DST avec la nouvelle méthodologie de modélisation peut être extraite à partir d'une optimisation à deux niveaux. Le premier niveau est consacré à l'amélioration du conditionnement numérique du problème de conversion dans lequel un algorithme sous-optimal basé sur le principe de recherche par force brute a été développé. Dans le deuxième niveau d'optimisation, nous avons proposé une

technique de résolution hybride efficace PI-PSO pour résoudre correctement le problème inverse et donc déterminer la solution optimale du dipôle. Nous avons présenté la procédure de modélisation complète et détaillée de l'approche DE-PSO dans la première partie de ce chapitre. Ensuite, la deuxième partie a été consacrée à la validation du modèle, aux résultats obtenus et à leur discussion. Nous avons démontré avec les résultats obtenus que le DE-PSO proposé est beaucoup plus stable et précis que le modèle conventionnel. De plus, ce modèle a montré une grande précision et efficacité pour la prédiction de champ EM total de n'importe quelle structure rayonnante. En outre, nous avons également souligné et présenté les limites du modèle proposé. Enfin, nous avons étudié le couplage EM induit sur une ligne de transmission victime suite à l'illumination du champ EM exciteur émis par l'antenne patch testée.

A l'issue des travaux réalisés, plusieurs perspectives prometteuses peuvent être envisagées dans la continuité de cette recherche. La première perspective serait dans l'aspect de modélisation dans le but de surmonter les limitations et contraintes susmentionnées du modèle DE-PSO proposé. Dans ce contexte, deux idées principalement intéressantes pourraient être utilisées. Elles peuvent être données comme suit :

- La première idée, qui est actuellement en cours de réalisation, consisterait à fournir une procédure de modélisation entièrement automatisée, sans intervention de l'utilisateur, et qui permettrait de réduire encore le nombre de dipôles. Ceci serait réalisé en employant un algorithme de traitement d'image basé sur le principe de la squelettisation pour détecter les régions avec des valeurs de champ significatives et donc déterminer les positions, les orientations et les longueurs possibles des dipôles. Ensuite, un autre algorithme pourrait analyser les dipôles obtenus pour soit diviser les dipôles très longs, soit fusionner deux ou plusieurs dipôles voisins très petits s'ils possèdent approximativement la même orientation, avant de transmettre ces dipôles à un algorithme d'optimisation.
- La deuxième idée est que, même si l'approche proposée peut traiter correctement des dispositifs de grande taille, ce qui est un défi dans la recherche conventionnelle, le processus de simulation prend beaucoup de temps pour atteindre la précision requise. Par conséquent, il serait intéressant de diviser le DST en parties de petite taille et de calculer des sous modèles de dipôles simultanément. Enfin, les émissions rayonnées du DST seraient calculées par un modèle de dipôles assemblés.

La deuxième perspective s'inscrit dans la continuité de la première. Une fois le modèle d'émission automatisé mis au point, il serait intéressant de développer une interface utilisateur graphique avec une option d'estimation du couplage champ/lignes de transmission. L'interface serait complètement automatisée pour faciliter l'utilisation du modèle de dipôle développé, c'est-à-dire que l'utilisateur n'aurait qu'à entrer les composantes du champ proche scanné et les caractéristiques de la ligne victime si l'option d'estimation du couplage champ/lignes de transmission est sélectionnée. Dans le cas contraire, les paramètres du modèle équivalent seront automatiquement extraits et les données seront enregistrées sous forme de bibliothèque compatible avec une intégration directe dans des outils de simulation électromagnétique 3D tels que HFSS.

Dernier point, mais non des moindres, nous souhaitons poursuivre nos recherches sur le développement de ces modèles d'émissions rayonnées afin d'atteindre une grande précision dans la prédiction du comportement du champ électromagnétique rayonné à l'altitude la plus élevée possible au-dessus d'un DST. En attendant, nous prévoyons également d'étudier la possibilité d'utiliser les deux approches d'émission rayonnée, à savoir l'une des méthodes basées sur des sources équivalentes et l'approche du spectre d'ondes planes, en coopération. En outre, nous souhaitons valider le modèle développé sur des dispositifs actifs et réel, notamment des circuits intégrés, des circuits imprimés, des antennes, etc. À cette fin, le banc de mesure en champ proche basé sur la méthode directe peut être utilisé.

Annexe A : Calculer les champs électrique et magnétique rayonnés par un dipôle électrique dans le plan x-y.

Les champs E et H créés par un dipôle électrique infinitésimal ou un élément de courant, de longueur $\Delta\ell$, qui transporte un courant I_0 sont obtenus à partir du vecteur potentiel magnétique \vec{A} . Un dipôle électrique infinitésimal placé dans le plan x-y est illustré à la figure 74. En général, il est plus facile d'obtenir les potentiels magnétiques à partir des courants connus que d'écrire directement les champs [71, 72].

Le potentiel électrique statique dans un système de charges ayant une densité ρ est donné par :

$$\phi = \frac{1}{\varepsilon} \int_v \frac{\rho}{4\pi r} dv \quad (\text{A.1})$$

où ε est la permittivité du milieu étudié et r est la distance entre le point d'observation et la source. Par analogie, un vecteur potentiel magnétique \vec{A} est supposé être donné par :

$$\vec{A} = \mu \int_v \frac{\vec{J}}{4\pi r} dv \quad (\text{A.2})$$

avec \vec{J} est la densité de courant dans tout le volume dv . Cette formule est un vecteur puisqu'elle dépend de l'orientation de \vec{J} . Dans un mince filament de section da ,

$$dv = da dl$$

et

$$i dl = J dv \quad (\text{A.3})$$

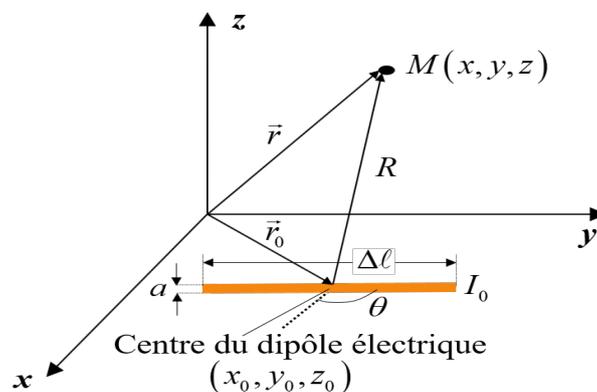


Figure 74 : Dipôle électrique infinitésimal placé dans le plan x-y [8]

Où $\vec{i} = \vec{J} da$ est le courant total dans le mince filament.

Le potentiel est lié à l'intensité du champ magnétique de la manière suivante :

$$\mu \vec{H} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (\text{A.4})$$

Il convient de résoudre \vec{A} pour un cas général comme suit [71] :

Étape 1 : Prendre la rotationnel de l'équation (A.4) comme suit :

$$\vec{\nabla} \times \mu \vec{H} = \vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (\text{A.5})$$

En appliquant les identités vectorielles standard, nous avons :

$$\vec{\nabla} \times \mu \vec{H} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \vec{\nabla}^2 \vec{A} \quad (\text{A.6})$$

Puisque le milieu d'étude est homogène, l'équation (A.6) est réécrite comme suit :

$$\mu \vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \vec{\nabla}^2 \vec{A} \quad (\text{A.7})$$

En assimilant (A.7) à l'équation de Maxwell $\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} - j\omega \varepsilon \vec{E}$ où \vec{E} est le vecteur champ électrique, nous avons :

$$\mu(\vec{J} + j\omega \varepsilon \vec{E}) = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \vec{\nabla}^2 \vec{A} \quad (\text{A.8})$$

Étape 2 : Si on applique (A.4) à l'équation du rotationnel de Maxwell : $\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H}$, nous avons :

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -j\omega(\vec{\nabla} \times \vec{A}) \\ \Rightarrow \vec{\nabla} \times [\vec{E} + j\omega \vec{A}] &= 0 \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

En ajoutant (A.9) à l'identité vectorielle : $\vec{\nabla} \times (-\vec{\nabla} \phi) = 0$, nous avons :

$$\vec{E} = -\vec{\nabla} \phi - j\omega \vec{A} \quad (\text{A.10})$$

où ϕ est le vecteur potentiel scalaire défini dans l'équation (A.1).

La substitution de (A.8) dans (A.10), le réduit à :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} + \vec{\nabla} (\vec{\nabla} \cdot \vec{A} + j\omega\mu\varepsilon\phi) \quad (\text{A.11})$$

où $k^2 = \omega^2 \mu\varepsilon$. Afin de simplifier (A.8), nous considérons la condition de Lorentz :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = -j\omega\mu\varepsilon\phi \quad (\text{A.12})$$

La substitution de (A.12) dans (A.11), le réduit à :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (\text{A.13})$$

De plus, (A.12) réduit (A.10) à :

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - j \frac{1}{\omega\mu\varepsilon} \vec{\nabla} (\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) \quad (\text{A.14})$$

L'équation (A.13) est utilisée afin de résoudre le vecteur potentiel \vec{A} qui est composé de $[A_x, A_y, A_z]$. Pour l'élément illustré à la figure 74, l'équation (A.13) peut être réécrite comme suit :

$$\vec{\nabla}^2 (A_x \hat{a}_x + A_y \hat{a}_y) + k^2 (A_x \hat{a}_x + A_y \hat{a}_y) = -\mu (J_x \hat{a}_x + J_y \hat{a}_y) \quad (\text{A.15})$$

où A_x et A_y sont en fonction de la distance radiale R entre la source (x_0, y_0, z_0) et le point d'observation $M(x, y, z)$. Aux points éloignés de la source ($J_x = J_y = 0$), nous avons :

$$\vec{\nabla}^2 (A_x \hat{a}_x + A_y \hat{a}_y) + k^2 (A_x \hat{a}_x + A_y \hat{a}_y) = 0 \quad (\text{A.16})$$

En considérant soit la composante x , soit la composante y dans l'équation (A.16), et en réécrivant sous une forme différentielle partielle, nous avons :

$$\vec{\nabla}^2 A_x(R) + k^2 A_x(R) = \frac{1}{R^2} \frac{\partial}{\partial R} \left[R^2 \frac{\partial A_x(R)}{\partial R} \right] + k^2 A_x(R) = 0$$

et

$$\vec{\nabla}^2 A_y(R) + k^2 A_y(R) = \frac{1}{R^2} \frac{\partial}{\partial R} \left[R^2 \frac{\partial A_y(R)}{\partial R} \right] + k^2 A_y(R) = 0 \quad (\text{A.17})$$

laquelle, lorsqu'elle est étendue, et en remplaçant les dérivées partielles par des dérivées ordinaires puisque A_x et A_y ne sont qu'une fonction de la coordonnée radiale, se réduit à :

$$\frac{d^2 A_x(R)}{dR^2} + \frac{2}{R} \frac{dA_x(R)}{dR} + k^2 A_x(R) = 0$$

et

(A.18)

$$\frac{d^2 A_y(R)}{dR^2} + \frac{2}{R} \frac{dA_y(R)}{dR} + k^2 A_y(R) = 0$$

L'équation (A.18) a deux solutions indépendantes pour A_x et A_y :

$$A_{x1} = C_1 \frac{e^{-jkR}}{R}, A_{x2} = C_2 \frac{e^{+jkR}}{R}$$

et

(A.19)

$$A_{y1} = C_3 \frac{e^{-jkR}}{R}, A_{y2} = C_4 \frac{e^{+jkR}}{R}$$

Où (-), (+) désignent respectivement une onde se déplaçant vers l'extérieur et une onde se déplaçant vers l'intérieur. Pour le cas où la source est placée en un point avec les champs rayonnés se déplaçant dans la direction radiale vers l'extérieur, la solution suivante est choisie :

$$A_x = A_{x1} = C_1 \frac{e^{-jkR}}{R}$$

et

(A.20)

$$A_y = A_{y1} = C_3 \frac{e^{-jkR}}{R}$$

Dans le cas statique ($\omega = 0, k = 0$), l'équation (A.20) se réduit à :

$$A_x = A_{x1} = C_1 \frac{1}{R}$$

et

(A.21)

$$A_y = A_{y1} = C_3 \frac{1}{R}$$

Ainsi, aux points éloignés de la source, les solutions statiques et variables dans le temps ne diffèrent que par un facteur $\exp(-jkR)$ [71,72]. En appliquant cette analogie à l'équation (A.2) et en substituant (A.3), nous avons :

$$A_x = \frac{\mu}{4\pi} \int I_x \frac{e^{-jkR}}{R} dl$$

et

$$A_y = \frac{\mu}{4\pi} \int I_y \frac{e^{-jkR}}{R} dl$$

où I_x et I_y désignent les composantes vectorielles du courant I_0 . Comme l'élément de courant est très petit ($\Delta\ell \ll \lambda$), le courant I_0 est supposé être une constante sur toute sa longueur $\Delta\ell$.

Par conséquent, I_x et I_y sont donnés par :

$$I_x = I_0 \cos \theta \hat{a}_x$$

et

$$I_y = I_0 \sin \theta \hat{a}_y$$

En substituant (A.23) dans (A.22) et en résolvant l'intégrale, nous avons :

$$A_x = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} I_0 \cos \theta \Delta\ell$$

et

$$A_y = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} I_0 \sin \theta \Delta\ell$$

Ainsi, le potentiel vectoriel \vec{A} s'écrit comme suit

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot \Delta\ell \cdot (I_0 \cos \theta \cdot \hat{a}_x + I_0 \sin \theta \cdot \hat{a}_y)$$

En utilisant l'équation (A.4) dans les coordonnées cartésiennes, le champ magnétique H peut être directement obtenu comme suit :

$$\mu \vec{H}(x, y, z) = \vec{\nabla} \times \vec{A}(x, y, z) = \begin{vmatrix} \hat{a}_x & \hat{a}_y & \hat{a}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix}$$

$$\Rightarrow \vec{H} = \frac{1}{\mu} \left\{ \left[\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right] \hat{a}_x + \left[\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right] \hat{a}_y + \left[\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right] \hat{a}_z \right\}$$

Les composantes du champ magnétique (H_x , H_y et H_z) sont donc calculées comme suit :

$$\overline{H}_x = \frac{I_0}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^3} \cdot \Delta\ell \cdot \sin\theta \cdot (1 + jkR) \cdot (z - z_0) \overline{a}_x \quad (\text{A.27})$$

$$\overline{H}_y = \frac{I_0}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^3} \cdot \Delta\ell \cdot \cos\theta \cdot (1 + jkR) \cdot (z - z_0) \overline{a}_y \quad (\text{A.28})$$

$$\overline{H}_z = \frac{I_0}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^3} \cdot \Delta\ell \cdot (1 + jkR) \cdot (\cos\theta \cdot (y - y_0) - \sin\theta \cdot (x - x_0)) \overline{a}_z \quad (\text{A.29})$$

Les trois composantes du champ électrique, (E_x , E_y et E_z), sont calculées en substituant (A.25) dans (A.14) et résolues comme suit :

$$\begin{aligned} E_x = & -\frac{1}{4\pi} \cdot \frac{I}{j\omega\epsilon} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^2} \cdot \Delta\ell \cdot \left[\frac{(x - x_0)(y - y_0)(k^2 R^2 - 3 - 3jkR) \cdot \sin\theta}{R^3} \right. \\ & \left. - \cos\theta \left(\frac{1 + jkR}{R} + \frac{(y - y_0)^2}{R^3} \cdot (k^2 R^2 - 3 - 3jkR) \right) \right] + \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{I_0}{j\omega\epsilon} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^2} \\ & \times \Delta\ell \cdot \cos\theta \left[\frac{1 + jkR}{R} + \frac{(z - z_0)^2}{R^3} \cdot (k^2 R^2 - 3 - 3jkR) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

$$\begin{aligned} E_y = & -\frac{1}{4\pi} \cdot \frac{I}{j\omega\epsilon} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^2} \cdot \Delta\ell \cdot \left[\frac{(x - x_0)(y - y_0)(k^2 R^2 - 3 - 3jkR) \cdot \cos\theta}{R^3} \right. \\ & \left. - \sin\theta \left(\frac{1 + jkR}{R} + \frac{(x - x_0)^2}{R^3} \cdot (k^2 R^2 - 3 - 3jkR) \right) \right] + \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{I_0}{j\omega\epsilon} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^2} \\ & \times \Delta\ell \cdot \sin\theta \left[\frac{1 + jkR}{R} + \frac{(z - z_0)^2}{R^3} \cdot (k^2 R^2 - 3 - 3jkR) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.31})$$

$$\begin{aligned} E_z = & -\frac{1}{4\pi} \cdot \frac{I}{j\omega\epsilon} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R^2} \cdot \Delta\ell \cdot (z - z_0) \left[(x - x_0) \cdot \cos\theta + (y - y_0) \cdot \sin\theta \right] \\ & \times (k^2 R^2 - 3 - 3jkR) \end{aligned} \quad (\text{A.32})$$

Références bibliographiques

- [1] S. Heath, Embedded Systems Design 2nd Edition, 2ème éd., Newnes, 2002.
- [2] W. Preeti et S. Prasenjit, "Power Electronics Market Size By Product, By Application, Industry Analysis Report, Regional Outlook, Growth Potential, Price Trends, Competitive Market Share & Forecast, 2021—2027," Global Market Insights, 2021.
- [3] CEI, Commission Electrotechnique Internationale, [disponible en ligne] : <http://www.iec.ch/index.htm>.
- [4] C. Christopoulos, Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility, 2ème éd., CRC Press, 2007.
- [5] H. W. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2009.
- [6] T. Williams, EMC for Product Designers, 5ème éd., Newnes, 2017.
- [7] Maîtrise de la CEM, Les Référentiels DUNOD.
- [8] H. Shall, "Modélisation 3D des émissions rayonnées et étude des couplages entre composants et interconnexions," Mémoire de thèse, Université de Rouen, Rouen, FR, 2014.
- [9] C. A. Balanis , Antenna Theory: Analysis and Design, 3ème éd., NJ, USA: John Wiley & Sons, 2005.
- [10] Wikipedia, "List of common EMC test standards," Wikipedia, [En ligne]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_EMC_directives. [Accès le 2022].
- [11] Ansys HFSS software, Version 13.0 [logiciel], 2016. [En ligne]. Available: <http://www.ansys.com/>.
- [12] CST Microwave Studio, [logiciel] , 2011. [En ligne]. Available: <http://www.cst.com/>.

-
- [13] P. Petre et T. K. Sarkar, "Differences Between Modal Expansion and Intergral Equation Methods for Planar Near-Field to Far-Field Transformation," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 12, pp. 37-56, 1996.
- [14] P. Petre et T. K. Sarkar, "Planar near-field to far-field transformation using an equivalent magnetic current approach," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, pp. 1348-1356, 1992.
- [15] A. Taaghoul et T. K. Sarkar, "Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry, utilizing an equivalent magnetic current," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 38, pp. 536-542, 1996.
- [16] T. K. Sarkar et A. Taaghoul, "Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry utilizing an equivalent electric current and MoM," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, pp. 566-573, 1999.
- [17] J. Pan, X. Gao et J. Fan, "Far-Field Prediction by Only Magnetic Near Fields on a Simplified Huygens's Surface," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, pp. 693-701, 2015.
- [18] X. Gao, J. Fan, Y. Zhang, H. Kajbaf et D. Pommer, "Far-Field Prediction Using Only Magnetic Near-Field Scanning for EMI Test," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, pp. 1335-1343, 2014.
- [19] L. J. Foged, L. Scialacqua, F. Saccardi, J. L. Araque Quijano, M. Sabbadini et G. Vecchi, "Equivalent current approach as an advanced field interpolation technique," chez *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, 2012.
- [20] L. J. Foged, G. Barone et F. Saccardi, "Antenna measurement systems using multi-probe technology," chez *IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Chiang Mai, 2015.
- [21] P. Wilson, "On correlating TEM cell and OATS emission measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, pp. 1-16, 1995.
-

-
- [22] Z. Yu, J. A. Mix, S. Sajuyigbe, K. P. Slattery et J. Fan, "An Improved Dipole-Moment Model Based on Near-Field Scanning for Characterizing Near-Field Coupling and Far-Field Radiation From an IC," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, pp. 97-108, 2013.
- [23] J. Pan et al, "Radio-Frequency Interference Estimation Using Equivalent Dipole-Moment Models and Decomposition Method Based on Reciprocity," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, pp. 75-84, 2016.
- [24] A. Boyer et S. Ben Dhia, "Low-Cost Broadband Electronic Coupler for Estimation of Radiated Emission of Integrated Circuits in TEM Cell," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 63, pp. 636-639, 2021.
- [25] J. Kornprobst, R. A. M. Mauermayer, O. Neitz, J. Knapp et T. F. Eibert, "On the Solution of Inverse Equivalent Surface-Source Problems," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 165, pp. 47-65, 2019.
- [26] L. Li, J. Pan, C. Hwang et J. Fan, "Radiation Noise Source Modeling and Application in Near-Field Coupling Estimation," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, pp. 1314-1321, 2016.
- [27] C. Wu et al, "Estimating the near field coupling from SMPS circuits to a nearby antenna using dipole moments," chez *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, Ottawa, 2016.
- [28] J. Zhang, D. Pommerenke et J. Fan, "Determining Equivalent Dipoles Using a Hybrid Source-Reconstruction Method for Characterizing Emissions From Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, pp. 567-575, 2017.
- [29] W. Liu, Z. Yan, J. Wang, Z. Min et Z. Ma, "An Improved Equivalent Dipole Moment Source Model Based on Regularization Optimization Method for Near Field-Far Field Conversion," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 42504-42518, 2020.
- [30] Y. Vives-Gilabert, C. Arcambal, A. Louis, F. de Daran, P. Eudeline et B. Mazari, "Modeling Magnetic Radiations of Electronic Circuits Using Near-Field Scanning

- Method," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 391-400, 2007.
- [31] C. Leseigneur, P. Fernández López, C. Arcambal, D. Baudry et A. Louis, "Near-field coupling model between electronic systems and a transmission line," chez *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat, Fort Lauderdale, Florida, 2010*.
- [32] P. F. Lopez, A. Ramanujan, Y. V. Gilabert, C. Acrambal, A. Louis et B. Mazzari, "A Radiated Emission Model Compatible to a Commercial Electromagnetic Simulation Tool," chez *Proc. IEEE 20th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat, Zurich, 2009*.
- [33] P. Fernández López, C. Arcambal, D. Baudry, S. Verdeyme et B. Mazari, "Simple Electromagnetic Modeling Procedure: From Near-Field Measurements to Commercial Electromagnetic Simulation Tool," *IEEE Trans. Instrum. and Meas*, vol. 59, pp. 3111-3121, 2010.
- [34] P. Fernández López et al, "Development of a magnetic near-field model and insertion into a commercial electromagnetic simulator," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol. 17, pp. 289-300, 2009.
- [35] T. Sarkar, K. Siarkiewicz et R. Stratton, "Survey of numerical methods for solution of large systems of linear equations for electromagnetic field problems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 29, pp. 847--856, 1981.
- [36] J. . -R. Regue, M. Ribo, J. . -M. Garrell et A. Martin, "A genetic algorithm based method for source identification and far-field radiated emissions prediction from near-field measurements for PCB characterization," *IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility*, vol. 4, pp. 520-530, 2001.
- [37] J. . -R. Regue, M. Ribo, J. Gomila, A. Perez et A. Martin, "Modeling of radiating equipment by distributed dipoles using metaheuristic methods," chez *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Chicago, 2005.
- [38] H. Fan et F. Schlagenhauer, "Near Field - Far Field Conversion Based on Genetic Algorithm for Predicting Radiation from PCBs," chez *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Honolulu, 2007.

-
- [39] H. Fan et F. Schlagenhauser, "Improvements of Robustness of Genetic Algorithm for Near Field - Far Field Radiation Conversion," chez *International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, Hangzhou, 2007.
- [40] Y. Vives-Gilabert, C. Arcambal, A. Louis, P. Eudeline et B. Mazari, "Modeling Magnetic Emissions Combining Image Processing and an Optimization Algorithm," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, pp. 909-918, 2009.
- [41] H. G. Booker et P. C. Clemmow, "The concept of an angular spectrum of plane waves and its relation to that of polar diagram and aperture distribution," *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 97, pp. 11-17, 1950.
- [42] D. Baudry et al, "Plane wave spectrum theory applied to near-field measurements for electromagnetic compatibility investigations," *IET Science Measurement and Technology*, vol. 3, pp. 72-83, 2008.
- [43] B. Ravelo, Z. Riah, D. Baudry et B. Mazari, "E-field extraction from H_x- and H_y- near field values by using plane wave spectrum method," *The European Physical Journal - Applied Physics*, vol. 53, 2011.
- [44] Y. Wu, J. Wu et Z. Li, "Plane Wave Synthesis Using Near Field Wave Spectrum Transform Embedded into Intersection Approach," chez *Proc. ICMMT*, Chengdu, 2018.
- [45] Y. Liu, B. Ravelo et A. K. Jastrzebski, "Calculation of time-domain near-field Ex, y, z(t) from H_x, y(t) with PWS and FFT transforms," chez *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rome, 2012.
- [46] P. P. Silvester et R. L. Ferrari, *Finite Elements for Electrical Engineers*, 3ème éd., Cambridge: Cambridge University Press, 1996.
- [47] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, NY: Wiley-IEEE Press, 1993.
- [48] C. Taylor, R. Satterwhite et C. Harrison, "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 13, pp. 987-989, 1965.
-

-
- [49] A. K. Agrawal, H. J. Price et S. H. Gurbaxani, "Transient Response of Multiconductor Transmission Lines Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 22, pp. 119-129, 1980.
- [50] F. Rachidi, "Formulation of the field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 35, pp. 404-407, 1993.
- [51] F. Rachidi, "A Review of Field-to-Transmission Line Coupling Models With Special Emphasis to Lightning-Induced Voltages on Overhead Lines," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, pp. 898-911, 2012.
- [52] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, 2ème éd., NY: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [53] C. A. Nucci, F. Rachidi et A. Rubinstein, "Derivation of telegrapher's equations and field-to-transmission line interaction," chez *Electromagnetic Field Interaction with Transmission Lines: From Classical Theory to HF Radiation Effects*, F. Rachidi and S. Tkachenko, Southampton, WIT Press, 2008.
- [54] A. D. Polyanin et V. E. Nazaikinskii, *Handbook of Linear Partial Differential Equations for Engineers and Scientists*, 2ème éd., NY: Chapman and Hall/CRC Press, 2016.
- [55] F. M. Tesche, "Development and Use of the BLT Equation in the Time Domain as Applied to a Coaxial Cable," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 3-11, 2007.
- [56] S. Criel et al, "Theoretical and experimental quantitative characterization of the near-fields of printed circuit board interconnection structures," chez *Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Atlanta, 1995.
- [57] D. Baudry, "Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches-Applications CEM," Mémoire de thèse, Université de Rouen, Rouen, FR, 2005.
-

-
- [58] M. Sørensen, I. B. Bonev, O. Franek et G. F. Pedersen, "Assessment of the Huygens' Box Method With Different Sources Near Obstacles," *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, pp. 433-442, 2020.
- [59] Y. Alvarez Lopez, F. Las-Heras Andres, M. R. Pino et T. K. Sarkar, "An Improved Super-Resolution Source Reconstruction Method," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 3855-3866, 2009.
- [60] H. Rezaei, J. Meiguni, M. Soerensen, J. Fan et D. Pommerenke, "Source Reconstruction in Near Field Scanning using Inverse MoM for RFI Application," 2019 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), 2," chez *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI)*, New Orleans, 2009.
- [61] P. Fernandez-Lopez, "Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM," Mémoire de thèse, Université de Rouen, Rouen, FR, 2011.
- [62] P. C. Clemmow, *The Plane Wave Spectrum Representation of Electromagnetic Fields*, NY, U.S: Pergamon Press, 1966.
- [63] J. J. H. Wang, "An examination of the theory and practices of planar near-field measurement," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, pp. 746-753, 1988.
- [64] M. A. Benchana, A. Babouri, Z. Riah, A. Khalfallaoui, A. Ladjimi et J. Nebhen, "Investigating the Equivalent Source and the Plane Wave Spectrum Methods in Predicting the Magnetic Field Behavior in the Vicinity of Microstrip Patch Antenna for Bluetooth and Wi-Fi Applications," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 113, pp. 29-46, 2021.
- [65] Y. P. Zhang et D. Liu, "Antenna-on-Chip and Antenna-in-Package Solutions to Highly Integrated Millimeter-Wave Devices for Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 57, pp. 2830--2841, 2009.

-
- [66] M. Achmad, R. Rina et Rachmansyah, "Design of microstrip antenna for wireless communication at 2.4 GHz," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 33, pp. 184-192, 2011.
- [67] A. Ramanujan, Z. Riah, A. Louis et B. Mazari, "Computational Optimizations Towards an Accurate and Rapid Electromagnetic Emission Modeling," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 27, pp. 365--384, 2011.
- [68] R. Penrose, "A Generalized Inverse for Matrices," *Math. Proc. of the Cambridge Philosophical Society*, vol. 51, pp. 406-413, 1955.
- [69] M. A. Benchana, A. Khalfallaoui, S. Taba, A. Babouri et Z. Riah, "A Hybrid Equivalent Source - Particle Swarm Optimization Model for Accurate Near-Field to Far-Field Conversion," *Integration*, vol. 89, pp. 134-145, 2023.
- [70] J. Kennedy et R. Eberhart , "Particle swarm optimization," chez *Proc. ICNN'95*, Perth, 1995.
- [71] A. RAMANUJAN, "Development of automated frequency and time-domain radiated electromagnetic emission models for microelectronic applications," Mémoire de thèse, Université de Rouen, Rouen, FR, 2011.
- [72] John. D. Ryder, *Networks, lines and fields*, 2ème éd., Prentice-Hall of India Pvt. Ltd, 2003.

Liste des publications

➤ Publications internationales :

- **M. A. Benchana**, A. Babouri, Z. Riah, A. Khalfallaoui, A. Ladjimi, and J. Nebhen, “Investigating the Equivalent Source and the Plane Wave Spectrum Methods in Predicting the Magnetic Field Behavior in the Vicinity of Microstrip Patch Antenna for Bluetooth and Wi-Fi Applications,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 113, pp. 29–46, 2021.
- **M. A. Benchana**, A. Khalfallaoui, A. Chaabane, A. Babouri, A. Ladjimi and Z. Riah “Far Field Prediction From Near Field Using the Plane Wave Spectrum Method,” *Journal of Atomic, Molecular, Condensed Matter & Nano Physics*, vol. 7, no. 3, pp. 167–173, 2020.
- **M. A. Benchana**, A. Khalfallaoui, S. Taba, A. Babouri and Z. Riah, “A Hybrid Equivalent Source - Particle Swarm Optimization Model for Accurate Near-Field to Far-Field Conversion,” *Integration*, vol. 89, pp. 134–145, 2023.

➤ Communications internationales :

- **M. A. Benchana**, A. Khalfallaoui, A. Chaabane, A. Babouri, A. Ladjimi and Z. Riah “Far Field Prediction From Near Field Using the Plane Wave Spectrum Method,” *ICACTCE’21*, Morocco, March 24 – 26, 2021.