



HAL
open science

Identification des sources de perturbations par retournement temporel : application à la compatibilité électromagnétique en champ proche

Sassia Hedia

► **To cite this version:**

Sassia Hedia. Identification des sources de perturbations par retournement temporel : application à la compatibilité électromagnétique en champ proche. Electromagnétisme. Université Paris-Saclay; Université de Sousse (Tunisie), 2020. Français. NNT : 2020UPAST021 . tel-03556328

HAL Id: tel-03556328

<https://theses.hal.science/tel-03556328v1>

Submitted on 4 Feb 2022

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

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

Identification des sources de perturbations par retournement temporel : Application à la compatibilité électromagnétique en champ proche

Thèse de doctorat de l'université de Sousse et de l'université Paris-Saclay

École doctorale n°575: electrical, optical, bio: physics and engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat : Génie électrique

Unité de recherche : Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France.

Référént : Faculté des sciences d'Orsay

**Thèse présentée et soutenue à l'ENI de Sousse, le 03
Octobre 2020, par**

Sassia HEDIA

Composition du Jury

Moez FEKI

Professeur, ESSTHS

Président

Ahmed BRAHAM

Professeur, INSAT

Rapporteur & examinateur

Sébastien LALLECHERE

Maître de Conférences HDR, Université Clermont Auvergne

Rapporteur & examinateur

François COSTA

Professeur, SATIE

Examinateur

Jaleddine BEN HADJ SLAMA

Professeur, ENI Sousse

Directeur de thèse

Lionel PICHON

Directeur de recherche, Université Paris-Saclay

Directeur de thèse

Bessem Zitouna

Docteur, LATIS

Invité

REPUBLIQUE TUNISIENNE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DE SOUSSE



المدرسة الوطنية للمهندسين بسوسة
Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse

THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du

Diplôme de DOCTORAT

Spécialité : Génie Electrique

Par

Sassia HEDIA

Master de recherche SIC, ENISO, 2016

Intitulée :

**Identification des sources de perturbations par Retournement Temporel :
Application à la compatibilité électromagnétique en champ proche**

Soutenue publiquement, le *03 Octobre 2020*, devant le jury composé de :

Président :	Prof. Moez FEKI	<i>ESSTHS</i>
Examineur :	Prof. François COSTA	<i>SATIE</i>
Rapporteur :	Prof. Ahmed BRAHAM	<i>INSAT</i>
Rapporteur :	MdC. Sébastien LALLECHERE	<i>Institut Pascal</i>
Directeur de thèse :	Prof. Jaleddine BEN HADJ SLAMA	<i>ENISO</i>
Directeur de thèse :	DR. Lionel PICHON	<i>CNRS</i>
Invité :	Dr. Bessem ZITOUNA	<i>LATIS</i>

Cette thèse en cotutelle internationale a été effectuée aux laboratoires LATIS & GeePs.



Liberté • Égalité • Fraternité

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

MINISTÈRE
DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE



République Tunisienne
Ministère de l'Enseignement Supérieur,
de la Recherche Scientifique



CAMPUS
FRANCE
campusfrance.org

université
PARIS-SACLAY



UNIVERSITÉ
PARIS
SUD



Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse
المدرسة الوطنية للمهندسين بسوسة

GeePS
Génie électrique et électronique de Paris

LATiS
Laboratory of Advanced Technology
and intelligent Systems

Résumé

Le progrès technologique, en particulier la montée en fréquences et l'intégration des systèmes embarqués, crée des interférences électromagnétiques (EMI) et des problèmes critiques. D'où la présence de multiples sources de perturbation pouvant affecter le bon fonctionnement des circuits électroniques et électriques. C'est pourquoi la caractérisation de ces sources est devenue essentielle permettant ainsi l'évaluation des émissions rayonnées et la prédiction du comportement des dispositifs électroniques.

Les travaux présentés dans cette thèse s'intéressent à l'élaboration de modèles de rayonnement équivalents qui permettent de prendre en compte les aspects CEM pour réduire les perturbations EM. Premièrement, l'étude réalisée consiste à la mise en œuvre d'une méthode inverse temporelle basée sur le retournement temporel électromagnétique en utilisant le champ proche mesuré au-dessus du système. Ensuite, nous avons exploité la méthode proposée pour analyser des structures qui émettent des signaux transitoires. Une validation de la méthode proposée a été réalisée dans une première étape en se basant sur des cartographies de champs EM calculés avec les équations analytiques qui décrivent le champ EM rayonné. Dans ce cas, les structures sous tests contiennent des sources de rayonnement connues à l'avance et qui sont excités chacune par un signal temporel de type gaussien. En deuxième étape, la validation expérimentale de la méthode a été effectuée en utilisant des mesures en champ proche au-dessus des structures réelles et en utilisant des signaux d'excitation judicieusement choisis et qui sont riches en fréquences. Les résultats obtenus ont pu montrer la robustesse de notre méthode vis-à-vis des erreurs de mesures. En plus des validations sur des circuits académiques, nous avons appliqué la méthode proposée à un circuit de l'électronique de puissance : un convertisseur de commerce de type AC/DC. Enfin, pour évaluer la performance de la méthode inverse temporelle basée sur le retournement temporel électromagnétique, nous avons mené une étude comparative avec la méthode inverse classique basée sur les algorithmes génétiques dans les deux domaines fréquentiel et temporel. Les résultats obtenus ont montré les performances et l'efficacité de la méthode proposée à fournir un modèle équivalent du système étudié sur de larges bandes de fréquences en un temps de calcul restreint.

Mots-clés : Compatibilité électromagnétique, méthode inverse temporelle, émissions rayonnées, Retournement Temporel, technique du champ proche.

Abstract

The technological progress, in particular the increase in frequencies and the integration of embedded systems, creates critical problems of electromagnetic interference (EMI). Hence, the presence of multiple disturbance sources may affect the proper functioning of electronic circuits. Therefore, the characterisation of these sources becomes essential for the evaluation of radiated emissions and the prediction of the behaviour of electronic devices.

The main purpose of this thesis is to study the development of equivalent radiation models that allow EMC considerations and reduce EM disturbances. First, the implementation of the inverse time domain (TD) method based on the electromagnetic time reversal technique has been carried in the near field. The aim here is to use the proposed method for structures that emit transient signals. A validation of the proposed method has been performed based on EM field maps calculated with analytical equations that describe the radiated EM field. In this case, structures under test contain radiating sources that are controlled in advance and excited by a Gaussian type signal. In addition, an experimental validation of the proposed method has been also performed using near field measurements in two different cases of real structures and using a well-chosen excitation signal, which contains many frequencies of resonance. Furthermore, in addition to the academic circuits, we have carried out an experimental application of the proposed method using a power electronics circuit (AC/DC converter). Finally, in order to evaluate the performance of the inverse TD method based on electromagnetic time reversal, a comparative study has been conducted using the classical inverse method based on genetic algorithms in both frequency and time domains. Predicted results have shown the high performance and the efficiency of the proposed method and demonstrated that it provides an adequate equivalent model of the device under test on a wide frequency band and in a limited calculation time.

Keywords: Electromagnetic compatibility, time-domain inverse problem, radiated emissions, Time Reversal, near-field technique.

Remerciements

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma gratitude.

Cette thèse a été réalisée dans le cadre d'une convention de cotutelle internationale signée entre l'université de Sousse (Tunisie) et l'université Paris Saclay (France). Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été financé conjointement par le ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique de la Tunisie dans le cadre d'une bourse d'alternance, par la présidence de l'université Paris Sud et par le gouvernement français dans le cadre d'une bourse d'études doctorales ainsi que d'une bourse de séjour scientifique de haut niveau.

Cette thèse a réuni le laboratoire LATIS de l'École Nationale des Ingénieurs de Sousse et le laboratoire GeePs. Je souhaite alors commencer par remercier les deux directeurs de laboratoires, Mme. Najoua ESSOKRI BEN AMARA et M. Claude MARCHAND, de m'avoir accueilli pour ce travail.

Je ne saurais jamais comment exprimer ma reconnaissance à mes deux directeurs de thèse qui se sont toujours montrés engagés tout au long de la réalisation de cette thèse :

- Je remercie très chaleureusement M. Jaleddine BEN HADJ SLAMA pour son professionnalisme dont il a toujours fait preuve, sa disponibilité et ses réponses à mes nombreuses sollicitations. Je suis heureuse d'avoir l'occasion de lui exprimer ma profonde reconnaissance. Son encadrement est un véritable honneur pour moi. J'espère avoir été digne de la confiance qu'il m'a accordée et que le travail réalisé est finalement à la hauteur de ses espérances.
- J'exprime également ma profonde gratitude à M. Lionel PICHON pour son encadrement dynamique et son accueil sympathique au sein du GeePs. Je le remercie pour ses orientations très judicieuses et précieux conseils qui m'ont permis de mener à bien mon travail doctoral. J'ai été extrêmement sensible à ses qualités humaines d'écoute et de compréhension. C'est un privilège qu'il m'a accordé en m'acceptant en thèse.

Je désire aussi remercier l'ensemble des membres du jury :

- Je tiens à présenter mes vifs remerciements à M. Moez FEKI et M. François COSTA pour avoir accepté d'examiner mon travail et de participer au jury de cette thèse.
- Je remercie très sincèrement M. Ahmed BRAHAM et M. Sébastien LALLECHERE pour avoir rapporté sur ce manuscrit. Merci pour vos commentaires et suggestions.

Je remercie particulièrement M. Bessem ZITOUNA pour son implication et sa disponibilité. Il m'a donné de sérieux coups de main et m'a aidé à trouver des solutions pour avancer au cours de la réalisation de ce mémoire. Son enthousiasme et son soutien ont largement contribué à l'aboutissement de cette recherche. Tu es comme un frère !

J'adresse mes sincères remerciements à M. Yann LEBIHAN et M. Mohamed BENSETTI pour leurs disponibilités et surtout leurs judicieux conseils qui ont contribué à alimenter ma réflexion. Je ne peux que remercier M. Chadi GANNOUNI qui m'a offert son temps, son aide et surtout son amitié.

Je garde en mémoire le soutien spontané de Mme. Xavière MARCY, Mme. Laurence STEPHEN, M. Frédéric MAZALEYRAT et M. Philippe DESSANTE. Je vous dis merci !

Je saisis cette occasion pour adresser mes profonds remerciements à tous les membres des deux laboratoires pour les moments agréables que j'ai passé en leur compagnie. Un grand merci à Laurent, Olivier, Antony, Sylvie, Léonor et à 'Si Nizar', Amir, Najla, pour leur aide précieuse, leurs disponibilités, leur gentillesse et leur bonne humeur.

J'exprime toute ma gratitude à mes amis qui ont partagé avec moi les moments de difficultés et de joies. Je tiens à remercier très spécialement mes très chers Akram, Amal et Khoulood pour leur soutien inconditionnel, leur écoute sans failles et leur affection. Un grand merci également à Siwar, Sana, Wided, Cheikhna, Madjda, Shuoliang, Karim, Fethi, Yen, Camille... Je ne peux nommer ici toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et encouragé, mais je les en remercie vivement.

Au terme de ce parcours, je dédie ce mémoire à mes très chers parents, à mes adorables frères et sœurs. Je mets entre vos mains, le fruit de longues années d'études.

Sassia HEDIA

*« La logique vous conduira d'un point A à un point B. L'imagination et
l'audace vous conduiront où vous le désirez »*

Albert Einstein

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1:	5
CEM ET CHAMP PROCHE : ETAT DE L'ART	5
I. 1. Introduction	6
I. 2. La compatibilité électromagnétique	6
I. 2. 1. Introduction à la CEM	7
I. 2. 2. Mode de couplage	8
I. 2. 2. a. Mode conduit	8
I. 2. 2. b. Mode rayonné	9
I. 3. Technique de mesure	10
I. 3. 1. Intérêt de la mesure en champ proche	11
I. 3. 2. Banc de mesure en champ proche	13
I. 3. 2. a. Principe de mesure dans le domaine fréquentiel	15
I. 3. 2. b. Principe de mesure champ proche dans le domaine temporel	16
I. 3. 2. c. Sondes de mesure de champ magnétique	18
I. 4. Modélisation électromagnétique	24
I. 4. 1. Méthode directe	24
I. 4. 2. Méthode inverse électromagnétique	25
I. 4. 2. a. Dipôle équivalent	25
I. 4. 2. b. Dipôle électrique	26
I. 4. 2. c. Dipôle magnétique.	26
I. 4. 3. Modélisation dans le domaine fréquentiel	27
I. 4. 4. Modélisation dans le domaine temporel	28
I. 5. Problématique et objectifs de l'étude	30
I. 5. 1. Contexte et problématique	30
I. 5. 2. Objectifs	31
I. 5. 3. Présentation du cadre de la thèse	32
I. 6. Conclusion	33
CHAPITRE 2:	34
METHODE INVERSE BASEE SUR LE RETOURNEMENT TEMPOREL EN ELECTROMAGNETISME	34

II. 1.	Introduction	35
II. 2.	Historique et fondements du retournement temporel	35
II. 2. 1.	Etat de l'art et applications majeures	36
II. 2. 2.	Fondements théoriques	37
II. 3.	Technique de RT dans le domaine fréquentiel	40
II. 3. 1.	Méthode DORT	40
II. 3. 2.	Limitations	41
II. 4.	Technique de RT dans le domaine temporel	41
II. 4. 1.	RT et conjugué de phase	41
II. 4. 2.	Mise en équation dans le domaine temporel	42
II. 4. 3.	Focalisation spatio-temporelle	44
II. 5.	Méthode inverse EM basée sur le RTEM	46
II. 5. 1.	Principe	46
II. 5. 2.	Algorithme général	47
II. 6.	Test préliminaire avec excitation sinusoïdale	49
II. 7.	Conclusion	54
CHAPITRE 3:		56
MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE PROPOSEE POUR LES SIGNAUX TRANSITOIRES		56
III. 1.	Introduction	57
III. 2.	Exploitation de la méthode RTEM en se basant sur des champs magnétiques calculés analytiquement	57
III. 2. 1.	Application de la méthode proposée avec des signaux calculés analytiquement	58
III. 2. 1. a.	Choix du signal d'excitation	59
III. 2. 1. b.	Cas de test 1 : Une seule boucle magnétique	60
III. 2. 1. c.	Cas de test 2 : Structure multi sources	65
III. 2. 2.	Validation avec l'outil FSV	70
III. 3.	Exploitation de la méthode RTEM en se basant sur des mesures expérimentales	74
III. 3. 1.	Signal d'excitation	74
III. 3. 2.	Application à une boucle magnétique (cas de test 1)	76
III. 3. 2. a.	Présentation du circuit	76
III. 3. 2. b.	Résultats obtenus	79
III. 3. 3.	Application à une structure multi-sources (cas de test 2)	81
III. 3. 3. a.	Présentation du circuit	81
III. 3. 3. b.	Résultats obtenus	83
III. 4.	Conclusion	86
CHAPITRE 4:		88
VALIDATION EXPERIMENTALE DE LA METHODE PROPOSEE		88
IV. 1.	Introduction	89
IV. 2.	Validation de la méthode RTEM par comparaison avec la méthode inverse EM basée sur les AG	89

IV. 2. 1.	Comparaison temporelle-fréquentielle (cas de test 1 : une boucle magnétique)	91
IV. 2. 1. a.	Application de la méthode inverse EM basée sur les AG dans le domaine fréquentiel	92
IV. 2. 1. b.	Comparaison	95
IV. 2. 2.	Comparaison temporelle-temporelle (cas de test 2 : structure multi-sources)	96
IV. 2. 2. a.	Application de la méthode inverse EM basée sur les AG dans le domaine temporel	97
IV. 2. 2. b.	Comparaison	98
IV. 3.	Application de la méthode proposée à un circuit de l'électronique de puissance	100
IV. 3. 1.	Présentation du circuit du convertisseur étudié	101
IV. 3. 2.	Mesures en champ proche	102
IV. 3. 3.	Résultats de modélisation obtenus	105
IV. 3. 4.	Validation de la méthode proposée en utilisant la méthode inverse fréquentielle basée sur les algorithmes génétiques	109
IV. 4.	Etude paramétrique sur la procédure d'identification par RTEM	112
IV. 4. 1.	Effet de la hauteur du MRT (plan de mesure)	114
IV. 4. 2.	Effet de la taille du MRT	116
IV. 4. 3.	Effet du réseau de sources potentielles	119
IV. 5.	Conclusion	123
CONCLUSION GENERALE		124
REFERENCES		126
ANNEXE		133
Annexe 1 : Equations de Maxwell		133
Annexe 2 : Interface Feature Selective Validation		134
LISTE DES PUBLICATIONS		135

Liste des figures

Figure I. 1 - Décomposition de la problématique CEM	7
Figure I. 2 – Notions de champ proche et de champ lointain.	11
Figure I. 3 – Obtention d’une cartographie de mesure en champ proche.	14
Figure I. 4 : (a) Banc champ proche du LATIS [12], (b) Chaîne de mesure du GeePs [13].	15
Figure I. 5 : Banc de mesure champ proche au GeePs.	16
Figure I. 6 : Chaîne de mesure dans le domaine temporel [12].	17
Figure I. 7 : Banc de mesure champ proche temporel [13].	18
Figure I. 8 : Sonde académiques : (a) Sonde de mesure de la composante normale H_z , (b) Sonde de mesure des composantes tangentielles H_x et H_y .	20
Figure I. 9 : Sondes magnétiques du commerce (Sondes AARONIA AG).	20
Figure I. 10 : Circuit d’étalonnage.	21
Figure I. 11 : Composantes H_y et H_z de champ magnétique à différentes hauteurs et $f = 10\text{ MHz}$.	22
Figure I. 12 : Chaîne de mesure employée.	23
Figure I. 13 : Champ magnétique à une distance $d = 2\text{ cm}$: (a) H_y , (b) H_z .	24
Figure I. 14 : Méthode inverse EM : (a) Champ obtenu en champ proche, (b) Modèle équivalent.	25
Figure I. 15 – Un dipôle électrique.	26
Figure I. 16 – Un dipôle magnétique.	26
Figure I. 17 – Méthodologie adoptée.	32
Figure II. 1 : Phases d’exécution de RT en utilisant une cavité à retournement temporel [26] : (a) Phase d’enregistrement du champ, (b) Phase de réémission des signaux retournés dans le temps.	38
Figure II. 2 : Phases d’exécution de RT en utilisant un miroir à retournement temporel [26].	38
Figure II. 3 : Signal temporel inversé (courbe rose continue) et la transformée de Fourier inverse du son conjugué de phase (courbe en vert discontinue).	42
Figure II. 4 : Diagramme du processus de RT.	43
Figure II. 5 : Principe d’interférence.	44
Figure II. 6 : Illustration de l’évolution des fronts d’ondes : (a) Ondes divergentes (émission), (b) Ondes convergente (RT), (c) Interférences (focalisation), (d) Reconstruction et réémission.	44
Figure II. 7 : Signal d’excitation reconstruit [57].	45
Figure II. 8 : Schéma récapitulatif sur la technique de retournement temporel.	46
Figure II. 9 : Principe de la méthode proposée.	47
Figure II. 10 : Organigramme de la méthode inverse temporelle basée sur le RT.	49
Figure II. 11 : (a) Domaine de simulation, (b) Excitation de type harmonique, (c) Champ calculé.	51
Figure II. 12 : Distribution de champ calculé : (a) H_x , (b) H_y , (c) H_z .	51
Figure II. 13 : Reconstruction : (a) Signal d’excitation, (b) Champ H_z au niveau de la source.	52
Figure II. 14: Cartographies de champ reconstruit : (a) H_x , (b) H_y , (c) H_z .	54
Figure III. 1 : Démarche générale adoptée.	58
Figure III. 2 : (a) Impulsion gaussienne, (b) son spectre.	59

Figure III. 3 : (a) Exemple d'une excitation gaussienne modulée par une sinusoïde, (b) Exemple d'une dérivée d'une gaussienne.	60
Figure III. 4 : Première configuration.	61
Figure III. 5 : (a) Signal d'excitation utilisé, (b) Champ magnétique H_z sur une ligne.	62
Figure III. 6 : Cartographies du champ magnétique calculé à l'instant $t = 5.3 \mu s$	63
Figure III. 7 : Position du dipôle identifié dans le réseau des sources potentielles coïncidant avec la position de la boucle magnétique choisie initialement.	63
Figure III. 8 : (a) Moments magnétiques choisis et estimés, (b) Champs magnétiques initiaux et estimés à partir du modèle obtenu par la RTEM.	64
Figure III. 9 : Cartographies du champ magnétique estimé à l'instant $t = 5.3 \mu s$	64
Figure III. 10 : Moments magnétiques choisis pour les deux dipôles.	65
Figure III. 11 : Positionnement des sources réelles et de celles identifiées par la RTEM.	66
Figure III. 12 : Cartographies du champ calculé (en A/m): H_x à $t = 4.44 \mu s$, H_y à $t = 4.24 \mu s$, H_z à $t = 4.64 \mu s$, Total à $t = 4.24 \mu s$: (a) Gauche : avec les paramètres préfinis, (b) Droite : avec les paramètres identifiés.	68
Figure III. 13 : (a) Reconstruction des moments magnétiques, (b) Comparaison du champ calculé à celui estimé : Coupe $Y = 0$ de H_x, y, z à $t = 5 \mu s$	69
Figure III. 14 : ADMc et FDMc pour le moment 1.	71
Figure III. 15 : ADMc et FDMc pour le moment 2.	71
Figure III. 16 : Résultats de l'outil FSV pour la cartographie H_x	72
Figure III. 17 : Résultats de l'outil FSV pour la cartographie H_y	73
Figure III. 18 : Résultats de l'outil FSV pour la cartographie H_z	73
Figure III. 19 : Circuit d'excitation (convertisseur DC-DC).	75
Figure III. 20 : Forme temporelle de la tension de référence V_{gs}	75
Figure III. 21 : Première structure expérimentale de validation.	76
Figure III. 22 : Signaux temporels mesurés aux bornes de la sonde au-dessus de la structure étudiée.	77
Figure III. 23 : Champ rayonné obtenu au-dessus de la structure étudiée.	77
Figure III. 24 : Cartographie de la composante H_z du champ magnétique (en A/m) à $t = 10.1 \mu s$	78
Figure III. 25 : Cartographie de champ magnétique H_z mesurés à t: $t_1 = 10.02 \mu s$, $t_2 = 10.12 \mu s$, $t_3 = 10.18 \mu s$ and $t_4 = 10.29 \mu s$	78
Figure III. 26 : Comparaison entre le champ mesuré et celui reconstruit par le modèle retrouvé lors de l'ouverture du MOSFET.	79
Figure III. 27: Cartographies du champ reconstruit H_z à partir du modèle retrouvé à $t_1 = 10.02 \mu s$, $t_2 = 10.12 \mu s$, $t_3 = 10.18 \mu s$ and $t_4 = 10.29 \mu s$	80
Figure III. 28 : Coupe du champ H_z mesuré et estimé sur la ligne ($Y = 0$), à $t = 10.12 \mu s$	81
Figure III. 29 : Deuxième structure étudiée.	81
Figure III. 30 : Champ mesuré au niveau des points A, B et C.	82
Figure III. 31 : Champ mesuré à : (a) $t_1 = 5.98 \mu s$, (b) $t_2 = 6.08 \mu s$, (c) $t_3 = 6.31 \mu s$	83
Figure III. 32 : Cartographies de champ magnétique estimées : (a) $t_1 = 5.98 \mu s$, (b) $t_2 = 6.08 \mu s$, (c) $t_3 = 6.31 \mu s$	84
Figure III. 33 : Cartographies de champ magnétique estimé de H_x, H_y et H total, à $t_2 = 6.08 \mu s$	85
Figure III. 34 : Résultats de l'outil FSV pour la composante $HZ1$	86
Figure III. 35 : Résultats de l'outil FSV pour la composante $HZ3$	86
Figure IV. 1 : Organigramme général de la méthode fréquentielle proposée [67].	90
Figure IV. 2 : Spectre du champ magnétique mesuré au-dessus de la structure étudiée : Point (8,8).	93
Figure IV. 3 : Cartographies du champ mesuré H_z à (a) $f_1 = 36.8 MHz$, (b) $f_2 = 24.15 MHz$, (c) $f_3 = 14.3 MHz$, (d) $f_4 = 18.6 MHz$	93
Figure IV. 4 : Cartographies estimées de H_z à (a) $f_1 = 36.8 MHz$, (b) $f_2 = 24.15 MHz$	94
Figure IV. 5 : Comparaison du champ mesuré à celui reconstruit.	95

Figure IV. 6 : Cartographies de champ magnétique reconstruits en utilisant la méthode temporelle basée sur AG: (a) $t_1 = 5.98 \mu s$, (b) $t_2 = 6.08 \mu s$, (c) $t_3 = 6.31 \mu s$	98
Figure IV. 7 : Comparaison entre le champ rayonné mesuré et ceux estimés le long de l'axe des abscisses, coupé à Y_0 et à $t_2 = 6.08 \mu s$	99
Figure IV. 8 : Comparaison entre le champ rayonné mesuré et ceux estimés (Zoom) : (a) à la position A, (b) à la position B, (c) à la position C.	99
Figure IV. 9 : Principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage.	101
Figure IV. 10 : Schéma du convertisseur AC/DC étudié.	102
Figure IV. 11 : Convertisseur AC/DC étudié.	103
Figure IV. 12 : Signal de référence.	104
Figure IV. 13 : Signal mesuré aux bornes de la sonde.	104
Figure IV. 14 : Distribution de champ mesurée à : (a) $t_1 = 10.25 \mu s$, (b) $t_2 = 10.50 \mu s$	105
Figure IV. 15 : Cartographies de champ rayonné mesuré et estimé en utilisant la méthode proposée à différents instants de temps.	106
Figure IV. 16 : Comparaison du champ calculé à celui estimé par les paramètres identifiés : Coupe Hz.	108
Figure IV. 17 : Comparaison entre le champ mesuré et celui calculé en utilisant les paramètres identifié de la composante H_x à l'instant $t = 10.60 \mu s$	109
Figure IV. 18 : Spectre de champ magnétique mesuré au-dessus de la structure étudiée en différents point de mesure respectivement de coordonnées (3 mm, -1.9 mm), (-1 mm, -5 mm) et (9 mm, -9 mm).	110
Figure IV. 19 : Comparaison des cartographies fréquentielles du champ.	111
Figure IV. 20 : Configuration générale.	113
Figure IV. 21 : Moments magnétiques de chaque dipôle.	114
Figure IV. 22 : Influence de la hauteur de mesure sur les cartographies de champ rayonnées.	115
Figure IV. 23 : Influence de la hauteur de mesure sur les composantes de champ rayonné.	116
Figure IV. 24 : Influence de la hauteur de mesure sur la focalisation.	116
Figure IV. 25 : Influence du nombre d'éléments du MRT : (a) Test 1, (b) Test 2, (c) Test 3.	118
Figure IV. 26 : Influence du nombre de MRT sur la focalisation.	119
Figure IV. 27 : Influence du réseau des sources potentielles : Test 1.	120
Figure IV. 28 : Influence du réseau des sources potentielles : Test 2.	121
Figure IV. 29 : Reconstruction du moment magnétique de chaque dipôle : Test 2.	122
Figure IV. 30 : Influence du réseau des sources potentielles sur la focalisation.	122

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : Comparaison des moyens de mesures expérimentaux.....	13
Tableau III. 1 : Paramètres obtenus pour le dipôle équivalent identifié.	64
Tableau III. 2 : Configuration adoptée.	65
Tableau III. 3 : Paramètres des dipôles prédéfinis et de ceux identifiés par RTEM.	66
Tableau III. 4 : L'échelle d'interprétation de l'outil FSV.	70
Tableau III. 5 : Résultats obtenus pour les moments 1 et 2.	71
Tableau III. 6 : Paramètres identifiés du dipôle équivalent identifié	79
Tableau III. 7 : Paramètres du modèle équivalent obtenu.	84
Tableau III. 8 : Résultats obtenus pour les moments 1 et 2.	86
Tableau IV. 1 Paramètres utilisés pour les AG [10].	91
Tableau IV. 2 Paramètres identifiés en utilisant la méthode inverse fréquentielle basée sur AG.....	94
Tableau IV. 3 Performance des deux méthodes.	96
Tableau IV. 4 Paramètres identifiés en utilisant la méthode inverse temporelle basée sur les AG	97
Tableau IV. 5 Performance de chaque méthode.....	100
Tableau IV. 6 Caractéristiques du convertisseur étudié.	102
Tableau IV. 7 Paramètres de la configuration de la mesure.....	103
Tableau IV. 8 Paramètres du modèle équivalent identifié.	107
Tableau IV. 9 Paramètres du modèle équivalent identifié par la méthode fréquentielle.	112
Tableau IV. 10 Paramètres des sources utilisées.....	113
Tableau IV. 11 Différents hauteurs du MRT (en m) pour les tests effectués.	115
Tableau IV. 12 Influence du nombre d'éléments du MRT.	117
Tableau IV. 13 Influence du nombre des sources potentielles.....	120
Tableau IV. 14 Résultats obtenus dans les cas des tests 1 et 2.	121

Liste des acronymes

AG	Algorithmes Génétique
CEM	Compatibilité électromagnétique
CR	Cavité Réverbérante
CRT	Cavité à Retournement Temporel
D	Dimension
DF	Domaine Fréquentiel
DORT	Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel
DT	Domaine Temporel
EM	Electromagnétique
EST	Equipement Sous Test
FFT	Fast Fourier Transform
FDTD	Finite Difference Time Domain
FETD	Finite Element Time Domain
F	Fréquence
FSV	Feature Selective Validation
GeePs	laboratoire Génie électrique et électronique de Paris
LATIS	Laboratory of Advanced Technology and Intelligent Systems
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MRT	Miroir à Retournement Temporel
PCB	Printed Circuit Board
PWM	Pulse Width Modulation
RT	Retournement Temporel
RTEM	Retournement Temporel électromagnétique
V_{ds}	Tension Drain-Source
μ_0	Perméabilité magnétique du vide
λ	Longueur d'onde

Introduction générale

Depuis quelques années, l'électronique intervient vivement dans notre quotidien, ce qui rend l'industrie de l'électronique un marché en forte demande. En effet, le progrès technique, en croissance exponentielle, a créé un besoin de montée en fréquence, augmentant ainsi la complexité des circuits électroniques et leurs émissions électromagnétiques (EM). Cependant, ces besoins technologiques croissants sont souvent bloqués par des réalités physiques et normatives. En particulier, il est essentiel d'assurer la bonne cohabitation des différents composants électroniques au sein des systèmes embarqués. D'où, la nécessité de maîtriser les contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM), qui est particulièrement un enjeu majeur dans le domaine de la « mobilité électrique ».

Concernant ce dernier point, de nombreuses études en CEM ont montré l'importance de la caractérisation EM des équipements sous test (EST) en évaluant les émissions rayonnées ou bien conduites lorsque le dispositif fonctionne normalement. En effet, lorsque les cahiers des charges exigent des performances électromagnétiques spécifiques, que ce soit en termes de fort gain ou de bande passante, il est nécessaire de fournir des analyses CEM dès la phase de la conception électronique afin de prédire les sources de perturbations, développer des mesures de prévention et améliorer donc la performance et la fiabilité des systèmes. Dans le secteur des transports automobiles et compte-tenu de l'électrification croissante des véhicules, la multiplication des sources de perturbations embarquées dans les systèmes de l'électronique de puissance est devenue une problématique de recherche ayant un grand intérêt dans la communauté CEM.

Dans ce contexte, l'étude des phénomènes rayonnés des systèmes électroniques nécessite d'avoir des outils et des modèles permettant la simulation et l'investigation détaillées des émissions EM. C'est pourquoi la technique de mesure en « champ proche » est devenue un outil incontournable dans le diagnostic CEM. Cependant, la modélisation et la simulation des comportements EM est limitée par les performances des machines de calculs et la complexité des EST. C'est dans ce sens que la méthode inverse EM basée sur la technique de champ proche s'est progressivement installée, permettant ainsi de fournir une alternative efficace pour la prédiction et l'identification des sources de

rayonnement. La plupart des travaux qui ont exploité cette méthode ont été réalisés dans le domaine fréquentiel afin de caractériser et analyser l'EST à une fréquence donnée, particulièrement pour l'étude des convertisseurs de puissance qui émettent des signaux transitoires où le spectre du rayonnement EM s'étale sur une large bande de fréquences. Toutefois, une analyse fréquentielle reste insuffisante pour la plupart des études de compatibilité électromagnétique car d'une part de nombreuses perturbations émises par les systèmes de l'électronique de puissance qui fonctionnent à des fréquences élevées ont des gradients de courants et de tensions très importants, et d'autre part certaines sources en CEM provoquent des émissions de différentes formes et de nature non sinusoïdale. Dans ce cadre, la méthode inverse EM a été développée dans le domaine temporel en se basant sur les algorithmes génétiques, mais cette solution, qui revient à faire un calcul stochastique assez important, reste restreinte en termes de temps de simulation et de précision.

Le travail présenté dans cette thèse propose d'appliquer la technique de retournement temporel (RT) pour l'identification des sources de perturbations. En effet, dans la littérature, cette technique, initialement développées dans un contexte acoustique, est en plein essor ces dernières années dans le domaine de l'électromagnétisme. À ce jour, les applications du RT en électromagnétisme sont nombreuses et concernent de multiples domaines, tels que les télécommunications, l'imagerie médicale, le contrôle non-destructif ou encore la domotique.

Dans cette thèse, nous nous intéressons à l'exploitation de la technique de retournement temporel dans le domaine temporel pour la mise en œuvre d'un modèle CEM en mode rayonné permettant l'identification des sources de perturbations électromagnétiques en champ proche. Notre travail s'appuie sur la caractérisation temporelle des émissions électromagnétiques générées par un dispositif électronique, en utilisant la technique de retournement temporel, sur la base d'une représentation en termes de dipôles magnétiques équivalents. L'approche temporelle proposée a pour avantage de déterminer les coordonnées, l'orientation et le moment des dipôles équivalents, permettant ainsi d'obtenir un modèle comportemental qui rend compte des sources réellement présentes dans le dispositif.

Ce travail de recherche est le fruit d'une convention de cotutelle entre l'Ecole Nationale des Ingénieurs de Sousse (ENISo), relevant de l'Université de Sousse (Tunisie), et l'Université de Paris Saclay (France). La présente étude est réalisée au sein du laboratoire de recherche Laboratory of Advanced Technology and Intelligent Systems (LATIS) à l'ENISo du côté tunisien et le laboratoire Génie électrique et électronique de Paris (GeePs) du côté français. Les deux équipes possèdent une

dizaine d'années d'expérience dans le domaine du « champ proche » et de ses connexions avec le diagnostic CEM des systèmes. Elles ont toutes les deux travaillé à la fois sur les aspects méthodologiques et expérimentaux, particulièrement dans le domaine de l'électronique de puissance.

Plan du manuscrit

Le présent manuscrit est organisé en quatre chapitres :

Le **premier chapitre** décrit la présentation du contexte général et de la problématique à laquelle se rattachent les travaux de cette thèse. Essentiellement, nous présentons l'état de l'art de la compatibilité électromagnétique et des différentes techniques de modélisation EM. En particulier, nous nous intéressons à la présentation de la mesure en champ proche. Il s'agit d'exposer principalement l'intérêt d'utilisation de la technique de mesure en champ proche et poser le problème de synchronisme de la mesure dans le domaine temporel. Ensuite, la méthode inverse électromagnétique portant sur l'identification des sources de perturbations EM qui apparaissent lors des émissions rayonnées magnétiques est présentée dans les domaines fréquentiel et temporel. Enfin, le chapitre est clôturé par un bref rappel sur le cadre général et les objectifs de la présente étude.

Dans un **second chapitre**, nous présentons la mise en œuvre de la méthode inverse temporelle basée sur la technique de retournement temporel électromagnétique. Ainsi, nous faisons un bref survol de l'historique de la technique de retournement temporel et de son domaine d'application. D'une part, nous exposons le cadre théorique de ce processus dans le domaine fréquentiel. D'autre part, nous nous intéressons à la mise en équations de cette technique dans le domaine temporel. Enfin, l'algorithme général de la méthode proposée est donné et appliqué directement sur un cas simple pour identifier les sources de rayonnement en se basant sur la technique du champ proche.

Le **troisième chapitre** porte sur l'exploitation de la méthode inverse temporelle basée sur le retournement temporel électromagnétique pour des structures qui émettent des signaux transitoires. Une première partie s'intéresse à l'application de la méthode proposée en se basant sur des cartographies de champs EM calculées au-dessus de structures simples et dont la validation est réalisée par l'outil FSV (Feature Selective Validation). La deuxième partie présente l'exploitation de la méthode proposée en

se basant sur des mesures expérimentales au-dessus de structures réelles simples et en utilisant un signal d'excitation soigneusement choisi pour contenir plusieurs fréquences.

Le **quatrième chapitre** est consacré à la validation expérimentale de la méthode proposée. Dans un premier temps, nous présentons une étude comparative entre la méthode proposée dans ce mémoire et la méthode inverse EM basée sur les algorithmes génétiques dans les deux domaines fréquentiel et temporel. Cette étude a permis d'évaluer la performance de ces deux approches et de montrer l'efficacité de la méthode inverse temporelle basée sur le retournement temporel électromagnétique. Dans un deuxième temps, une application expérimentale de la méthode proposée sur un circuit de l'électronique de puissance est réalisée. Il s'agit d'un convertisseur du commerce de type AC/DC. Ensuite, nous présentons une étude paramétrique qui permet de bien choisir les paramètres de configuration impliqués dans la mesure des émissions rayonnées en champ proche.

Les **conclusions** de ces travaux de thèse ainsi que les différentes perspectives qui en découlent sont exposées dans la conclusion générale.

Chapitre 1:

CEM et champ proche : Etat de l'art

I. 1. Introduction

Ces dernières années, nous avons vécu une explosion des moyens de communication et d'utilisation des équipements électroniques, ce qui conduit à une pollution électromagnétique avec des ondes omniprésentes dans l'environnement et ayant un large spectre. C'est pourquoi, la communauté de la compatibilité électromagnétique (CEM) et les acteurs de l'industrie électronique exigent l'étude et la vérification normative de tout circuit électronique et de ses interférences pouvant être néfastes au fonctionnement normal de tout système et celui des équipements voisins. Dans cette optique, il est devenu essentiel de prédire le comportement rayonné des systèmes électroniques afin, par exemple, de maîtriser au mieux les emplacements des composants électroniques dès la phase de la conception.

Ce premier chapitre a pour objectif d'exposer les principales théories et notions de la compatibilité électromagnétique qui vont intervenir tout au long de ce manuscrit et de présenter le cadre général de la thèse. D'abord, nous commençons par dresser l'état de l'art sur les caractéristiques et les concepts relatifs à la maîtrise des perturbations électromagnétiques. Une des plus importantes techniques utilisées en CEM est la mesure en champ proche qui apporte de nombreux atouts pour la caractérisation des sources d'émissions. Nous présentons alors le banc champ proche temporel utilisé pour l'acquisition des mesures au voisinage de la structure étudiée. Il apparaît qu'un certain nombre de questions ont été soulevées dans la littérature lors de la modélisation électromagnétique pour traiter l'aspect transitoire des émissions EM. Ainsi, nous nous sommes investis dans cette thèse, pour apporter des réponses aux émissions EM dans le domaine temporel. A cet égard, nous faisons le point sur l'élaboration de la méthode inverse électromagnétique en champ proche, son intérêt et sa mise en œuvre dans les deux domaines fréquentiel et temporel. Finalement, nous présentons les problématiques posées dans cette thèse, ainsi que les principaux objectifs identifiés.

I. 2. La compatibilité électromagnétique

Les instances de normalisation, à savoir la CEI (Commission électrotechnique internationale) et le CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) [1], définissent la compatibilité électromagnétique (CEM) par la capacité d'un dispositif électronique à fonctionner d'une manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique (EM), sans introduire lui-même de perturbations EM pouvant créer des troubles susceptibles de gêner le bon fonctionnement des systèmes

électroniques situés dans son voisinage. Cette partie a pour but d'exposer les principes de base de la discipline de la CEM.

I. 2. 1. Introduction à la CEM

La CEM est le fait d'assurer la cohabitation des équipements et leur permettant de supporter mutuellement leurs effets électromagnétiques [1, 2]. Ces dernières années, plusieurs aspects se sont conjugués pour renforcer l'importance de la maîtrise de la discipline CEM. Dans de nombreux secteurs d'activités, du domaine de transport : aussi bien dans le monde aéronautique, ferroviaire ou automobile, la validation de la compatibilité électromagnétique de tout système est effectuée conformément à un référentiel normatif bien défini. Généralement, des standards et des spécifications techniques qui prescrivent les méthodes de mesures et les valeurs limites sont élaborés par les comités de normalisations pour imposer un code de bonne conduite dans la gestion de l'environnement EM. En industrie automobile, où la part de l'électronique embarquée est de plus en plus forte et les effets d'un dysfonctionnement d'un équipement peuvent être aigus, la prise en compte des normes CEM aux différentes phases de production permet d'améliorer le niveau de sécurité et avoir une marge de comptabilité suffisante entre les caractéristiques du produit et les conditions de son environnement. Le volet CEM a pu trouver sa place, par exemple, dans le journal officiel des communautés européennes (JOCE) à travers des normes génériques relatives à des tests d'émissivité et d'immunité. En effet, la problématique CEM se décompose en trois éléments, dont le premier est la source de perturbation (émetteur), le deuxième est l'élément victime (récepteur) et le dernier est le mode de couplage. Le schéma expliquant cette problématique est illustré dans la figure I.1.

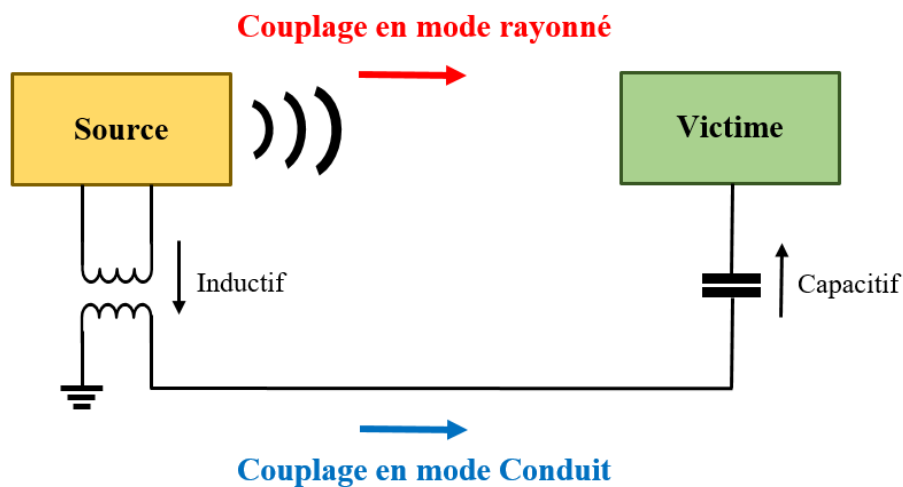


Figure I. 1 - Décomposition de la problématique CEM

En réalité, la perturbation électromagnétique se manifeste par l'apparition d'un signal indésirable qui s'ajoute au signal électrique utile. C'est ce signal importun qui peut nuire au bon fonctionnement d'un équipement électronique [2]. C'est pourquoi, la réduction des émissions électromagnétiques est devenue essentielle pour assurer au mieux la bonne conformité des systèmes avec les réglementations en vigueur [3]. En effet, comme son nom l'indique, le champ électromagnétique est formé par une composante électrique et d'une autre composante magnétique. Lors d'une analyse CEM, il est essentiel d'évaluer ces deux composantes indépendamment, ainsi une protection contre chaque grandeur est différente l'une de l'autre. Généralement, nous trouvons plusieurs solutions proposées pour éviter les interférences EM, parmi lesquels la maîtrise des phénomènes de couplage entre la source de perturbation et la victime [3, 4].

I. 2. 2. Mode de couplage

Le couplage (électrique ou magnétique) est le transfert d'énergie entre deux éléments d'un système, que ce soit d'une manière désirée ou non. En particulier en CEM, il s'agit du passage des perturbations EM à partir de la source émettrice vers la victime [4]. Ces perturbations se divisent en deux types qui sont le couplage en mode conduit et en mode rayonné (figure I.1). En effet, le mode conduit représente les perturbations qui se propagent à travers les liaisons physiques reliant la source de perturbation et les circuits perturbés (tel que les câbles électriques et les supports), alors que le mode rayonné se réfère aux émissions qui se propagent directement dans l'air sous forme d'ondes EM [2].

I. 2. 2. a. Mode conduit

Les perturbations conduites sont des images des gradients de tension ($\frac{dv}{dt}$) et de courant ($\frac{di}{dt}$) assez importants qui se propagent durant le fonctionnement des systèmes à travers les voies de propagation avec une liaison physique. Ce type des émissions affecte le contenu spectral des signaux utiles en occupant une grande plage fréquentielle [9 kHz - 30 MHz]. Dans cette catégorie de mode conduit, nous trouvons la propagation en mode différentiel ou en mode commun. Pratiquement, le mode différentiel est la façon habituelle de la transmission des signaux électriques. En effet, le courant de mode différentiel (MD) se propage sur l'un des conducteurs et revient ensuite par les autres conducteurs. Par contre, le courant de mode commun (MC) se propage sur tous les conducteurs électriques dans le même sens et revient principalement par la masse. En revanche, c'est en mode commun que les perturbations EM se couplent principalement sur les câbles électriques. Dans la littérature, un certain nombre de travaux ont été réalisés pour étudier les perturbations conduites dans les équipements électriques [4, 5,

6]. En particulier en électronique de puissance, des études des perturbations conduites ont été présentées sur des applications impliquant des convertisseurs statiques [5, 6].

I. 2. 2. b. Mode rayonné

Les émissions rayonnées sont des phénomènes plutôt haute fréquences représentant les ondes EM qui se propagent dans l'air, figure I.1. En fait, à partir de quelques mégahertz, nous admettons que les perturbations EM se propagent principalement en mode rayonné. Il existe différentes sources d'émission, que ce soit permanentes (à une fréquence fixe) ou bien transitoires (avec une large bande de fréquences), telles que les alimentations à découpage utilisées dans les systèmes de l'électronique de puissance [7, 8].

En règle générale, dans la catégorie de couplage en mode rayonné, les perturbations EM sont véhiculées dans le milieu ambiant par différents types de couplage tel que le couplage inductif et le couplage capacitif. En effet, dans le premier cas, la variation rapide de courant dans un conducteur électrique permet de produire une tension induite et créer un champ EM rayonné pouvant à même perturber les systèmes voisins. Dans le deuxième cas, il est important de rappeler que l'aspect capacitif a toujours existé entre les conducteurs électriques. Cette capacité parasite est parcourue par un courant électrique généré par la différence de potentiel entre les conducteurs en question et sa valeur est proportionnelle à la distance qui les sépare [8].

Les phénomènes propagés sont généralement décrits par des outils théoriques et expérimentaux bien définis dans la littérature tels que les équations de Maxwell (Annexe 1) [9, 2]. Cependant, l'évaluation du champ électromagnétique généré par un dispositif électronique n'est pas triviale car chaque système contient souvent de multiples sources qui contribuent au rayonnement EM. Pour cela, les perturbations rayonnées représentent un domaine important qui nécessite des recherches approfondies, plus spécifiquement en ce qui concerne la caractérisation des sources de perturbations EM pouvant affecter le comportement normal des systèmes électroniques. En effet, tout conducteur électrique parcouru par un courant rayonne un champ magnétique. Lorsque ce conducteur formant une boucle de surface S est traversé par le champ magnétique H , une variation du champ H peut induire une force électromotrice (*f.e.m.*) dans la boucle entraînant ainsi la circulation d'un courant perturbateur dans le circuit lorsque cette boucle est fermée. La perturbation est proportionnelle à la surface de la boucle et à la variation $\frac{dH}{dt}$. Par conséquent, cette perturbation devient assez importante lors des phénomènes transitoires ainsi que lorsque la surface de boucle est importante.

Dans la présente étude, nous nous intéressons particulièrement à la maîtrise des émissions rayonnées des systèmes de l'électronique de puissance qui comportent des commutations rapides. Pour ce faire, il est essentiel de choisir la zone de rayonnement qui nous convient et dont nous distinguons essentiellement deux zones : le champ lointain et le champ proche.

I. 3. Technique de mesure

L'intensité des émissions électromagnétique rayonnées dépend principalement de sa nature, de la fréquence de fonctionnement et surtout de la distance par rapport à la source de perturbation. En effet, en un point d'observation situé à une distance par rapport à la source qui est inférieur à $\frac{\lambda}{2\pi}$ (λ étant la longueur d'onde), le champ EM dépend essentiellement des caractéristiques de la source de perturbation, cette zone est appelée «zone de champ proche ». Dans le cas contraire, le champ dépend plutôt des différentes caractéristiques du milieu de propagation, c'est alors la «zone de champ lointain». En somme, la définition de la zone de rayonnement et la nature des perturbations sont liées à la longueur d'onde EM qui est définie comme le rapport entre la vitesse de la propagation de l'onde EM (soit la vitesse de la lumière pour le vide) et la fréquence des signaux ($\lambda = \frac{c}{f}$).

En effet, la notion de champ proche ou lointain revient à évaluer l'impédance Z de l'onde EM. Par définition, cette impédance représente le rapport entre l'intensité du champ électrique et l'intensité du champ magnétique, reliant ainsi les deux grandeurs. Pour résumer, les émissions du champ électrique E (V/m) sont engendrées par un circuit électrique de haute impédance qui est soumis à une différence de potentiel élevée v . Par contre, les émissions du champ magnétique H (A/m) sont générées par un circuit électrique de basse impédance parcouru par un courant i . En particulier en champ proche, l'impédance de l'onde n'est pas constante, nous avons deux types de sources : une source à prédominance électrique et une source à prédominance magnétique. Pour évaluer l'impédance de chaque type de source, la figure I.2 présente la courbe de l'impédance Z de l'onde EM permettant ainsi de distinguer les zones de rayonnement en fonction de la longueur d'onde et les caractéristiques du champ rayonné en fonction de l'inverse de la distance par rapport à la source. Lorsque la source est de haute impédance (un dipôle électrique ; une antenne fouet par exemple), la tension est élevée et le courant est faible, nous avons donc une prédominance électrique. Par contre, lorsque la source est de faible impédance (un dipôle magnétique ; une boucle par exemple), la tension est faible et le courant est élevé, c'est le cas d'une prédominance magnétique. La figure I.2 résume ces différents aspects.

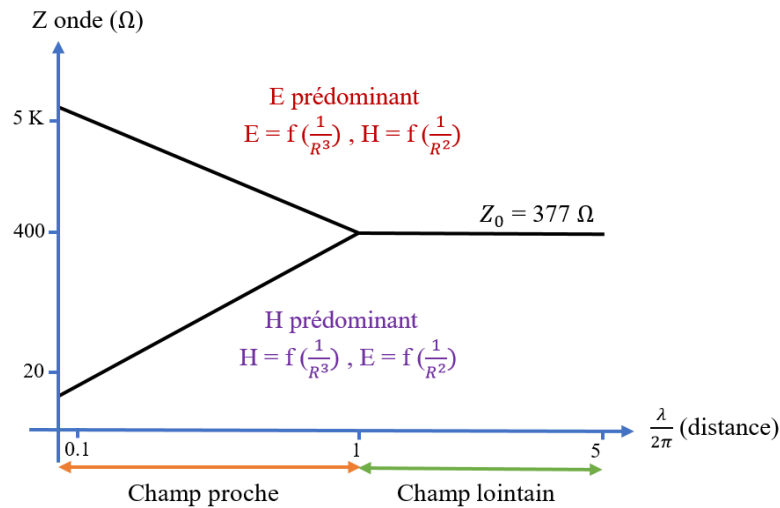


Figure I. 2 – Notions de champ proche et de champ lointain.

I. 3. 1. Intérêt de la mesure en champ proche

La caractérisation des structures rayonnantes, notamment la détermination de la géométrie de la source d'émission et le courant qui la parcourt, nécessite une mesure champ proche pour fournir des renseignements sur les sources de perturbations qui disparaissent généralement en s'éloignant du dispositif. En effet, la zone de champ proche correspond au voisinage immédiat entourant la source de perturbation où l'onde plane émise n'est pas encore formée et le champ EM est de forte amplitude et qui décroît rapidement avec l'augmentation de la distance par rapport à la source d'émission. Ainsi, les mesures en champ proche permettent d'évaluer les émissions rayonnées et d'exploiter les cartographies des champs électromagnétiques pour identifier les zones à champ fort [4, 5] [7, 8].

En effet, à une distance assez faible de la source d'émission, la mesure du champ EM est caractérisée par un rapport signal/bruit très important. Pour cela, la technique de mesure en champ proche est de plus en plus adaptée dans les applications CEM, permettant ainsi d'identifier précisément les sources de perturbations EM, ce qui n'est pas évident en utilisant les autres méthodes. De plus, comparée aux techniques classiques de mesure des perturbations EM rayonnées [10] : tel que les mesures sur site ouvert (Open Area Test Site, OATS en anglais), les essais en cellules TEM/GTEM, dans une chambre à brassage de mode ou une chambre anéchoïque; la mesure en champ proche présente des avantages particulièrement intéressants en termes de coût, de précision et de plage d'application car cette technique est moins dépendante des conditions de test. Un tableau synthétique des principaux avantages et inconvénients des différents moyens de mesures expérimentaux adaptés pour le traitement de problème CEM en mode rayonné est donné ci-dessous :

Moyens de mesures	Avantages	Inconvénients
<p>Mesures en espace libre</p> 	<ul style="list-style-type: none"> + Fréquence : 30 MHz - 1 GHz + Se débarrasser des champs réfléchis. + Différentes polarisations et diverses distances. + Mesure sans avoir à disposer d'un équipement confiné. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dépendance aux conditions météo. - Site étendu où les perturbations extérieures restent tolérables. - Déplacements mécaniques entre chaque mesure pour réorienter les antennes. - Mesure confidentielle.
<p>Cellule TEM</p> 	<ul style="list-style-type: none"> + Fréquence : 1 MHz - 1 GHz + Cout faible et espace réduit. + Puissance injectée modérée. 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible couplage. - Taille maximale de l'EST dépend des dimensions de la cellule.
<p>Cellule GTEM</p> 	<ul style="list-style-type: none"> + Fréquence : 1 MHz - 18 GHz + Cout faible et espace réduit. + Puissance injectée modérée. + Bande de fréquences importante. 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible couplage. - Nécessite parfois des besoins spécifiques au niveau du circuit imprimé.
<p>Chambre à brassage de mode</p> 	<ul style="list-style-type: none"> + Fréquence : ≥ 100 MHz + Rapidité et reproductibilité. + Champ importants pour des puissances injectées modérées. + Milieu à propagation complexe. 	<ul style="list-style-type: none"> - Fréquence : < 100 MHz - Signaux pulsés non utilisables.
<p>Chambre anéchoïque</p> 	<ul style="list-style-type: none"> + Fréquence : ≥ 30 MHz + Milieu isolé. + Equipées par des absorbants pour éviter les réflexions des ondes EM. 	<ul style="list-style-type: none"> - Déplacements mécaniques (différents angles / fréquences). - Temps de mesure important. - Cout financier.

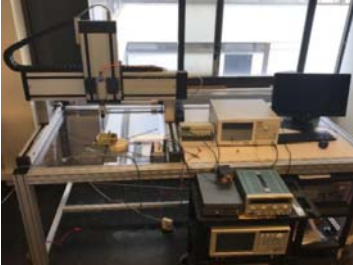
	+ Moins de dépendance aux conditions de tests.	- Espace occupé assez grand pour loger une mesure en champ lointain.
<p>Banc champ proche</p> 	<ul style="list-style-type: none"> + Fréquence : 150 kHz – 300 MHz + Localisation des sources de perturbations. + Possibilité d'estimer le champ lointain à partir du proche. + Mesurer toutes les composantes. + Déplacement automatique de la sonde de mesure. + Moins de dépendance aux conditions de tests. 	- Faible couplage

Tableau I. 1 : Comparaison des moyens de mesures expérimentaux.

Dans notre travail, la mesure de rayonnement EM au voisinage d'un dispositif électronique sous test est effectuée en utilisant un banc champ proche, permettant généralement : d'identifier les sources de perturbations EM, d'extraire les modèles équivalents de son rayonnement, de valider les modèles issus de la simulation numérique ou analytique, de déduire les valeurs de champ en différentes zones de l'espace et de caractériser les fuites électromagnétiques de blindage.

I. 3. 2. Banc de mesure en champ proche

La mesure en champ proche est une technique de mesure efficace et qui a énormément évolué ces dernières années au sein de la communauté de la CEM [10, 11]. Cette technique permet de caractériser les différents composants d'un système électronique (composants passifs et actifs, carte de puissance, moteur électrique, etc...). En effet, un banc champ proche permet de faire le diagnostic CEM en émission et en immunité et de mesurer le rayonnement électromagnétique au plus proche d'un dispositif électronique. Il s'agit d'établir des cartographies du champ (électrique ou bien magnétique) au-dessus de la surface du système étudié. Une telle cartographie est une représentation matricielle du champ EM mesuré à chaque point au-dessus du dispositif sous test en utilisant le banc champ proche

et elle est caractérisée par les dimensions de la surface de mesure selon l'axe x et l'axe y (a et b), le pas de mesure selon l'axe x et l'axe y (Δx et Δy) et la hauteur (h), figure I.3.

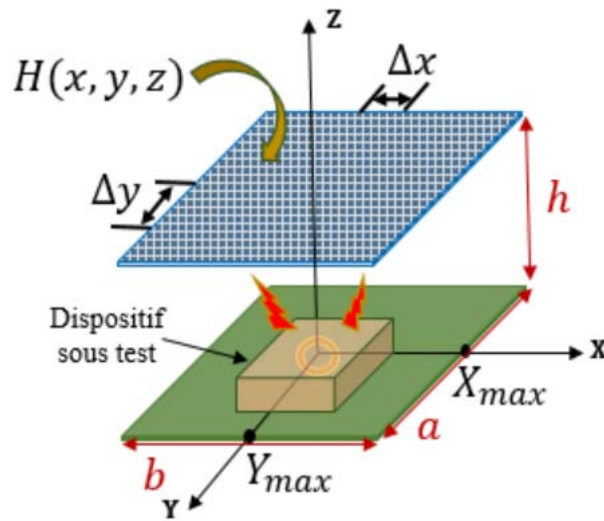


Figure I. 3 – Obtention d'une cartographie de mesure en champ proche.

Les deux laboratoires LATIS et GeePs disposent chacun d'un banc de mesure champ proche. Celui de l'équipe CEM du LATIS [12] est un banc semi-automatique alors que le laboratoire GeePs [13] possède un banc automatique contenant un robot à 4 axes (un axe de rotation et 3 axes de translation) qui se déplace au-dessus du dispositif sous test. Le principe de la mesure consiste à réaliser des cartographies du champ en utilisant un balayage avec une sonde de mesure (scan). Le banc champ proche du GeePs est un banc qui réalise des mesures à travers un analyseur de réseau ou un analyseur de spectre (utilisé dans le domaine fréquentiel) [14]. Un PC fait l'acquisition des données obtenues par la mesure. Pour améliorer la sensibilité des mesures, un amplificateur à faible bruit est connecté à la sortie de la sonde utilisée. Le banc champ proche du laboratoire LATIS est un banc qui fait des mesures en utilisant un oscilloscope à haute précision (utilisé dans le domaine temporel ou fréquentiel) [12]. La figure I.4 représente le banc champ proche que possède chaque laboratoire.

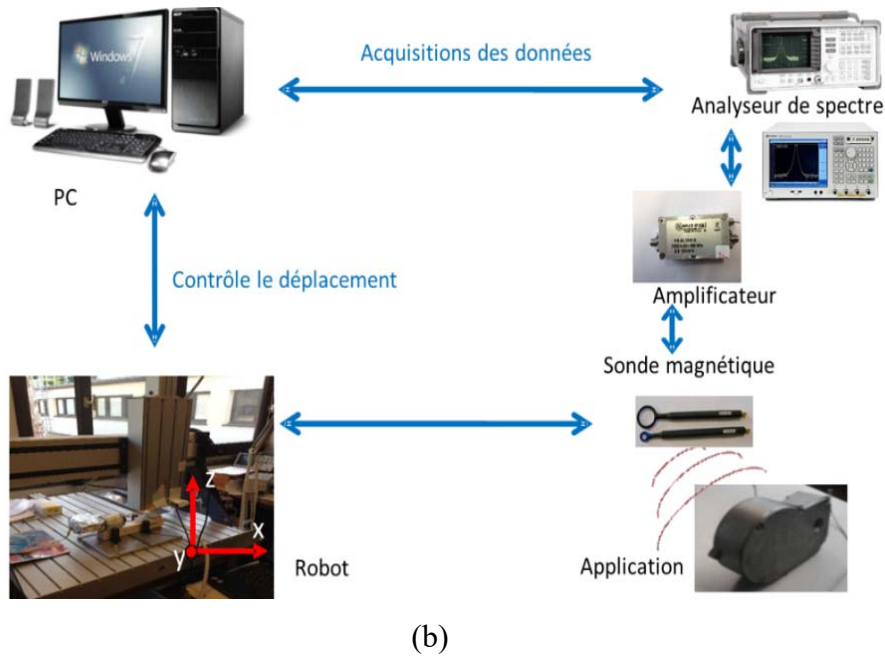
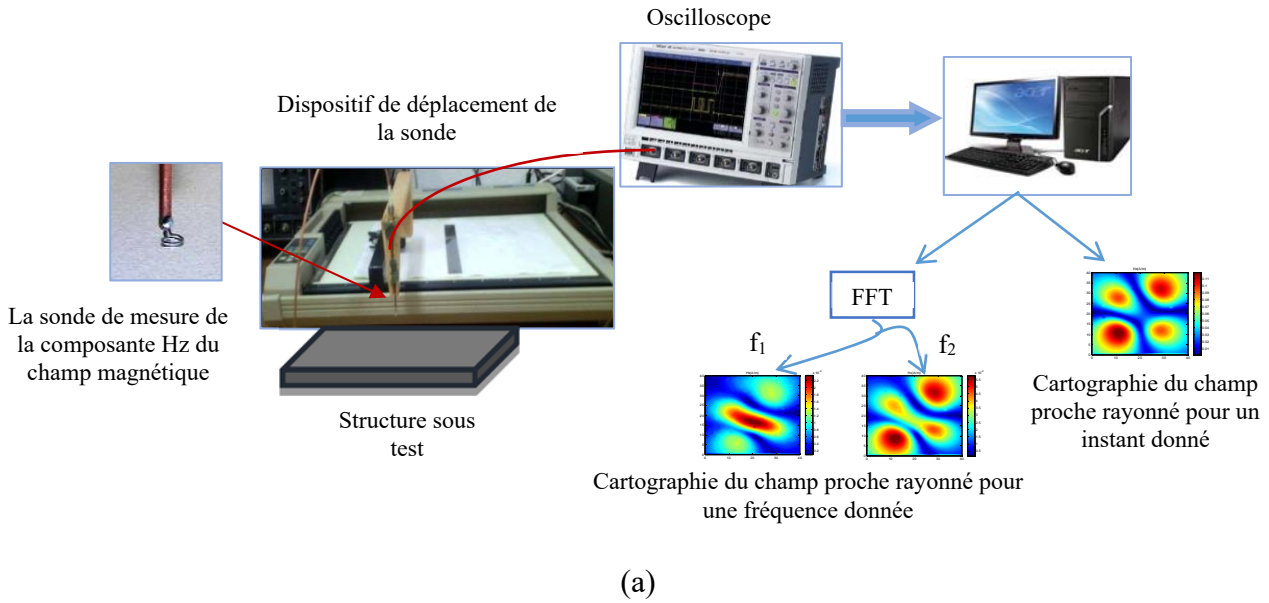


Figure I. 4 : (a) Banc champ proche du LATIS [12], (b) Chaîne de mesure du GeePs [13].

I. 3. 2. a. Principe de mesure dans le domaine fréquentiel

La technique de mesure en champ proche a été amplement développée dans le domaine fréquentiel. Nous trouvons dans la littérature plusieurs études qui portent sur la mesure champ proche dans le domaine fréquentiel [11, 14, 15]. Cette technique de mesure consiste à déplacer une sonde en zone proche de l'EST pour récupérer le champ électromagnétique rayonné à une fréquence donnée. Dans ce cas, les cartographies du champ EM sont obtenues en faisant un balayage de la sonde au-dessus de la surface de la structure étudiée à une fréquence de fonctionnement de système.

L'acquisition du champ EM est effectuée en utilisant des instruments de mesure fréquentiels à savoir l'analyseur de spectre ou l'analyseur de réseau. Pour améliorer le rapport signal sur bruit, un amplificateur à faible bruit peut être également utilisé. Le pôle 'Electronique' du laboratoire GeePs vient d'acquérir un nouveau banc champ proche avec tout l'ensemble des équipements associés. Une présentation détaillée de ce banc et de la chaîne de mesure est donnée dans [14]. Le banc de mesure champ proche au GeePs est illustré dans la figure suivante :

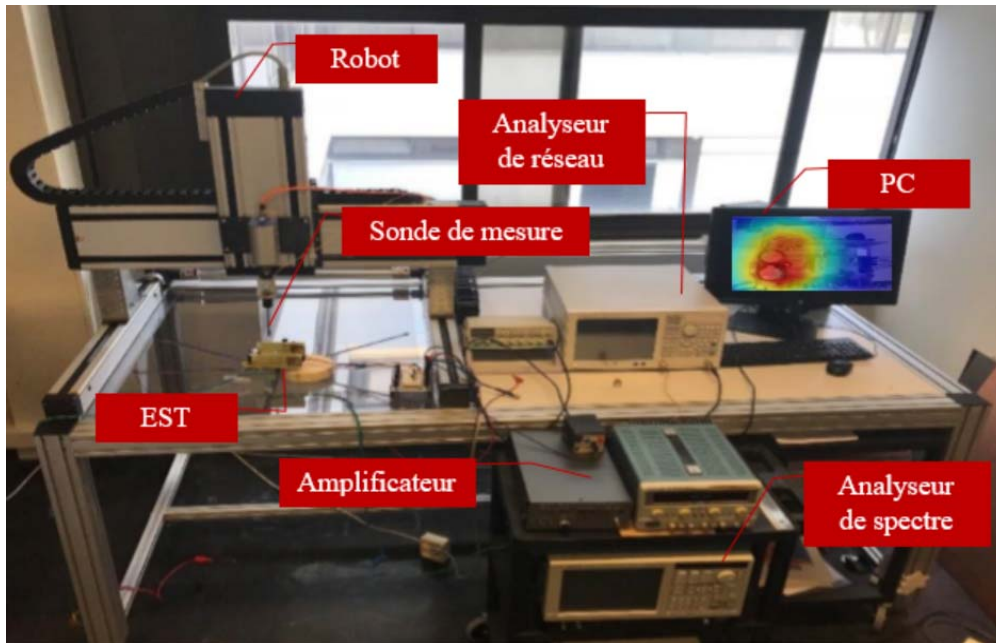


Figure I. 5 : Banc de mesure champ proche au GeePs.

En réalité, les méthodes de mesure des champs rayonnés dans le domaine fréquentiel restent insuffisantes vu leur incapacité à montrer les phénomènes transitoires qui s'étalent à une large bande de fréquence, particulièrement dans le cas des systèmes électroniques qui fonctionnent à une vitesse de commutation élevée. De plus, il s'agit donc d'une mesure relativement longue car cela nécessite la répétition du même test pour plusieurs fréquences. Par conséquent, quelques nouvelles techniques de mesure sont proposées dans le domaine temporel.

I. 3. 2. b. Principe de mesure champ proche dans le domaine temporel

La mesure champ proche nous permet de caractériser les composants les plus perturbants de la carte électronique qui émettent généralement des signaux transitoires à large bande de fréquence. D'où, le passage vers l'utilisation de la technique de mesure champ proche dans le domaine temporel. En effet, les outils de mesure temporels tels que les oscilloscopes de haute précision sont intégrés dans la

chaîne de mesure pour remplacer les instruments de mesure fréquentiels permettant ainsi la visualisation et l'enregistrement des signaux mesurés par la sonde durant la période de test à chaque point de mesure. Ainsi, les cartographies de champ rayonné sont obtenues à chaque instant. En se basant sur la mesure temporelle du champ rayonné, le passage vers le domaine fréquentiel reste toujours possible et est effectué en appliquant la Transformée de Fourier Rapide (FFT) à chaque signal enregistré. Par conséquent, la mesure champ proche en temporel permet d'obtenir des cartographies de champ à la fois pour une fréquence donnée ou bien à un instant précis. Peu de contributions ont été présentées dans la littérature pour réaliser une mesure champ proche dans le domaine temporel [12, 16, 17].

Au LATIS, un oscilloscope de type 'LecroyWaveRunner 104XI' ayant une large bande passante (jusqu'à 1 GHz) et un taux d'échantillonnage maximal de 10 GS/s est utilisé comme instrument de mesure. Une sonde de champ magnétique est connectée à cet oscilloscope à travers un câble coaxial blindé d'une impédance 50 Ω . De plus, pour assurer la synchronisation de la mesure du champ, un signal de référence est employé pour déclencher l'acquisition de la mesure. Lorsque le signal de synchronisation est détecté, le champ capté en temps réel est enregistré. La figure I-6 illustre le principe de la mesure du champ proche dans le domaine temporel.

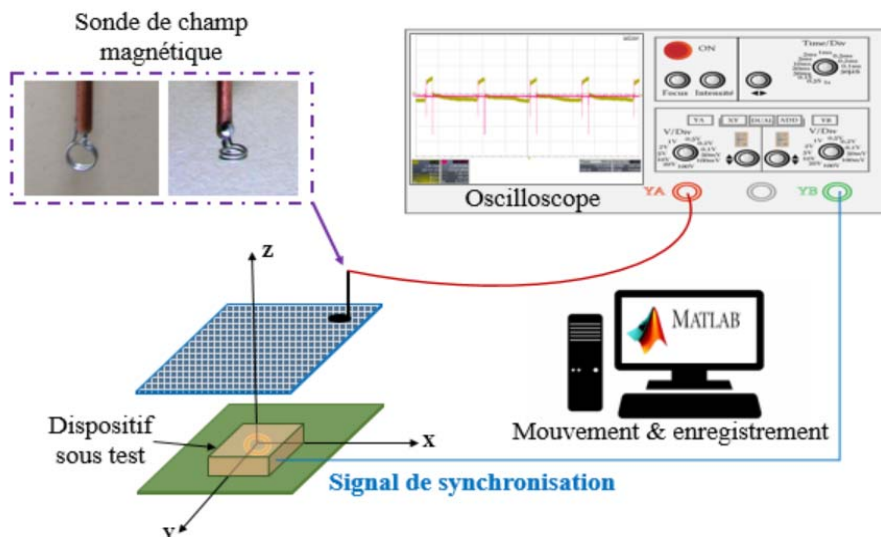


Figure I. 6 : Chaîne de mesure dans le domaine temporel [12].

Dans le cadre de cette thèse, nous avons exploité le principe de la mesure champ proche adopté au sein du laboratoire LATIS pour la mise en place d'une mesure de champ proche temporelle au laboratoire GeePs. Il s'agit d'un banc de mesure automatique qui permet de balayer la surface du scan et de capter le champ à chaque position de la sonde de champ magnétique en respectant le signal de synchronisation, figure I-7. L'acquisition du champ depuis l'oscilloscope 'Lecroy wavesurfer 3034'

nécessite le paramétrage de l'appareil de mesure, ainsi que la carte réseau de l'ordinateur pour la rendre communicante avec l'oscilloscope (car la connexion entre ces derniers est réalisée via un câble Ethernet). Les scripts permettant le déplacement de la sonde et l'enregistrement du champ sont programmés avec le langage de programmation de matériel SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments). En utilisant un banc de mesure temporel, il s'agit d'une mesure relativement courte car elle nécessite un seul balayage de la surface de mesure pour l'obtention d'une cartographie du champ (une estimation de temps de mesure pour un cas de test est donnée dans le chapitre 3). De plus, sous réserve des mêmes conditions de test (même configuration) et grâce à l'acquisition synchrone du champ EM, il s'agit d'une méthode de mesure répétable. La dynamique de déplacement du banc est de (540 mm × 500 mm × 250 mm), avec une résolution spatiale de 12 μm.

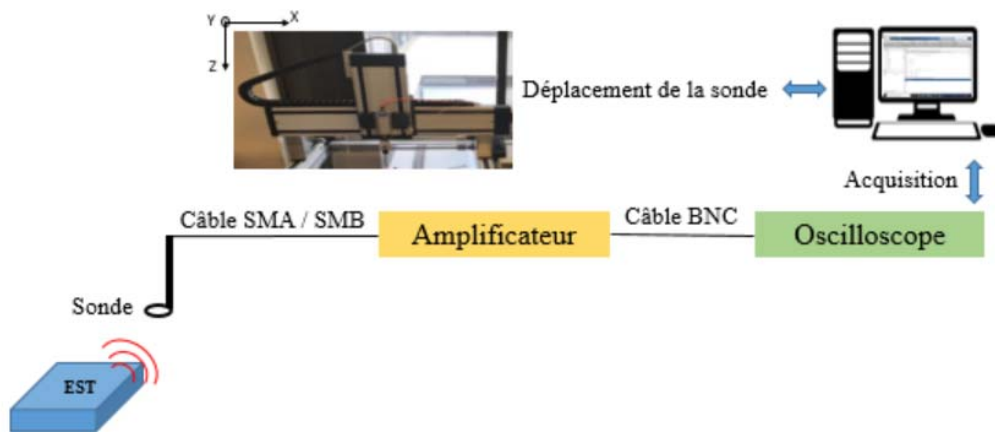


Figure I. 7 : Banc de mesure champ proche temporel [13].

I. 3. 2. c. Sondes de mesure de champ magnétique

Généralement, il existe deux types de sondes de mesure susceptibles de détecter les composantes du champ magnétique ou du champ électrique : les sondes magnétiques et les sondes électriques. Dans ce travail, nous nous intéressons à l'étude des dispositifs de l'électronique de puissance qui ont une prédominance magnétique. Ce type de circuits de courants forts provoque de fortes variations qui génèrent généralement un rayonnement perturbateur de type magnétique. C'est pourquoi, nous n'utiliserons dans notre étude que des sondes magnétiques. Une sonde de champ magnétique est une boucle (spire) qui génère une tension à ses bornes, lorsqu'elle intercepte un flux magnétique variable (loi de Faraday-Lenz). Donc, pour une boucle conductrice de rayon R plongée dans une induction magnétique $B(t)$ orientée selon l'axe z , la différence de potentiel induite dans la boucle de la sonde de mesure par l'induction magnétique est calculée en utilisant les équations suivantes :

$$V_t = \oint \frac{\partial B}{\partial t} dS \quad \text{Eq I-1}$$

$$V = j \omega B S \quad \text{Eq I-2}$$

avec $B = \mu_0 H$

L'équation (Eq I-2) peut alors s'écrire sous la forme :

$$V = j \omega \mu_0 H S \quad \text{Eq I-3}$$

Par conséquent, le champ magnétique au centre de la sonde de mesure est donné par :

$$H(f) = V / (2 \pi \mu_0 f S) \quad \text{Eq I-4}$$

où V est la tension mesurée aux bornes de la sonde, $S = \pi r^2$ est la surface de la sonde de mesure de rayon r , $\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ est la perméabilité de l'espace libre, et f est la fréquence du rayonnement.

Pour déterminer le champ magnétique mesuré par la sonde dans le domaine temporel $H(t)$, la différence de potentiel induite dans la sonde du champ magnétique est donnée par :

$$V(t) = - \oint \mu_0 \frac{\partial H(t)}{\partial t} \vec{n} d\vec{S} \quad \text{Eq I-5}$$

où \vec{n} est la normale à la surface de la boucle.

En effet, la surface de la boucle de la sonde est considérée suffisamment petite, nous avons alors supposé que le champ magnétique est constant sur toute la surface S de la boucle. Par conséquent, l'équation I-5 devient :

$$V(t) = - \mu_0 S \frac{\partial H(t)}{\partial t} \quad \text{Eq I-6}$$

Par conséquent, le champ magnétique $H(t)$ est exprimé en fonction de la tension mesurée par :

$$H(t) = - \frac{1}{\mu_0 S} \int_0^t V(t) dt \quad \text{Eq I-7}$$

Pour réaliser ce calcul, en analyse numérique, nous trouvons plusieurs méthodes d'intégration, parmi lesquelles nous choisissons la méthode des trapèzes qui permet d'estimer la valeur numérique de l'intégrale définie sur un domaine précis pour une fonction donnée. L'approximation de la valeur totale de l'intégrale sur l'intervalle $[t_0, t_N]$, divisée en N intervalles, est exprimée comme suit :

$$\int_{t_0}^{t_N} V(t) dt \approx \frac{\Delta t}{2} [V(t_0) + 2 \sum_{i=1}^{N-1} V(t_i) + V(t_N)] \quad \text{Eq I-8}$$

La figure I.8 représente les deux sondes académiques de champ magnétiques fabriquées en laboratoire (les deux laboratoires LATIS et GeePs disposent de ce type des sondes). Ces sondes sont

des boucles à deux spires de diamètre interne de 3 mm et de diamètre externe de 4 mm. La première sonde, figure I.8.a, est utilisée pour mesurer la composante normale du champ magnétique H_z . La deuxième sonde, figure I.8.b, est utilisée pour mesurer les composantes tangentielles (H_x et H_y). L'utilisation de ce type des sondes permet d'éviter le couplage capacitif et de permettre toujours la mesure d'un champ suffisamment intense. La figure I.9 représente les sondes de champ magnétiques issues du commerce et disposées par GeePs. Ces sondes sont des boucles de diamètre de 6 mm, 12 mm et 25 mm et elles fournissent une mesure efficace.



Figure I. 8 : Sonde académiques : (a) Sonde de mesure de la composante normale H_z , (b) Sonde de mesure des composantes tangentielles H_x et H_y .



Figure I. 9 : Sondes magnétiques du commerce (Sondes AARONIA AG).

Les caractéristiques de la sonde de mesure, en particulier son rayon, affectent la précision du champ magnétique mesuré. Dans la littérature, de multiples travaux ont étudié la chaîne d'acquisition permettant la mesure en champ proche [4, 5, 9, 10, 17]. Pour réaliser des mesures efficaces du champ magnétique, le calibrage de la chaîne de mesure, notamment l'étalonnage de la sonde, est une étape très importante.

❖ Etalonnage de la chaîne de mesure

Pour évaluer l'efficacité et la précision de la chaîne de mesure, la calibration est une étape primordiale. En effet, avant d'utiliser les sondes magnétiques dans une chaîne de mesure, il est essentiel de les étalonner en déterminant les valeurs de champ magnétique à partir des données obtenues par

l'appareil de mesure. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes d'étalonnage de la sonde de mesure [4, 8, 11, 18], parmi lesquelles nous citons les méthodes d'étalonnage :

- Par substitution en utilisant une sonde de référence [4],
- En utilisant une cellule TEM [4],
- En utilisant un guide d'ondes rectangulaire ou circulaire [4],
- En utilisant une ligne de transmission [11, 12, 16],
- En utilisant un champ EM connu analytiquement ou bien numériquement [15, 19].

Par exemple, dans [12, 15], les auteurs ont présenté une étude comparative entre le champ rayonné mesuré par la sonde électronique au-dessus de la structure étudiée (boucle rectangulaire) et celui obtenu numériquement en utilisant un outil de calcul électromagnétique basé sur la Méthode des Moments (MoM). Dans [14, 16, 19], les auteurs ont utilisé la méthode d'étalonnage avec une ligne de transmission dont le rayonnement théorique est connu. Il s'agit de faire un scan horizontal (plan XY) en utilisant la sonde du champ magnétique au-dessus du fil conducteur de la ligne de transmission qui est placé au-dessus d'un plan de masse à une hauteur égale à 2,05 mm. Au sujet de l'alimentation, le circuit de calibration est relié à un générateur de signaux (GBF) de référence Agilent 33220A, DC-40 MHz, à travers un câble coaxial de type SMA. La figure I. 10 représente le circuit d'étalonnage réalisé et utilisé au sein du laboratoire GeePs.

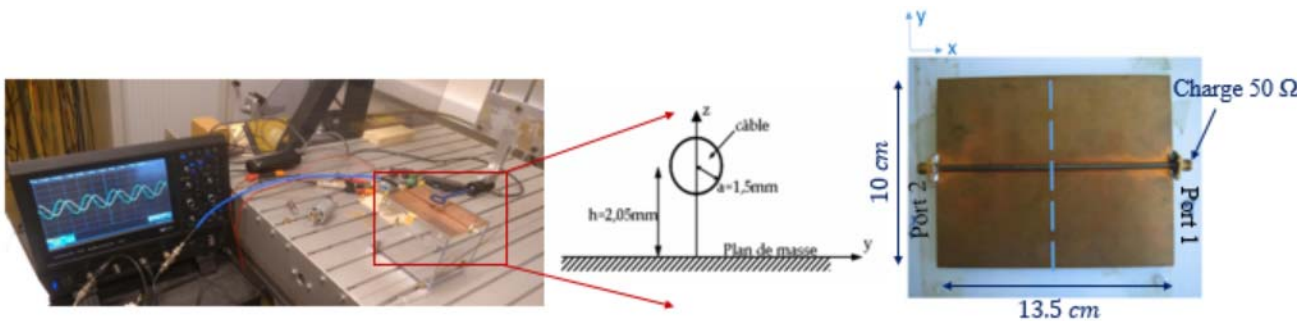


Figure I. 10 : Circuit d'étalonnage.

Concernant la partie théorique, les expressions analytiques permettant de calculer le champ magnétique créé par la ligne de transmission sont données, en considérant le plan de masse comme un conducteur parfait de dimensions infinies, [14, 16], comme suit :

$$H_y = -\frac{1}{\eta} 4 K \frac{n(y^2 - z^2 + n^2)}{(y^2 + (z+n)^2)(y^2 + (z-n)^2)} \quad \text{Eq I-9}$$

$$H_z = -\frac{1}{\eta} 8 K \frac{yzn}{(y^2 + (z+n)^2)(y^2 + (z-n)^2)} \quad \text{Eq I-10}$$

$$H_x = 0 \quad \text{Eq I-11}$$

Avec :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} ; n = \sqrt{h^2 - a^2} ; K = \frac{\sqrt{2PZ_c}}{\ln\left(\frac{h+n}{h-n}\right)} ; Z_c = 50 \Omega.$$

La figure I. 11 représente le champ magnétique rayonné des deux composantes H_y et H_z , le long de l'axe des Y, obtenu par le modèle analytique à différentes distances au-dessus de la ligne de transmission et à la fréquence de 10 MHz.

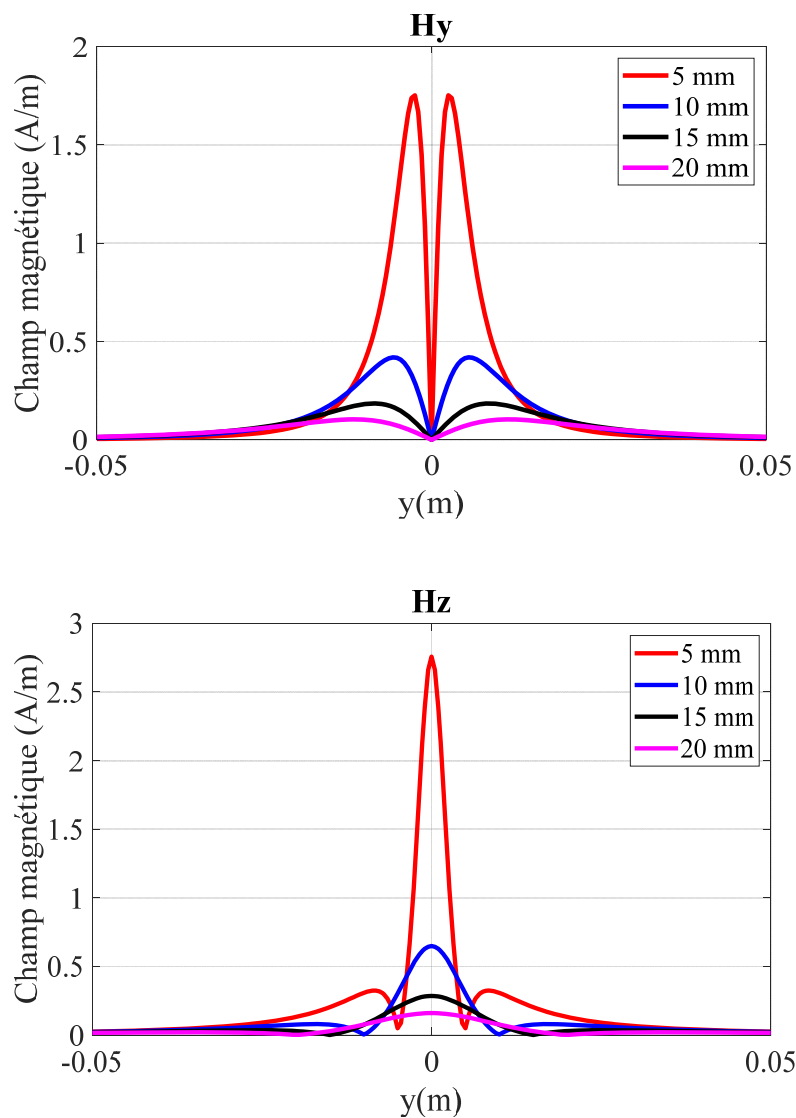


Figure I. 11 : Composantes H_y et H_z de champ magnétique à différentes hauteurs et $f = 10$ MHz.

En utilisant la chaîne de mesure temporelle, figure I. 12, les signaux du champ rayonné sont obtenus instantanément tout au long de l'axe des Y et en fonction du temps. Un ordinateur enregistre

l'ensemble des données mesurées à l'aide de l'oscilloscope. La figure suivante présente la chaîne de mesure employée :

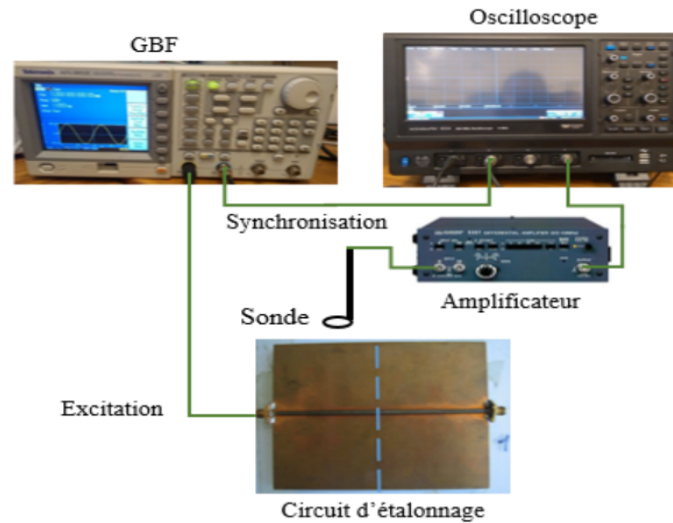
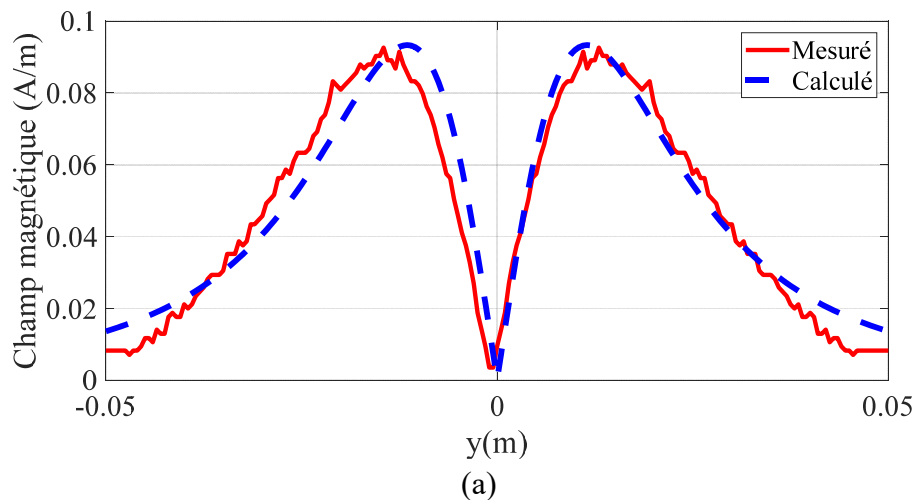


Figure I. 12 : Chaîne de mesure employée.

La sonde qui est connectée à l'oscilloscope capte le champ rayonné par l'EST alimenté par le GBF. En effet, la ligne de transmission est alimentée par un signal d'excitation sinusoïdal. Nous avons pris plusieurs mesures de champ au-dessus de la ligne de transmission en variant la fréquence de l'alimentation (fréquence de référence) sur une plage de fréquence allant de 9 kHz à 40 MHz. Par la suite, ce même signal d'excitation est utilisé pour calculer le champ magnétique rayonné à différentes distances en se basant sur le modèle analytique précédant (I-9, I-10). Pour valider ce modèle analytique, la figure I. 13 représente le champ magnétique obtenu par la mesure et par le calcul analytique. Dans ce cas, les mesures ont été réalisées à une hauteur de $d = 2 \text{ cm}$ de la ligne de transmission, pour une fréquence $f = 10 \text{ MHz}$ et en utilisant la sonde 2 présentée à la figure I.9.



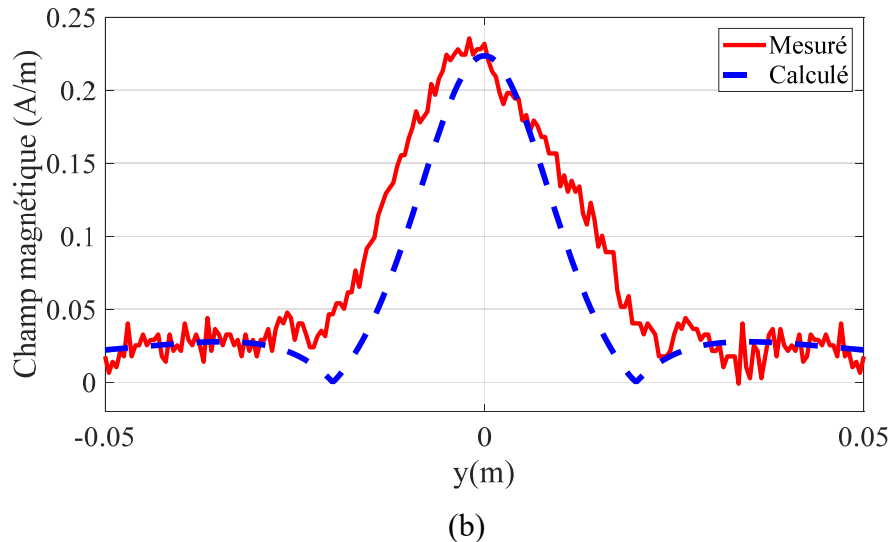


Figure I. 13 : Champ magnétique à une distance $d = 2 \text{ cm}$: (a) H_y , (b) H_z .

Nous observons alors une bonne correspondance entre la mesure et le modèle analytique. Toutefois, nous remarquons certains décalages au niveau de la mesure qui est lié à la présence du câble entre le GBF et le circuit d'étalonnage ainsi qu'à l'effet de la chaîne de mesure. D'après la démarche de la norme ISO « Guide to the expression of uncertainty in measurement » (Acronyme anglais, GUM), une connaissance incomplète des grandeurs d'influence et de leurs effets peut souvent contribuer à l'incertitude des résultats de mesure. En effet, l'évaluation de l'incertitude d'un essai ou d'une mesure nécessite une bonne maîtrise de la technique de mesure et un esprit d'analyse pour identifier les différentes sources d'incertitudes dans le processus adapté.

I. 4. Modélisation électromagnétique

La modélisation des sources de perturbation EM permet de reproduire le champ EM rayonné, en déterminant un modèle équivalent représentatif de l'équipement sous test. Dans la littérature, plusieurs études ont été présentées pour développer des approches de modélisation EM. Un état de l'art des recherches effectuées dans la littérature est donné ci-dessous.

I. 4. 1. Méthode directe

Lors de la résolution du problème direct, il est essentiel de maîtriser de manière précise la structure étudiée, notamment sa géométrie, afin de déterminer le champ rayonné. Cependant, vu la complexité des systèmes électroniques et des technologies récentes, il est devenu difficile de calculer

rigoureusement le champ EM rayonné par ces structures. Pour cela, il est nécessaire de simplifier la géométrie en décomposant le système sous test en plusieurs structures équivalentes, ou bien d'introduire des approximations dans le calcul de champ. Dans cette optique, nous trouvons dans la littérature des études basées sur le concept des îlots rayonnants ou encore des travaux qui s'attachent à la méthode de localisation expérimentale des sources de perturbation présentes sur le circuit électronique [8, 10]. Ces méthodes ont montré des résultats assez satisfaisants. Néanmoins, elles ne considèrent ni l'effet 3D des topologies des circuits, ni les émissions conjuguées pouvant parvenir à partir des différentes sources qui existent dans le circuit étudié. Pour contourner les limitations de la méthode directe, les chercheurs ont proposé de résoudre le problème inverse qui revient à déterminer les différents paramètres du modèle équivalent en se basant sur des observations des effets du phénomène de rayonnement EM.

I. 4. 2. Méthode inverse électromagnétique

La méthode inverse en électromagnétisme consiste à estimer rigoureusement les différents paramètres du modèle équivalent représentatif de l'EST en utilisant les mesures du champ rayonné en champ proche [8, 12, 20, 21]. Autrement dit, il s'agit de déterminer un ensemble de paramètres relatifs aux objets rayonnants élémentaires, qui sont des dipôles équivalents, permettant de minimiser l'écart entre le champ mesuré et celui obtenu par le modèle identifié, figure I.14.

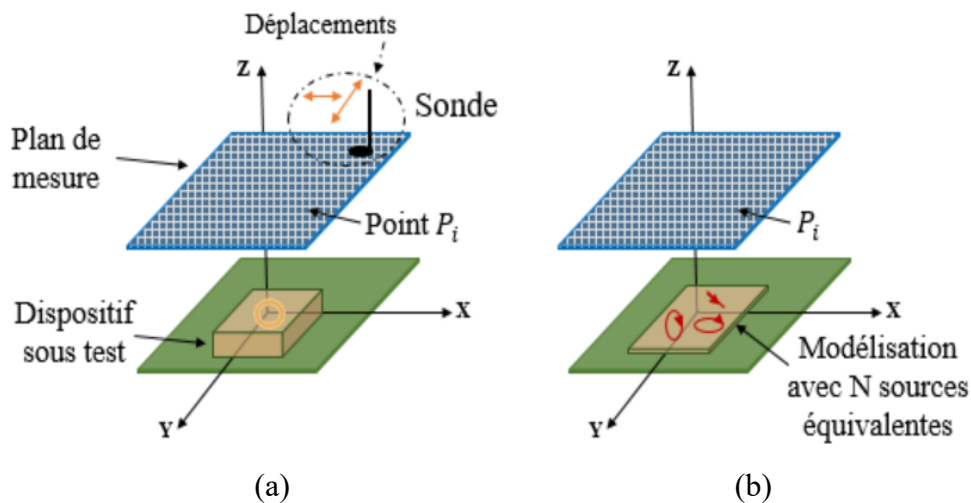


Figure I. 14 : Méthode inverse EM : (a) Champ obtenu en champ proche, (b) Modèle équivalent.

I. 4. 2. a. Dipôle équivalent

Un dipôle équivalent est une représentation simplifiée d'une source de rayonnement EM pouvant émettre le même champ EM [9, 10]. Cette notion est la plus élémentaire et elle est

principalement employée dans l'élaboration de la méthode inverse. Nous distinguons deux types de dipôle équivalent qui sont le dipôle électrique et le dipôle magnétique.

I. 4. 2. b. Dipôle électrique

Un dipôle électrique est un élément de courant de longueur l avec $l \ll \lambda$ et qui est parcouru par un courant I identique en tout point de ce brin. Une illustration de la représentation d'un dipôle électrique est donnée à la figure I.15.

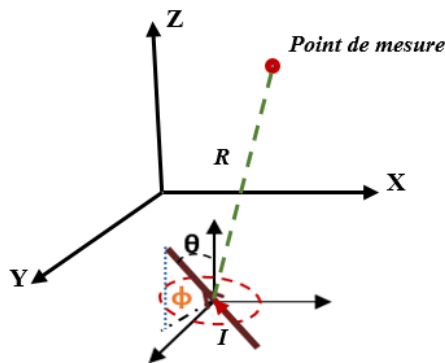


Figure I. 15 – Un dipôle électrique.

I. 4. 2. c. Dipôle magnétique.

Il s'agit d'une boucle de rayon r , avec $r \ll \lambda$, qui est parcourue en tout point par un courant supposé constant. Une illustration de la représentation d'un dipôle magnétique est donnée à la figure I.16.

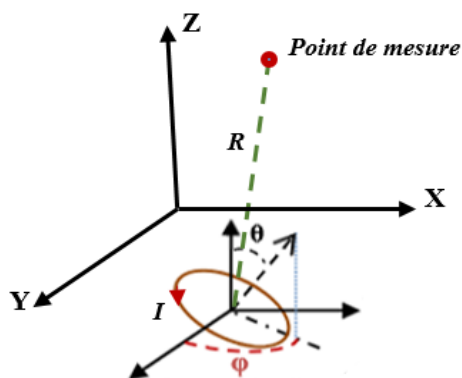


Figure I. 16 – Un dipôle magnétique.

Dans la littérature, l'étude d'une méthode inverse en électromagnétisme pour l'identification des sources de perturbations a fait l'objet de multiples travaux, en particulier en électronique de puissance. L'application d'une méthode inverse électromagnétique a été présentée dans [12, 15, 16, 20]. Dans ces travaux, l'ensemble des dipôles équivalents formant le modèle équivalent a été considéré comme un vecteur de description des paramètres utilisés dans la caractérisation de la structure étudiée. Parmi les méthodes de modélisation les plus employées dans l'identification par résolution du problème inverse, nous trouvons la méthode fréquentielle.

I. 4. 3. Modélisation dans le domaine fréquentiel

La méthode inverse électromagnétique a été initialement développée dans le domaine fréquentiel afin de modéliser les EST et prédire leur rayonnement EM à une fréquence donnée. En effet, le champ magnétique est obtenu en utilisant des expressions analytiques du rayonnement électromagnétique des dipôles élémentaires dans le domaine fréquentiel [10, 15]. Une panoplie des travaux ont été consacrés à l'étude de la modélisation électromagnétique dans le domaine fréquentiel [7, 10, 11, 14, 15]. En plus de la méthode inverse fréquentielle classique, les chercheurs ont proposé un couplage avec d'autres méthodes de calcul et des outils d'optimisation pour améliorer les résultats obtenus [22, 23, 24].

En raison de la diversité des méthodes de modélisation existant dans le domaine fréquentiel, il est possible de choisir une méthode adéquate pour l'étude et l'analyse de la CEM pour traiter une fréquence particulière. Néanmoins, il s'avère plus compliqué de traiter le problème d'interférences EM qui s'étalent sur une large bande de fréquence. Particulièrement dans le domaine de l'électronique de puissance, les méthodes de modélisation fréquentielles sont principalement limitées par l'aspect transitoire des perturbations (large spectre). Par ailleurs, l'augmentation des contraintes CEM, liée à plusieurs facteurs à savoir les technologies utilisées, la miniaturisation des composants et les commandes, rend le système sous test de plus en plus complexe à traiter. Par conséquent, il est essentiel de faire un passage vers le domaine temporel. Le but de la méthode temporelle est d'analyser les régimes transitoires produits par exemple par une vitesse de commutation élevée (variations rapides de tension ou de courant aux bornes des différents composants) et aussi suivre le comportement de la structure étudiée à partir du champ proche. D'où le développement de la modélisation du rayonnement EM dans le domaine temporel en se basant sur la technique de mesure en champ proche.

I. 4. 4. Modélisation dans le domaine temporel

La limitation des méthodes de modélisation du rayonnement EM dans le domaine fréquentiel et son insuffisance à prendre en compte les aspects transitoires des perturbations, en particulier dans le domaine de l'électronique de puissance, a incité les chercheurs de la communauté CEM à étudier soigneusement les phénomènes transitoires et à développer des méthodes de modélisation dans le domaine temporel. Sachant que peu de contributions dans cette thématique ont été présentées jusqu'à présent. Dans la littérature, nous trouvons quelques études récentes qui portent sur la modélisation numérique en se basant sur des méthodes de calcul numérique développées dans le domaine temporel telle que la méthode FDTD [25, 26, 27] et la méthode FETD. Cependant, généralement, ces méthodes de modélisation numériques sont restreintes par les limitations des machines de calcul et par la complexité des EST.

Par conséquent, la méthode inverse EM a été développée dans le domaine temporel en utilisant les expressions décrivant le rayonnement des dipôles équivalents dans le domaine temporel. Dans [12], les auteurs ont présenté une modélisation temporelle du champ EM en se basant sur les équations analytiques permettant l'évaluation du champ EM en champ proche qui prennent en compte tous les paramètres suivants : la géométrie, la position, les orientations et le signal d'excitation du dipôle, ainsi que les coordonnées du point de mesure. Cette dernière méthode a montré son efficacité à décrire au plus juste des émissions de formes quelconques comme ceux qui apparaissent en électronique de puissance où les circuits émettent des rayonnements non sinusoïdaux.

En effet, pour assurer le passage vers le domaine temporel, les équations analytiques adoptées dans le domaine fréquentiel sont transformées en temporel en utilisant l'égalité de transformation temps-fréquence suivante :

$$jk = \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \quad \text{Eq I-12}$$

Par la suite, nous pouvons déduire les expressions des composantes de champ électromagnétique rayonné en un point d'observation $M (X_0, Y_0, Z_0)$. Dans le cas d'un dipôle électrique rayonnant dont le centre est situé dans le point de coordonnées suivantes $M_r (X_r, Y_r, Z_r)$, nous avons :

$$H_x = -\frac{L}{4\pi R^2} \left[\frac{1}{c} \frac{dI(t')}{dt} + \frac{1}{R} I(t') \right] [\sin(\theta) \cos(\varphi) (Z_r - Z_0) - \cos(\theta)(Y_r - Y_0)] \quad \text{Eq I-13}$$

$$H_y = -\frac{L}{4\pi R^2} \left[\frac{1}{c} \frac{dI(t')}{dt} + \frac{1}{R} I(t') \right] [\cos(\theta) (X_r - X_0) - \sin(\theta) \sin(\varphi) (Z_r - Z_0)] \quad \text{Eq I-14}$$

$$H_z = -\frac{L}{4\pi R^2} \left[\frac{1}{c} \frac{dI(t')}{dt} + \frac{1}{R} I(t') \right] [\sin(\theta) \sin(\varphi) (Y_r - Y_0) - \sin(\theta) \cos(\varphi) (X_r - X_0)] \quad \text{Eq I-15}$$

avec

- $t' = t - \frac{R}{c}$: est le retard en temps Eq I-16
- c : est la vitesse de propagation de la lumière dans le vide ($3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$)
- $R = \sqrt{(X_r - X_0)^2 + (Y_r - Y_0)^2 + (Z_r - Z_0)^2}$: est la distance entre le dipôle rayonnant M_r (X_r, Y_r, Z_r) et le point de mesure M (X_0, Y_0, Z_0).
- I : est l'excitation du dipôle en tout point du fil conducteur.
- L : est la longueur du dipôle électrique.
- θ et φ : sont les orientations du dipôle.

Le moment dipolaire instantané d'un dipôle électrique est obtenu aussi dans le domaine temporel, par l'équation suivante :

$$M_d(t) = L I(t) \quad \text{Eq I-17}$$

où $I(t)$ est l'intensité du courant instantané circulant dans le dipôle.

Dans le cas d'un dipôle magnétique, par analogie avec le cas d'un dipôle électrique dans le domaine temporel, nous obtenons les expressions relatives au calcul des trois composantes de champ EM d'une boucle magnétique de la façon suivante :

$$H_{x,y,z} = A [(B_1 C_{x,y,z}) - (B_3 D_{x,y,z} E)] \quad \text{Eq I-18}$$

avec

- $A = \frac{1}{4\pi R}$
- $B_{m=1,3} = \left(\left(\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 M_d(t')}{\partial t^2} \right) + \left(\frac{m}{cR} \frac{\partial M_d(t')}{\partial t} \right) + \left(\frac{1}{R^2} M_d(t') \right) \right)$
- $C_{x,y,z} = (\sin(\theta) \cos(\varphi), \sin(\theta) \sin(\varphi), \cos \theta)$
- $D_{x,y,z} = \frac{1}{R^2} ((X_r - X_0), (Y_r - Y_0), (Z_r - Z_0))$
- $E = \begin{pmatrix} \cos(\theta) (Z_r - Z_0) + \\ \sin(\theta) \sin(\varphi) (Y_r - Y_0) + \\ \sin(\theta) \cos(\varphi) (X_r - X_0) \end{pmatrix}$

où r représente le rayon du dipôle magnétique dont le moment dipolaire instantané est comme suit :

$$M_d(t) = \pi r^2 I(t) \quad \text{Eq I-19}$$

Dans ces travaux de thèse, nous utiliserons la méthode inverse électromagnétique basée sur les équations de calcul analytique dans le domaine temporel. La validation de ces équations a été effectuée dans [12] en utilisant un simulateur basé sur une méthode numérique développée dans le domaine temporel. Une revue sur cette validation pour les deux cas de dipôles électrique et magnétique est donnée également par [12] en utilisant une comparaison des champs rayonnés et des signaux d'excitation avec les deux méthodes.

I. 5. Problématique et objectifs de l'étude

Jusqu'à ici, nous avons présenté un aperçu de l'état de l'art qui porte sur l'étude et la maîtrise de la CEM, particulièrement en champ proche, ce qui nous mène à définir le cadre général des travaux de la présente thèse.

I. 5. 1. Contexte et problématique

Pour résumer, en électronique de puissance avancée, il s'avère que les perturbations électromagnétiques présentent un spectre qui ne cesse de s'accroître vu la nécessité d'assurer une bonne cohabitation de multiples sources de rayonnement embarquées. Face à cette situation, il est indispensable de développer des outils pour la prédiction des perturbations, permettant ainsi une meilleure maîtrise des contraintes CEM et l'acquisition des mesures préventives. Dans cette problématique, il est ainsi impératif de proposer des méthodes de modélisation et des études qui prennent en compte la complexité des systèmes électroniques et l'intégration des technologies récentes pour améliorer la performance et la fiabilité de ces dispositifs. Dans ce contexte d'émission, plusieurs méthodes de modélisation ont été proposées dans le domaine fréquentiel pour caractériser les systèmes électroniques d'un point de vue CEM. Toutefois, l'analyse fréquentielle est manifestement devenue insuffisante pour assurer une analyse de compatibilité électromagnétique au complet. En effet, de nombreuses sources en CEM sont de nature transitoire et présentent plusieurs fréquences occupant une large plage de spectre. D'où le recours à une identification de sources de rayonnement dans le domaine temporel, ce qui est très peu exploré dans la littérature.

Depuis quelques années, un certain nombre de travaux ont été menés dans les laboratoires LATIS et GeePs permettant d'extraire les sources transitoires à partir d'une série de mesures de champ sur une bande de fréquence [7, 8, 10, 15]. Néanmoins, ces investigations n'ont été mises en œuvre que sur des dispositifs relativement académiques et ne tirent pas profit des mesures pouvant être obtenues

en temporel. Tout récemment, l'équipe CEM du laboratoire LATIS a proposé une méthode inverse se basant sur des mesures expérimentales en champ proche obtenues directement dans le domaine temporel [12].

La méthode temporelle développée est basée sur la résolution d'un problème de minimisation assurée par une méthode itérative qui est les algorithmes génétiques. Cependant, cette méthode de nature stochastique est coûteuse en termes de temps et elle est basée sur des approximations mathématiques permettant de simplifier les calculs. C'est pourquoi, nous proposons dans cette thèse d'utiliser la technique de retournement temporel qui est une approche non itérative adaptée à la résolution du problème inverse (méthode matricielle) et qui a été étudiée à l'origine dans un contexte acoustique [28]. Par la suite, son domaine d'application est étendu à l'identification de sources EM, ce qui a été proposée premièrement dans un cadre 2D impliquant des configurations canoniques [29, 30, 31]. Plus tard, le cas 3D a été abordé dans [32], mais dans le cadre des antennes et en s'appuyant sur le champ lointain. En parallèle, les chercheurs du laboratoire GeePs ont développés des outils de résolution pour le problème inverse en utilisant la technique de retournement temporel pour des applications dans le domaine de la détection d'objets et du diagnostic filaire [33] [34].

I. 5. 2. Objectifs

Le projet de thèse a pour objectifs d'assurer une meilleure maîtrise des perturbations électromagnétiques générées par les systèmes électroniques. Il se base sur le développement d'une méthode de modélisation permettant d'identifier rigoureusement un modèle équivalent simple et représentatif d'une structure complexe et décrivant le rayonnement électromagnétique en régime transitoire. L'originalité de cette étude est de reposer sur un ensemble de cartographies de champ mesurées directement dans le domaine temporel en utilisant un banc d'essai « en champ proche » afin de déduire, par un algorithme basé sur la technique de retournement temporel, un ensemble de dipôles équivalents au système considéré.

La méthodologie adoptée dans cette thèse pour la résolution de notre problématique est illustrée par la figure I.17.

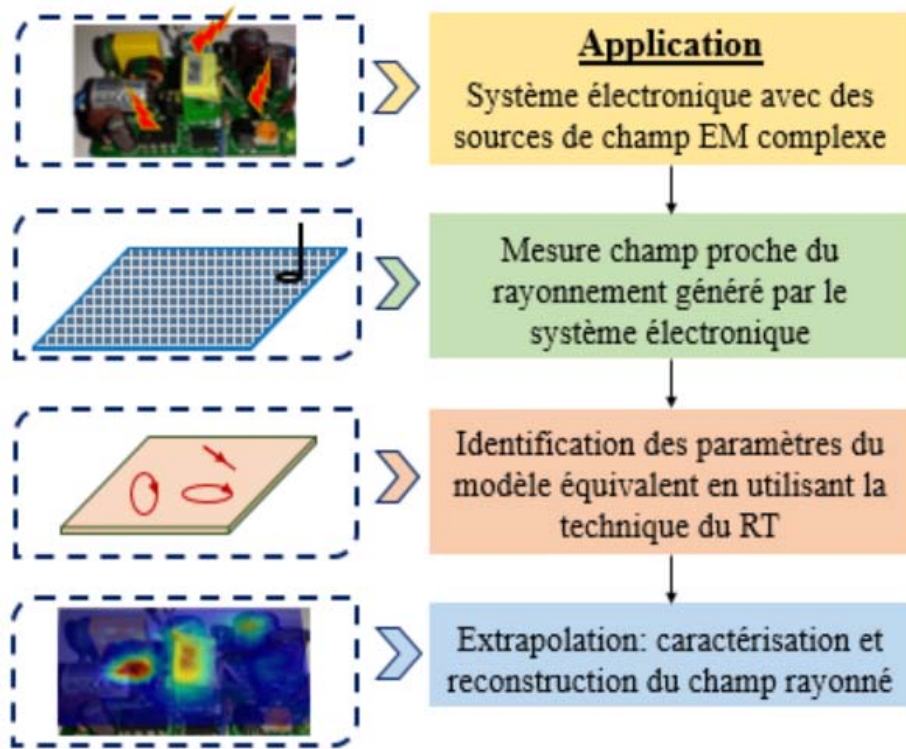


Figure I. 17 – Méthodologie adoptée.

En effet, la synthèse d'un modèle de rayonnement équivalent, pouvant s'intégrer rapidement dans un code d'analyse électromagnétique tridimensionnel, permet la prise en compte des contraintes de CEM dès la phase de conception. Il est possible également d'évaluer le comportement en mode émission d'un dispositif électronique lorsqu'il est placé dans son environnement (par exemple au sein d'un véhicule). En effet, la méthode de modélisation proposée combine les outils de simulation et les moyens d'essais et elle vise à proposer un nouvel outil pour la prédiction des perturbations électromagnétiques rayonnées. Une telle méthode de modélisation rend possible à titre d'exemple d'optimiser l'emplacement de composants ou la position d'une carte électronique dans un équipement, ou bien de préconiser des solutions de blindage local.

I. 5. 3. Présentation du cadre de la thèse

Ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une thèse en cotutelle internationale signée entre l'université de Sousse (Tunisie) et l'université de Paris Saclay (France). La préparation de la thèse s'est effectuée par périodes alternées entre les deux laboratoires d'accueil qui sont le laboratoire de recherche LATIS (Laboratory of Advanced Technology and Intelligent Systems) et le laboratoire GeePs (Génie électrique et électronique de Paris).

En effet, l'équipe tunisienne et l'équipe française rassemblées dans ce projet de thèse sont toutes les deux reconnues au niveau international sur la thématique du « champ proche » pour l'étude et la maîtrise de la CEM des systèmes de l'électronique de puissance et elles ont participé au développement des recherches en proposant des approches originales permettant d'identifier à moindre coût des modèles de rayonnement équivalents de structures réelles dans le domaine temporel. L'un des objectifs visés dans cette thèse en cotutelle est de renforcer la collaboration et le partenariat entre les deux structures de recherches à travers la thématique de l'identification de sources de rayonnement par retournement temporel.

I. 6. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons fait un bref survol de l'état de l'art de la compatibilité électromagnétique. En effet, la CEM est devenue un enjeu majeur dans les systèmes électroniques. Nous avons présenté alors la méthode de modélisation des perturbations rayonnées dans le domaine temporel. De plus, nous avons exposé la technique de mesure en champ proche qui permet d'évaluer le rayonnement EM au voisinage du système sous test. Un banc champ proche est également étudié pour l'exploiter dans la mesure du champ rayonné dans le domaine temporel et la résolution de la méthode inverse électromagnétique. Enfin, nous avons présenté le cadre général de la présente thèse, sa problématique et ses objectifs. Il s'agit de tirer profit de la technique de retournement temporel afin d'extraire un modèle équivalent de la structure étudiée.

Dans le prochain chapitre, nous nous intéressons à la mise en œuvre de la méthode inverse électromagnétique basée sur le retournement temporel. Pour ce faire, nous exposerons un rapide aperçu sur la technique de retournement temporel, en particulier nous détaillerons son cadre théorique. Ensuite, nous présenterons l'algorithme général de la méthode proposée et les résultats obtenus de son application directe dans un cas de test préliminaire.

Chapitre 2:

Méthode inverse basée sur le retournement temporel en électromagnétisme

II. 1. Introduction

Le retournement temporel (RT) est une technique qui permet la focalisation temporelle et spatiale des ondes électromagnétiques. En effet, cette méthode est fondée sur des théories et des approches connues de longue date dans différents domaines d'application, tels que les miroirs à conjugaison de phase dans la discipline de l'optique, ou encore le filtrage adaptatif en traitement de signal. Cependant, le retournement temporel a vu le jour dans un contexte acoustique, ce qui a permis par la suite de promouvoir cette technique et d'exposer son intérêt dans différents autres domaines, notamment en électromagnétisme.

Dans ce chapitre, nous rappellerons brièvement l'historique et l'application de la technique de retournement temporel. Dans une première partie, nous résumons, les fondements théoriques de cette technique à savoir le formalisme lié à la notion du miroir de retournement temporel. Initialement, c'est dans le domaine fréquentiel que ces développements ont été avancés en se basant sur la méthode de décomposition de l'opérateur de retournement temporel (DORT). Cependant, comme évoqué dans le chapitre précédent, l'étude des phénomènes de rayonnement EM, principalement en ce qui concerne les évaluations liées à la CEM, a exigé de ramener ces investigations au domaine temporel. Ainsi, dans une deuxième partie de ce chapitre, nous expliquerons les principes de base de ce passage ainsi que la mise en œuvre de la technique, à la fois, dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel. A la fin de ce chapitre, nous présenterons l'algorithme général de la méthode inverse électromagnétique basée sur le retournement temporel que nous proposons dans le but de caractériser les sources de perturbations en champ proche dans le domaine temporel.

II. 2. Historique et fondements du retournement temporel

Le voyage dans le temps est une idée qui a fait réfléchir beaucoup de scientifiques. Bien que physiquement il s'avère utopique d'imaginer par exemple qu'un cours d'eau puisse remonter naturellement à sa source lorsqu'on inverse le sens de son écoulement, plus particulièrement le sens de la vitesse des particules d'eau, ce qui est en réalité irréalisable. Cependant, récemment, les chercheurs s'accordent à affirmer que théoriquement voyager dans le temps est bel et bien possible, spécifiquement en physique ondulatoire où le retournement temporel d'ondes est en plein essor.

II. 2. 1. Etat de l'art et applications majeures

Le retournement temporel est une méthode élégante dédiée à la focalisation spatio-temporelle de l'énergie. En effet, ce processus offre à une onde la possibilité de se remettre dans son état initial en retournant vers sa source d'émission. Les premières expérimentations de RT ont été réalisées dans un contexte acoustique [28, 35, 36], par Mathias Fink et son équipe, depuis la fin des années 80, au sein du laboratoire LOA (Laboratoire Ondes et Acoustiques) de ESPCI Paris (Ecole Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles, France). La robustesse de la technique de RT a été amplement vérifiée. Par ailleurs, sa richesse réside dans son très vaste champ d'applications dans l'acoustique et les ultrasons, parmi lesquelles nous citons l'acoustique sous-marine [37], l'imagerie médicale et l'échographie [38, 39], ou encore la focalisation sélective et le contrôle non destructif [36, 40].

La théorie de RT n'a pas été restreinte aux ondes scalaires (ondes acoustiques) car sa transposition aux ondes vectorielles (ondes EM) a été largement élaborée en électromagnétisme. En effet, avec la montée rapide en fréquence des systèmes embarqués et en traitement du signal, le RT a été introduit dans le domaine de l'électromagnétisme. Récemment, de multiples travaux couronnés de succès ont été menés en se basant sur les équations de propagation des ondes EM, particulièrement en télécommunications [41], imagerie [38, 42] et en CEM [30, 43]. Une première expérience de RT en micro-ondes a été conduite dans une cavité réverbérante, lors de la thèse de Geoffroy Lerosey en 2004 [44]. Plus tard, en 2011, Houmam Moussa a réalisé des tests d'immunité rayonnée dans le but de caractériser les dispositifs étudiés [45]. Ensuite, la mise en œuvre numérique de la technique de retournement temporel pour des applications en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) a été présentée par Ibrahim El baba dans [26].

Au laboratoire GeePs, nous trouvons les travaux de Mehdi Benhamouche (2012) qui s'intéressent à la caractérisation partielle d'objets diffractants enfouis dans un milieu sans pertes [33] et de Layane Abboud (2012) ainsi que Moussa Kafal (2016) qui portent sur la détection et la localisation de défauts dans les réseaux de câblage automobile et avionique [29, 46]. En outre, Farhad Rachidi et son équipe ont investigué le RT dans la localisation des décharges de foudre et des défauts dans les réseaux électriques en introduisant dans ce cadre la notion de la technique de retournement temporel électromagnétique (RTEM) ou bien en anglais Electromagnetic Time Reversal technique (EMTR) [30].

II. 2. 2. Fondements théoriques

L'une des principales finalités de la technique de RT consiste à offrir la possibilité de focaliser le champ EM à la fois en temps et en espace. Pratiquement, d'après l'algorithme général, ce processus est réalisé en utilisant un ensemble de transducteurs qui permettent la réception et l'émission des fronts d'ondes.

II. 2. 2. a. Cavité et miroir de retournement temporel

La technique de retournement temporel est exécutée en deux phases : la première est une phase d'enregistrement des émissions EM, durant laquelle une source située à une position R_0 produit une brève impulsion EM qui se propage dans l'environnement, figure II.1.a. Le rayonnement EM est alors enregistré tout au long de la période de test Δt au niveau d'un réseau de transducteurs R_i (capteurs en réception) qui entourent la source d'émission sous forme d'une entité fermée appelée cavité à retournement temporel (CRT), figure II.1. Dans ces conditions, les ondes EM arrivant chronologiquement en premier, ont parcouru donc une courte distance par rapport à celles arrivant plus tard. Le concept de CRT a été proposé par D.Cassereau et M. Fink [35] en se basant sur le théorème de Helmholtz-Kirchhoff qui stipule que l'amplitude de champ en un point d'observation de l'espace P est donnée par la connaissance de la distribution de champ Φ et de sa dérivé normale $\frac{\partial \Phi}{\partial n}$ sur la surface fermée S entourant . La formule intégrale de ce théorème est obtenue par l'équation suivante :

$$\Phi(P) = \frac{1}{4\pi} \iint \left[\frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\partial \Phi}{\partial n} - \Phi \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jkr}}{r} \right) \right] dS \quad \text{Eq II-1}$$

où k est le nombre d'onde. A partir de ce qui précède, l'enregistrement de champ en tout point de l'espace est restitué par un enregistrement au niveau de la surface S entourant la source d'émission définie par la cavité à retournement temporel. La phase d'acquisition est terminée lorsqu'il n'existe plus d'énergie à l'intérieur du domaine de la cavité.

Lors de la seconde phase, qui est une phase de réémission, chaque transducteur de la CRT se comporte comme une source (capteurs en transmission) et réémet le signal qu'il a reçu dans une chronologie inverse de temps (sens opposé), figure II.1.b. Dans ce cas, les ondes EM qui ont parcouru une longue distance, sont émises chronologiquement en premier, et vice versa, de sorte que le front d'onde réémis retrace son chemin d'origine à l'envers et se focalise finalement sur le point de la source initiale R_0 à l'instant de focalisation t_0 . D'où, l'interprétation que le RT permet à une onde de 'revivre sa vie passée'.

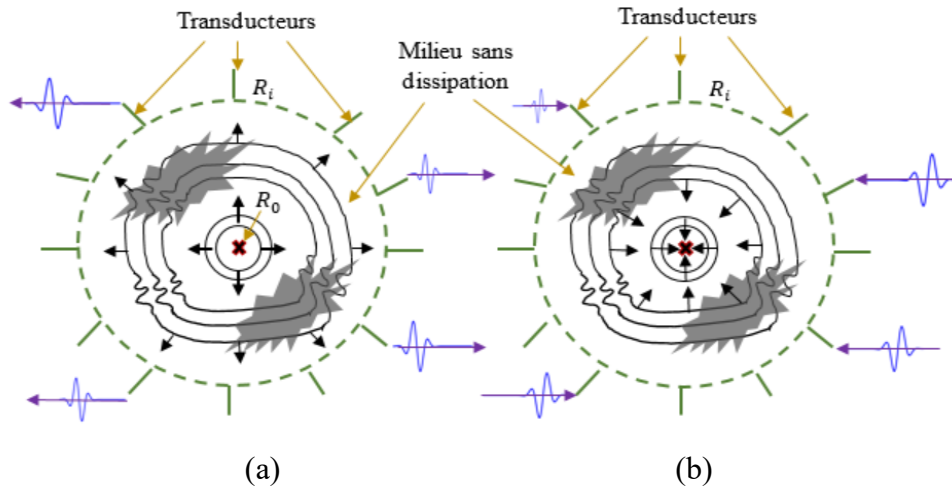


Figure II. 1 : Phases d'exécution de RT en utilisant une cavité à retournement temporel [26] : (a) Phase d'enregistrement du champ, (b) Phase de réémission des signaux retournés dans le temps.

Cependant, la CRT nécessite l'utilisation d'un grand nombre de transducteurs et un domaine de calcul important, ce qui fait que l'expérience de RT est difficilement réalisable. Par conséquent, la surface sur laquelle est enregistrée l'onde doit être réduite et l'expérience de RT doit se faire en pratique en utilisant un réseau avec une ouverture angulaire limitée formant le miroir à retournement temporel (MRT) [47, 48, 49]. Ainsi, la première phase du processus de RT garde le même principe, alors que durant la deuxième phase une seule fraction de l'onde EM est retournée dans le temps pour se focaliser sur la source, comme le montre la figure II.2. Les premiers essais du concept de MRT en électromagnétisme ont été réalisés dans une cavité réverbérante (CR), dans laquelle les chercheurs ont montré qu'un seul capteur est suffisant pour reconstruire complètement l'onde EM car dans un milieu réverbérant l'hypothèse ergodique est vérifiée et les différentes réflexions que subit l'onde EM sur les parois de la CR sont considérées comme des signaux émis par différentes sources virtuelles.

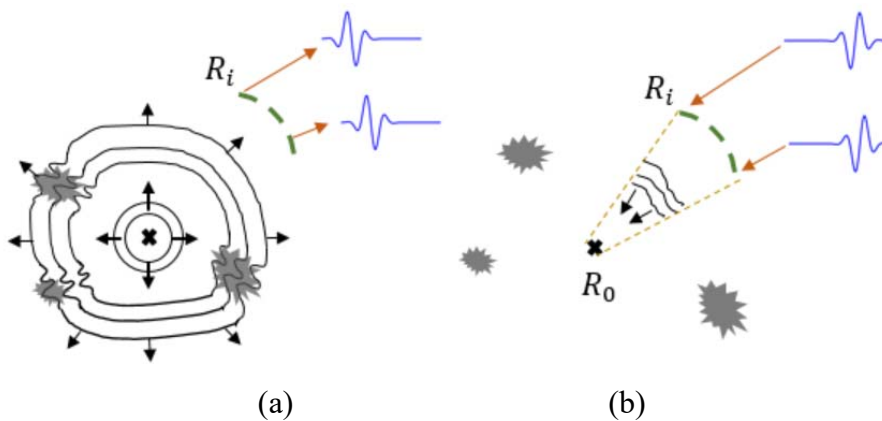


Figure II. 2 : Phases d'exécution de RT en utilisant un miroir à retournement temporel [26].

De toute façon, la topologie proposée du réseau d'antennes, dans le cas d'un MRT, permet d'obtenir une approximation du champ réémis, ce qui dégrade la qualité de focalisation. Ainsi, pour contourner la perte d'information, il est utile d'augmenter davantage l'ouverture du réseau des transducteurs (un plan ou un réseau linéaire). De ce fait, dans la littérature, plusieurs études sur le nombre des capteurs/émetteurs et l'échantillonnage spatial ont été développées [30, 50]. Ceci étant valable dans un cadre théorique bien défini basé sur l'équation de propagation des ondes.

II. 2. 2. b. Invariance de l'équation de propagation

En électromagnétisme, les équations de Maxwell décrivent la propagation des champs électromagnétiques qui regroupent plusieurs lois telles que la loi de Gauss, de Faraday, et d'Ampère (voir Annexe 1). La technique de retournement temporel permet à une onde EM de retourner vers la source qui l'a émise. Cette retro-propagation est basée sur la réversibilité de l'équation des ondes EM dans le cas particulier d'un milieu homogène et isotrope (ses propriétés sont les mêmes en tout point et dans toutes les directions). En effet, un milieu est dit réversible lorsque un champ $\Phi(t)$ et son inverse dans le temps $\Phi(-t)$, les deux sont solutions (dans un milieu non dissipatif et homogène), de l'équation de propagation donnée par :

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = \Delta \Phi \quad \text{Eq II-2}$$

où c est la vitesse de propagation des ondes EM dans l'espace et Φ est le champ magnétique H (ou le champ électrique E). Sur la base de ce constat, si on suppose que $\Phi_1(t)$ est une solution de l'équation Eq II-2, alors il existe une deuxième solution donnée par $\Phi_2(t) = \Phi_1(-t)$, à cause de l'absence de la dérivée première par rapport au temps dans le terme de gauche de l'équation Eq II-2. D'où, l'invariance de l'équation d'onde EM sous la transformation de l'inversion du temps, ce qui permet de régénérer le scénario de la propagation des ondes EM à l'envers, à partir de l'instant final $t = T$ à l'instant initial $t = 0$ s. En supposant que $\Phi(r, t)$ est le champ obtenu au niveau de MRT à la position r et à l'instant t , alors le champ réémis en utilisant le RT est donné par $\Phi(r, T - t)$, avec $t \in [0; T]$.

Par conséquent, en définissant T_{RT} l'opérateur qui réalise l'inversion de temps tel que $T_{RT} \{\Phi(r, t)\} = \Phi(r, -t)$, sous l'action de renversement de temps, le champ électrique E est de parité paire alors que le champ magnétique H est d'une parité impaire [51], et nous avons :

$$T_{RT} \{E(r, t)\} = E(r, -t) \quad \text{Eq II-3}$$

$$T_{RT} \{H(r, t)\} = -H(r, -t) \quad \text{Eq II-4}$$

Dans ce qui suit, nous nous intéressons qu'à l'étude du champ magnétique H . Contrairement à ce que son nom indique, le cadre théorique de la technique RT est donné et validé primitivement dans le domaine fréquentiel.

II. 3. Technique de RT dans le domaine fréquentiel

C'est initialement dans le domaine fréquentiel que le processus de RT a été largement développé en utilisant un outil appelé décomposition de l'opérateur de retournement temporel (DORT), proposé par C. Prada et M. Fink [36].

II. 3. 1. Méthode DORT

La méthode DORT repose sur la détermination des invariants de l'opérateur de retournement temporel (ORT) par la décomposition de la matrice de réponse impulsionnelle $K(\omega)$ en valeurs singulières. Cette dernière est une matrice de données multistatiques MDM (Multistatic Data Matrix) qui relie les réponses obtenues au niveau des récepteurs aux excitations envoyées par le réseau des émetteurs [33]. Soit un réseau de N transducteurs en émission- réception, la réponse reçue au niveau du récepteur i lorsqu'un émetteur j est en mode émission (à une fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$, ω étant la pulsation) correspond à l'élément $k_{i,j}(\omega)$ où $1 \leq i, j \leq N$. L'opérateur ORT est donc donné par la matrice $T(\omega) = K(\omega)^\dagger K(\omega)$, avec $K(\omega)^\dagger$ est la matrice adjointe de $K(\omega)$ (appelée aussi matrice transconjuguée). Par conséquent, la décomposition en valeurs singulière (SVD, Singular Value Decomposition) de la matrice $K(\omega)$ est obtenue de la façon suivante :

$$K(\omega) = U(\omega)A(\omega)V(\omega)^\dagger \quad \text{Eq II-5}$$

où $U(\omega), V(\omega)$ sont des matrices unitaires et $A(\omega)$ est la matrice diagonale réelle qui contient les valeurs singulières $\lambda_1(\omega) \geq \dots \geq \lambda_N(\omega)$ de la matrice $K(\omega)$. La diagonalisation de la matrice $T(\omega)$ est alors donnée par :

$$T(\omega) = V(\omega)S(\omega)V(\omega)^\dagger \quad \text{Eq II-6}$$

où $S(\omega) = A(\omega)^\dagger A(\omega)$ est la matrice diagonale qui contient les valeurs propres réelles positives $\lambda_1^2(\omega) \geq \dots \geq \lambda_N^2(\omega)$ de la matrice $T(\omega)$. Les vecteurs colonnes v_i de $V(\omega)$ représentent les vecteurs propres de l'ORT.

II. 3. 2. Limitations

Plusieurs chercheurs ont étudié en détail la méthode DORT dans un contexte EM en se basant sur les états propres de l'ORT [33, 50]. Dans [52], Tortel et al. ont exploité l'efficacité de DORT pour des applications en imagerie sélective, cependant leurs travaux utilisent des approximations valables en basses fréquences. Chambers et Berryman, dans [53], exploitent l'analyse de l'ORT pour la caractérisation des cibles en espace libre, tout en gardant pour les grandeurs spatiales les hypothèses utilisées dans le contexte acoustique. Dans cette dernière étude, les auteurs ont montré que le type et le niveau de bruit ont un grand impact sur l'interprétation des résultats obtenus car la capacité à distinguer les valeurs propres du bruit peut ne pas être garantie dans un milieu complexe.

De plus, la méthode DORT a montré certaines faiblesses lorsqu'il s'agit de traiter des émissions provenant de plusieurs sources qui rayonnent simultanément. En effet, dans [54], les auteurs ont prouvé l'inaptitude de la méthode DORT à fournir une focalisation sélective sur chacune des sources d'émission séparément. Ainsi, afin de contourner les limitations de la méthode DORT classique et assurer la robustesse de la technique de RT, une analyse temporelle a été introduite pour élargir la validité de la technique [55]. En réalité, l'extension de la méthode DORT dans le domaine temporel (TD DORT) a permis l'obtention des vecteurs singuliers qui nécessite une correction de phases pour avoir un sens physique [56]. Cela dit, il y a un recours possible au domaine fréquentiel pour réaliser cette correction (besoin d'un post-traitement fréquentiel). De ce fait, nous proposons dans la section suivante de présenter une méthode de caractérisation des sources de rayonnement EM complètement dans le domaine temporel.

II. 4. Technique de RT dans le domaine temporel

L'étude de la technique de RT dans le domaine temporel a débuté au milieu des années 2000. En effet, avec le développement des outils numériques permettant la simulation temporelle, des équipements de mesures et la montée en performance des machines de calcul, la réalisation de l'expérience de RT dans le domaine temporel est devenue accessible.

II. 4. 1. RT et conjugué de phase

Dans la littérature, on décrit le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans plusieurs travaux, tel que dans [26]. En effet, à une fréquence donnée, le MRT se comporte comme un

miroir de conjugaison de phase (en anglais PCM) pour permettre la transition vers le domaine temporel. Cela dit, le RT d'un signal correspond à la transformée de Fourier inverse (TF_{inv}) du conjugué (de phase) de sa transformée de Fourier, comme le montre la figure II. 3, et nous pouvons écrire :

$$T_{RT}\{\Phi(r, t)\} = \Phi(r, -t) = TF_{inv}\{\tilde{\Phi}^*(r, \omega)\} \quad \text{Eq II-7}$$

où $\tilde{\Phi}(r, \omega)$ est la transformée de Fourier du champ $\Phi(r, t)$ donnée par : $TF\{\Phi(r, t)\} = \tilde{\Phi}(r, \omega)$.

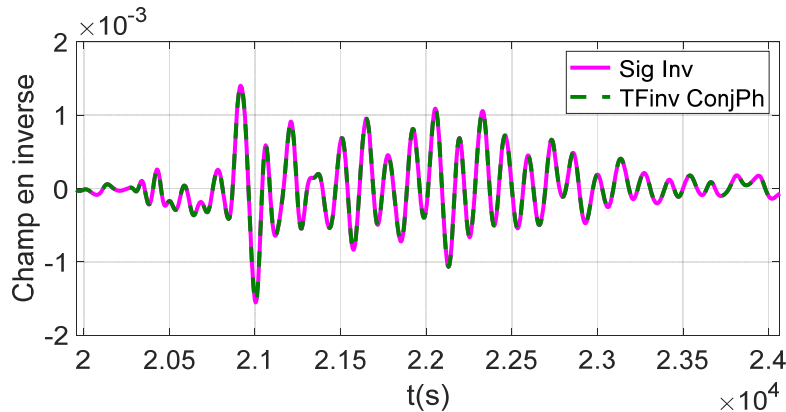


Figure II. 3 : Signal temporel inversé (courbe rose continue) et la transformée de Fourier inverse du son conjugué de phase (courbe en vert discontinue).

Dans la figure II.3, nous avons vérifié que l'inversion du signal par rapport au temps $\Phi(r, -t)$ est retrouvée également en utilisant la TF_{inv} de la conjugué de phase de sa transformée de Fourier. Dans notre travail, nous n'utilisons que des données temporelles, sans avoir un recours au formalisme précédent.

II. 4. 2. Mise en équation dans le domaine temporel

Lorsqu'une source active R_0 émet une onde EM générée par une excitation $x(t)$, durant la première phase de RT (figure II.2), le signal reçu enregistré au niveau d'un capteur du MRT est donné par :

$$y_i(t) = k(R_0 \rightarrow R_i, t) \otimes x(t) \quad \text{Eq II-8}$$

où l'opération \otimes correspond au produit de convolution, $k(R_0 \rightarrow R_i, t)$ représente la réponse impulsionnelle du milieu en un point de mesure R_i lorsque R_0 émet une impulsion $x(t)$ et $1 \leq i \leq M$ avec M est le nombre des émetteurs/récepteurs du MRT. Ainsi, la réponse impulsionnelle est obtenue en utilisant une séquence d'échos de type impulsion de Dirac $\delta(t)$ ayant chacun une amplitude Γ_i . Son expression est donnée par :

$$k(t) = \sum_{i=1}^{Nech} \Gamma_i \delta(t - t_i) \quad \text{Eq II-9}$$

L'application de la technique de retournement temporel dans le domaine temporel repose sur le calcul du produit de convolution pour quantifier la corrélation entre les deux entités en question. Soit $u_j(t)_{t \in \Delta t}$ et $v_j(t)_{t \in \Delta t}$ (où $\Delta t = T - t_0$ est la période de test) deux signaux enregistrés en un point p_j du MRT. Le produit de convolution est alors donné par l'équation suivante :

$$P_j = (u \otimes v)(t) = \int_{\Delta t} u(T - t)v(t)dt \tag{Eq II-10}$$

La transition vers le domaine fréquentiel est effectuée comme suit :

$$\begin{cases} TF[(u \otimes v)(t)] = U(f).V(f) \\ TF[u(t).v(t)] = (U \otimes V)(f) \end{cases} \tag{Eq II-11}$$

Par la suite, durant la deuxième phase de l'expérience de RT, le signal reçu $y_i(t)$ est retourné temporellement au niveau de chaque capteur R_i du MRT. L'onde EM convergente est alors créée et se focalise spatialement et temporellement sur la source initiale R_0 en utilisant :

$$H_{RT}(R_0, t) = \sum_{i=1}^M k(R_i \rightarrow R_0, t) \otimes y_i(-t) = \sum_{i=1}^M k(R_i \rightarrow R_0, t) \otimes k(R_0 \rightarrow R_i, -t) \otimes x(-t) \tag{Eq II-12}$$

Par conséquent, le signal focalisé est le résultat d'application de la réponse impulsionnelle du milieu au signal reçu par le MRT en chronologie inverse à chaque instant, ce qui revient à mesurer à chaque fois la corrélation entre les deux entités. Une illustration est donnée dans la figure II.4.

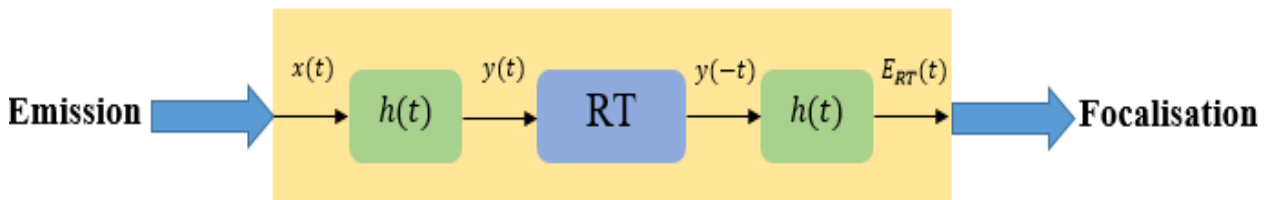


Figure II. 4 : Diagramme du processus de RT.

Les interférences constructives sont obtenues lorsque les fronts d'onde se superposent d'une façon constructive à un instant particulier appelé 'instant de focalisation' et d'une façon destructive ailleurs, figure II.5. Le signal focalisé atteint donc un pic provenant de la somme des différentes contributions à l'instant de focalisation. Cependant, d'après [33], les chercheurs ne s'accordent pas à définir précisément l'instant de focalisation et la manière de le déterminer, ce qui laisse penser que ces moments sont choisis visuellement lors de la diffusion du film de propagation des ondes EM retournées qui convergent au niveau de la position de la source d'émission. Néanmoins, dans la littérature, la qualité de la focalisation spatio-temporelle est bien étudiée [26, 33].

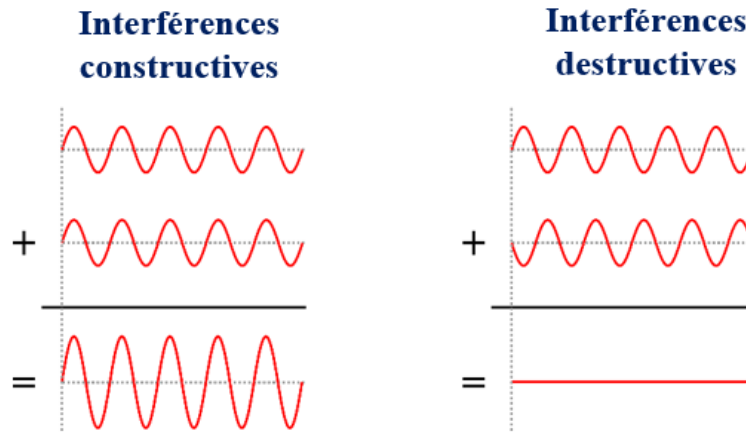


Figure II. 5 : Principe d'interférence.

II. 4. 3. Focalisation spatio-temporelle

Du fait de la réversibilité de son équation de propagation, l'onde EM générée se focalise tant temporellement que spatialement sur la source initiale. En d'autres termes, lorsque la source est active, l'onde diverge en espace libre, atteint le MRT, et retourne en sens inverse temporellement pour converger vers le point de la source. Alors, lorsqu'une partie de l'onde EM continue à converger, une autre partie commence à diverger. Cela dit, l'interférence des deux fronts d'ondes, à l'instant de focalisation, dans le domaine défini de l'espace, donne naissance à 'une tâche de focalisation' caractérisée par une distribution de champ qui se concentre autour de la source. Ce processus est illustré par la figure II.6.

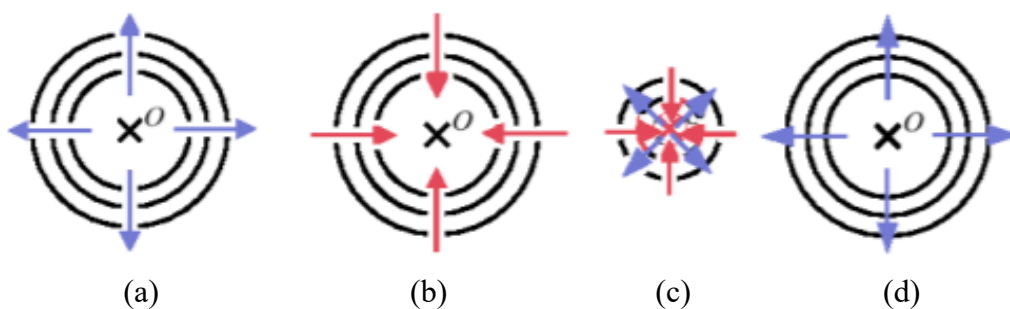


Figure II. 6 : Illustration de l'évolution des fronts d'ondes : (a) Ondes divergentes (émission), (b) Ondes convergente (RT), (c) Interférences (focalisation), (d) Reconstruction et réémission.

Pour caractériser au mieux la qualité de focalisation, plusieurs études ont été menées dans la littérature, en particulier divers critères de focalisation ont été définis [26, 33, 30]. En effet, pour réaliser une focalisation temporelle, des auteurs ont proposé d'utiliser le critère de minimum de l'entropie pour

la sélection de l'instant de focalisation qui permet d'obtenir la distribution de champ la plus adéquate [33]. D'autres travaux se sont intéressés à la focalisation spatiale en étudiant la dimension de la tâche focale autour du point de focalisation [26].

Pour assurer une focalisation spatio-temporelle, nous proposons dans ce manuscrit d'utiliser le critère de l'amplitude maximale de focalisation. En effet, un pic de focalisation optimal est obtenu au niveau de la source initiale à l'instant de focalisation. Par conséquent, le critère le plus simple à définir pour caractériser la qualité de focalisation est l'amplitude maximale des signaux focalisés. Il suffit alors de considérer la partie utile du signal temporel focalisé et implémenter sa valeur absolue, comme donné par le formalisme suivant :

$$\text{Max}(R_0) = \max_{t \in \Delta t} (|H_{RT}(R_0, t)|) \quad \text{Eq II-13}$$

D'après la littérature, il est possible de reconstruire la forme initiale du signal d'excitation en utilisant le signal focalisé au niveau de la source initiale. La figure II.7 montre la superposition entre les deux signaux normalisés qui représentent le signal d'excitation retourné $x(-t)$ et celui de la focalisation H_{RT} au point source.

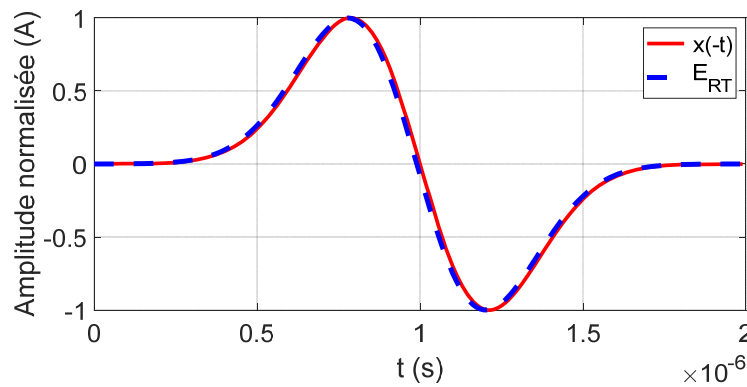


Figure II. 7 : Signal d'excitation reconstruit [57].

Pour résumer, l'algorithme général du processus de RT est donné dans la figure II.8. Dans la section qui suit, nous présentons la mise en œuvre de la technique de retournement temporel, dans le domaine temporel, dans un contexte d'identification des sources de perturbations EM en champ proche.

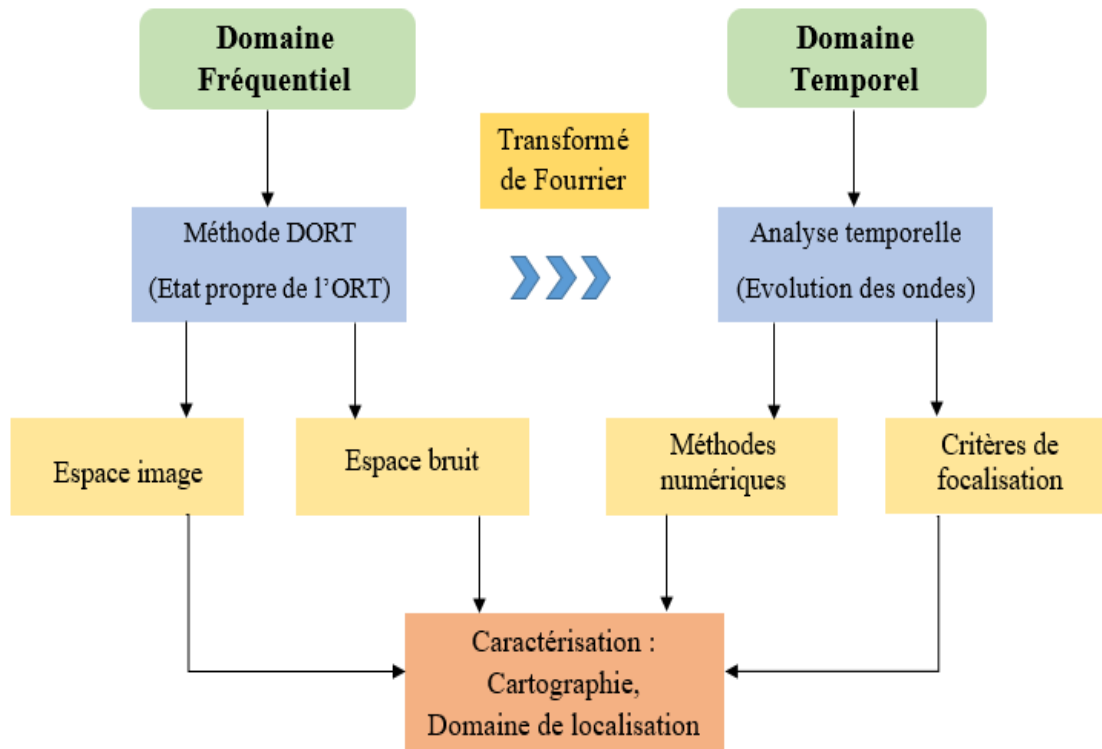


Figure II. 8 : Schéma récapitulatif sur la technique de retournement temporel.

II. 5. Méthode inverse EM basée sur le RTEM

L'objectif de la présente étude est de caractériser les émissions EM par la détermination d'un modèle de rayonnement équivalent représentatif du comportement de la structure étudiée en champ proche. Ainsi, nous proposons d'exploiter le processus de RT dans le domaine temporel pour identifier les sources rayonnantes et reconstruire leurs signaux d'excitation. D'où, la mise en œuvre de la méthode inverse électromagnétique basée sur la technique de retournement temporel.

II. 5. 1. Principe

Dans la section précédente, nous avons expliqué le principe de la technique de retournement temporel et son application dans le domaine temporel. Afin d'identifier les sources de rayonnement EM, nous proposons de développer la méthode inverse temporelle se basant sur le retournement temporel électromagnétique (RTEM) en champ proche.

Considérons une source de champ magnétique excitée par un signal d'excitation, créant un champ rayonné qui se propage dans l'espace et qui sera mesuré et enregistré au niveau d'un ensemble de capteurs qui forment le miroir de RT. Il s'agit donc de la première phase du processus RT, comme

nous pouvons voir sur la figure II.9.a. Le signal reçu par chaque capteur de MRT est alors inversé dans le temps et réémis dans le domaine d'étude afin de se propager, et de converger vers la source initiale qui l'a émis (voir figure II.9.b, c et d). D'où la réalisation de la seconde phase de la technique de RT.

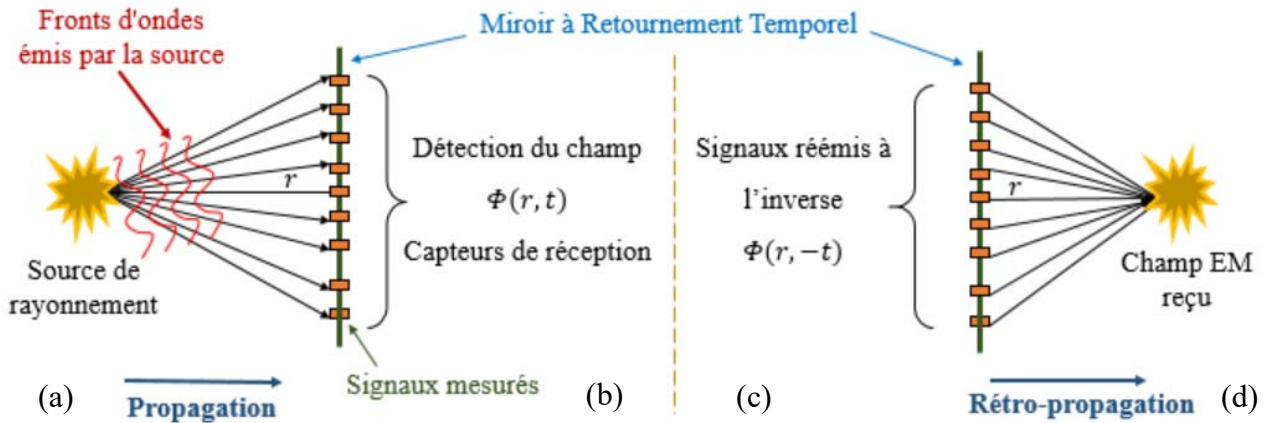


Figure II. 9 : Principe de la méthode proposée.

Il convient de noter que la réponse impulsionnelle du milieu est donnée par la matrice de transfert obtenue en utilisant un réseau virtuel de sources potentielles disposées à la surface de la structure étudiée et excitées par une impulsion de Dirac, comme expliqué dans la section II.2. Comme son nom l'indique, une source potentielle est une source virtuelle qui a les caractéristiques d'un dipôle magnétique et qui peut être potentiellement une source réelle d'émissions EM. Ce choix est justifié par le fait que dans le présent mémoire nous n'étudions que des dipôles de ce type. Dans le cas d'une simulation théorique, nous remplaçons les mesures réelles au niveau des capteurs du MRT par le champ magnétique calculé en utilisant les expressions analytiques qui décrivent le rayonnement EM des dipôles élémentaires dans le domaine temporel, qui sont données dans le chapitre 1 (Eq I-11). Comme notre étude est menée dans le domaine temporel, outre la détermination des coordonnées de la source rayonnante, nous nous intéressons également à la reconstruction du signal d'excitation et à l'estimation des cartographies de champ durant la période de test.

II. 5. 2. Algorithme général

L'organigramme de la méthode inverse EM basée sur la technique RT dans le domaine temporel est donné dans la figure II.10. L'algorithme développé permet d'identifier les sources d'émissions d'un champ magnétique rayonné par une structure étudiée. Il s'agit d'exploiter la mesure du rayonnement EM en champ proche pour modéliser le système par des dipôles équivalents.

La méthode proposée dépend principalement des pics de rayonnement EM de chaque source active au fil du temps. Une fois que les sources de rayonnement sont déterminées en se basant sur la focalisation spatio-temporelle et que leurs paramètres et formes d'onde correspondantes sont extraites, en utilisant les équations Eq II-13 et Eq II-12, les signaux de champ magnétique reconstruits sont également calculés dans le domaine temporel.

Dans le cas général, il existe dans les circuits électroniques, en particulier dans les systèmes embarqués, plusieurs sources qui rayonnent simultanément. C'est pourquoi nous proposons d'identifier la source qui émet le maximum du champ à chaque itération. En effet, le premier dipôle identifié correspond à la zone la plus rayonnante de la cartographie du champ, ainsi les paramètres de cette source identifiée sont déterminés par recours à la base de données des sources potentielles. En outre, une distribution d'erreur est définie afin de quantifier la différence entre les cartographies de champ mesurées (ou bien calculées) et celle estimées en utilisant le modèle équivalent obtenu avec la méthode proposée. L'algorithme converge lorsque la valeur de l'erreur obtenue est inférieure à une valeur prédéfinie considérée comme seuil. Dans le cas idéal, le seuil est égal à zéro, ce qui signifie que le modèle équivalent estimé produit exactement le même rayonnement que le modèle de référence (mesuré ou bien calculé). En effet, le niveau de bruit de la mesure de référence correspond à l'amplitude du bruit de mesure à vide qui est souvent connu à l'avance. Cette valeur seuil est utilisée comme critère de convergence et est estimée au préalable.

En utilisant des mesures expérimentales, lorsque la valeur du champ magnétique dans la distribution restante devient inférieure à l'amplitude du bruit de mesure, le processus de recherche d'une autre source rayonnante s'arrête. Dans ce cas, la valeur seuil ne devrait pas être inférieure aux erreurs de mesure, car nous risquons de trouver un modèle qui n'a pas de sens physique, sachant que l'amplitude du bruit de mesure est obtenue à l'avance à travers une mesure à vide.

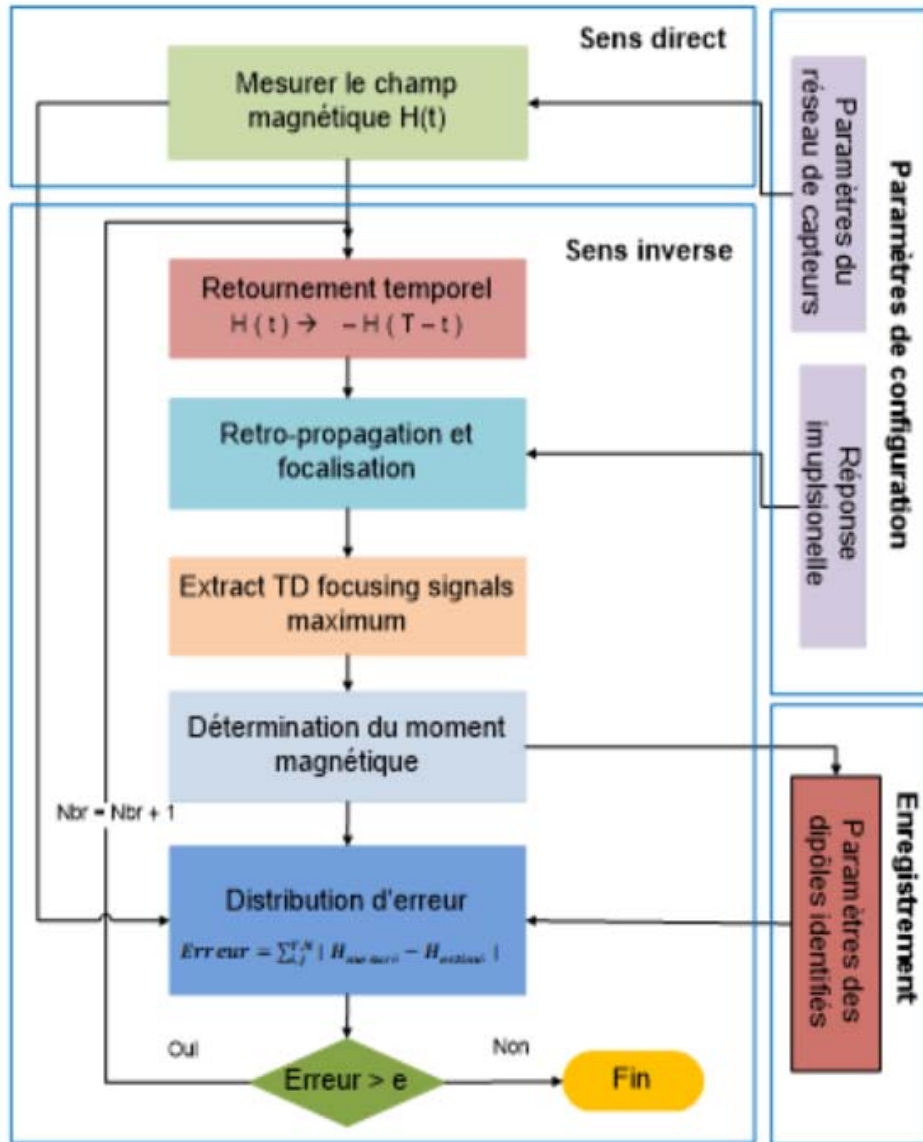


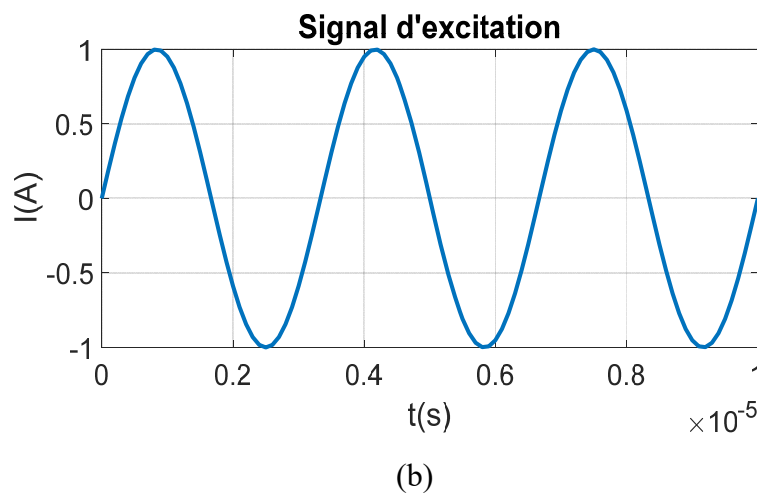
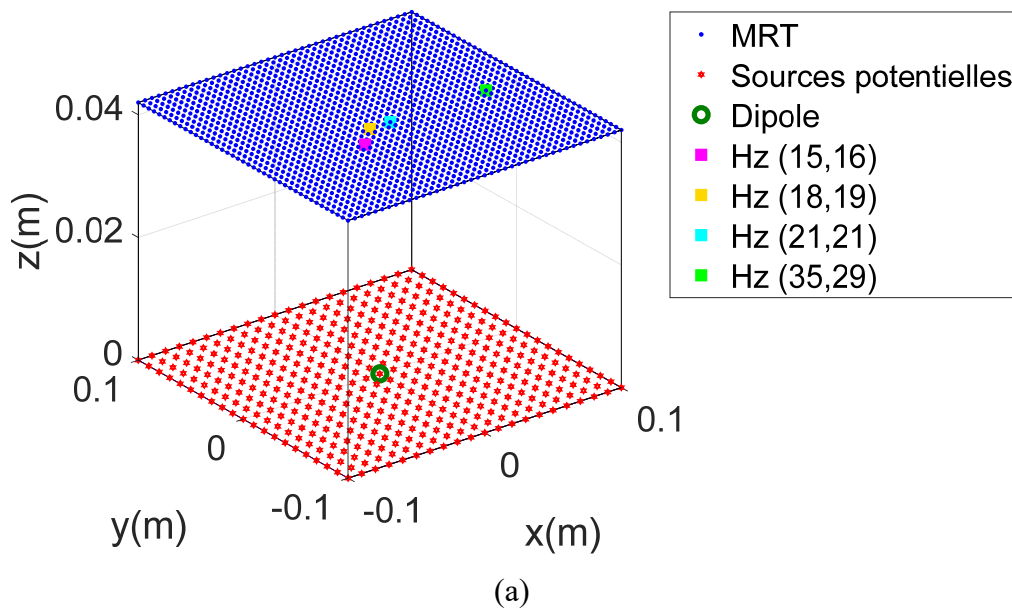
Figure II. 10 : Organigramme de la méthode inverse temporelle basée sur le RT.

II. 6. Test préliminaire avec excitation sinusoïdale

Dans cette partie, nous appliquons la méthode proposée afin d'identifier le modèle équivalent du rayonnement d'un dipôle magnétique excité par une excitation sinusoïdale, comme défini dans le chapitre précédent. C'est une application directe de la méthode proposée qui permet de confirmer la faisabilité de la méthode inverse temporelle basée sur le RTEM [58]. Le choix des différents paramètres impliqués dans ce test est inspiré par les travaux qui portent sur l'élaboration de la méthode inverse EM dans le domaine fréquentiel [10, 14].

Prenons alors l'exemple d'une boucle magnétique (figure II.11.a), de rayon 25 mm , située au centre d'une surface de dimension $(200\text{ mm} \times 200\text{ mm})$ dans le plan XY. Le courant d'excitation est sinusoïdal et a une durée de $10\ \mu\text{s}$ et avec une fréquence égale à 10 MHz (figure II.11.b). Nous calculons alors le champ magnétique à une hauteur $h = 42\text{ mm}$, au-dessus de la structure étudiée, en utilisant les équations analytiques du champ magnétique rayonné en champ proche dans le domaine temporel (voir figure II.11.c pour un exemple). Le MRT est constitué par 1681 points de calcul formant une surface de scan de dimension (41×41) , et avec un pas de déplacement de 5 mm (une étude paramétrique est présentée dans le chapitre quatre).

Le domaine de simulation proposé est illustré par la figure II.11.a.



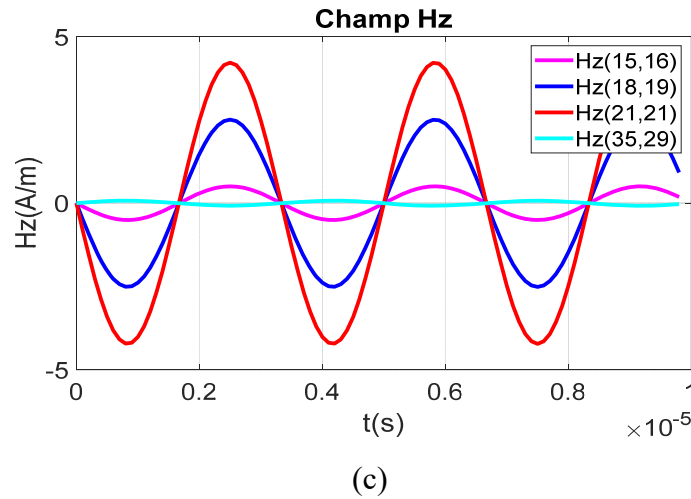


Figure II. 11 : (a) Domaine de simulation, (b) Excitation de type harmonique, (c) Champ calculé.

Les cartographies du champ rayonné sont obtenues en champ proche, à chaque instant de la période de test. Nous visualisons ces distributions pour les trois composantes du champ magnétique H_x , H_y et H_z , à l'instant où l'amplitude est maximale, figure II.12.

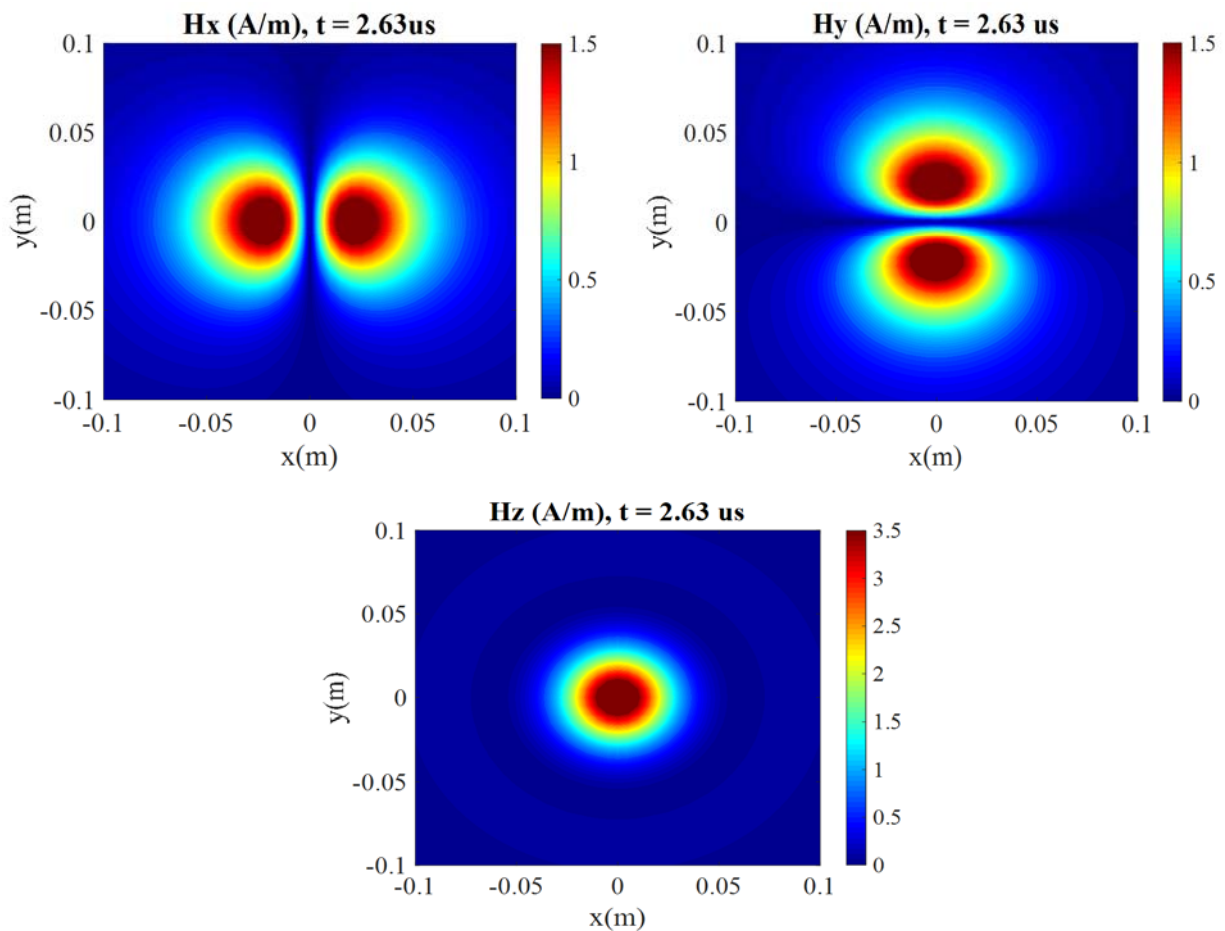


Figure II. 12 : Distribution de champ calculé : (a) H_x , (b) H_y , (c) H_z .

Pour construire la matrice de transfert et simuler la réaction du système dans le temps, un réseau de 441 sources potentielles est choisi d'être placé sur la surface de la structure avec une résolution spatiale de 10 mm, ce qui nous permet de calculer les réponses impulsionnelles inter-éléments.

Les capteurs sont maintenant utilisés comme émetteurs pour injecter dans le domaine de simulation les signaux inversés dans le temps, et achever alors la deuxième phase du processus RT. Par la suite, en appliquant le critère de maximum de focalisation choisi, en parcourant tout le réseau des sources potentielles, nous avons trouvé un modèle composé d'un seul dipôle magnétique en un temps de simulation très réduit et avec un seuil de convergence nul. La figure II.13.a montré une bonne concordance entre le signal d'excitation initial et celui reconstruit utilisant la méthode proposée. En effet, à l'instar des travaux présentés dans la littérature, dans ce test, les signaux sont normalisés en divisant chaque élément par sa valeur maximale, ce qui permet de comparer les formes des signaux obtenues. De plus, nous observons à la figure II.13.b une bonne cohérence entre la composante normale de champ magnétique calculé H_z et celle estimée à l'aide du modèle équivalent obtenu.

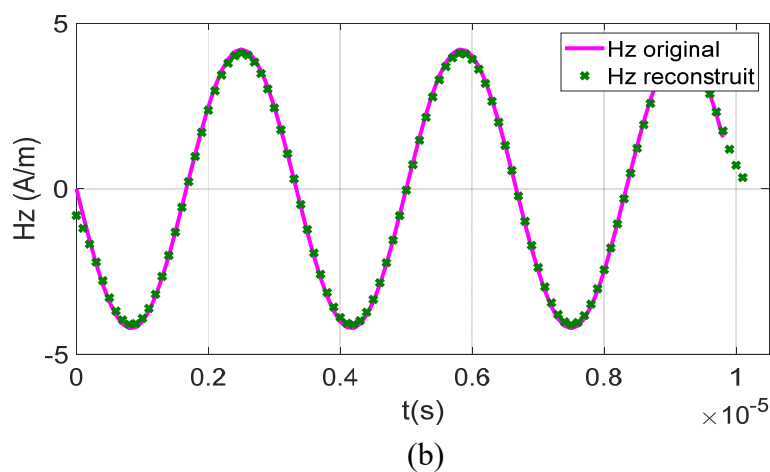
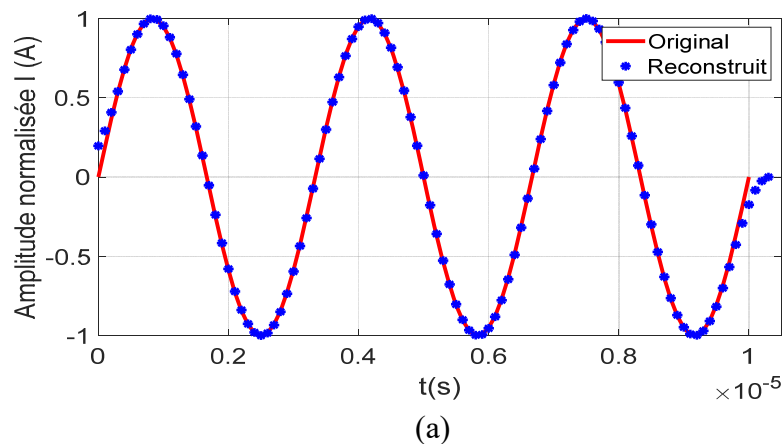
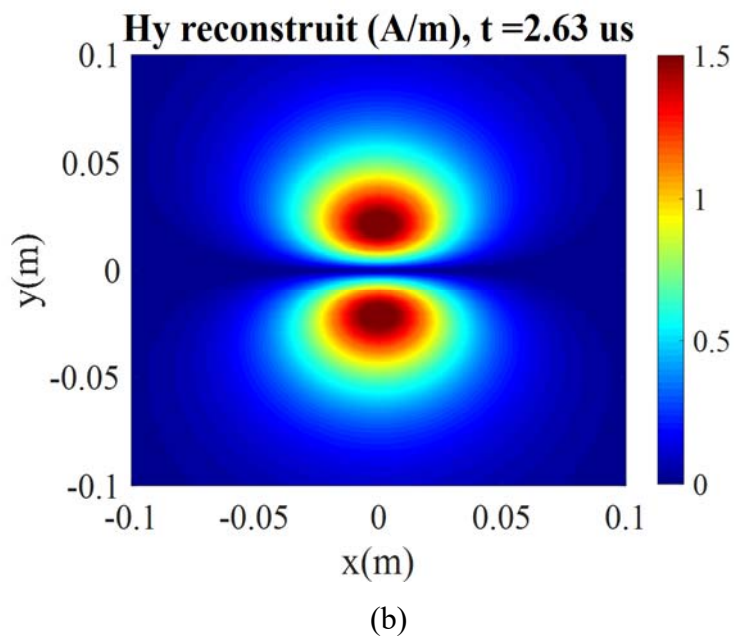
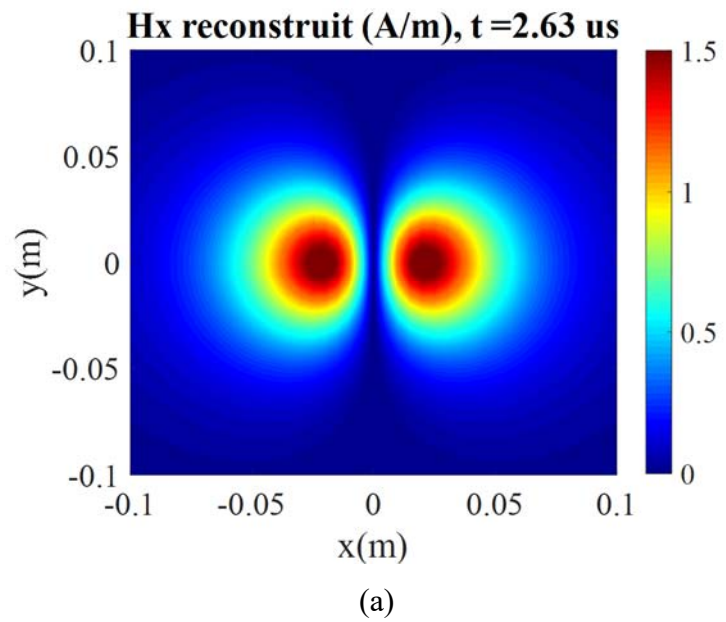


Figure II. 13 : Reconstruction : (a) Signal d'excitation, (b) Champ H_z au niveau de la source.

En utilisant le signal d'excitation reconstruit et les paramètres de la source obtenue, nous calculons le champ magnétique à chaque position de la surface de scan. Les cartographies reconstruites des composantes H_x , H_y et H_z sont données par la figure II.14. Nous remarquons donc un bon accord entre la distribution de champ reconstruit par le modèle équivalent obtenu et celle calculée initialement à différents instants du temps.



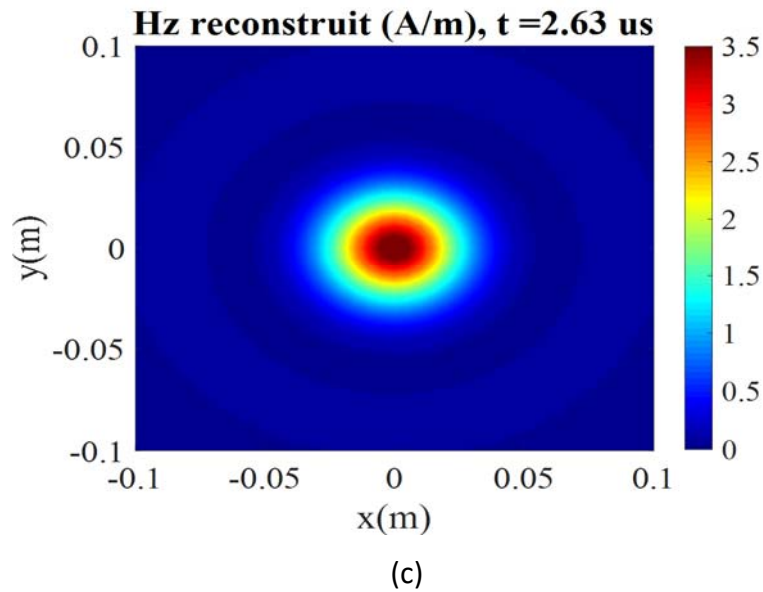


Figure II. 14: Cartographies de champ reconstruit : (a) H_x , (b) H_y , (c) H_z .

Dans cet exemple, nous avons présenté une application directe de la méthode proposée en utilisant le cas de test le plus simple (une boucle de courant excitée par une sinusoïde) afin de vérifier la faisabilité de l'algorithme développé. Néanmoins, en réalité, nous cherchons à nous rapprocher du comportement transitoire du rayonnement EM de systèmes électroniques et électriques réels, c'est pourquoi il est essentiel d'exploiter la méthode inverse temporelle basée sur le RTEM pour des structures avec des signaux non sinusoïdaux.

II. 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art ainsi que le cadre théorique de la technique de retournement temporel. Nous avons fourni également les principales informations relatives à l'application du processus de RT dans le domaine fréquentiel, ainsi que le mode de transition vers le domaine temporel. Un intérêt particulier a pu être porté à l'élaboration temporelle de la technique de RT et également à la focalisation spatio-temporelle que nous exploitons pour l'identification des sources.

Par la suite, nous avons exposé la mise en œuvre de la méthode inverse électromagnétique basée sur le RT dans le domaine temporel. Nous avons également donné l'algorithme général permettant la caractérisation des émissions EM d'un système. En effet, la méthode proposée fournit un modèle équivalent construit à partir du rayonnement de sources identifiées et leurs excitations reconstruites en

utilisant la technique de retournement temporel. Afin de valider et vérifier l'efficacité de la méthode proposée, nous avons appliqué la méthode proposée dans le cas d'un dipôle magnétique excité par un signal sinusoïdal. Il s'agit d'une application directe de l'algorithme général en se basant sur le cas le plus élémentaire qui nous a permis d'obtenir un modèle théorique représentatif du rayonnement de la boucle magnétique utilisée. Cependant, dans les applications que nous visons, les émissions électromagnétiques rayonnées sont transitoires et sont beaucoup plus complexes. C'est pourquoi le chapitre suivant portera sur la mise en œuvre de la méthode inverse électromagnétique basée sur la technique de retournement temporel pour les signaux transitoires.

Chapitre 3:

Mise en œuvre de la méthode proposée pour les signaux transitoires

III. 1. Introduction

Dans les deux chapitres précédents, nous avons exposé l'intérêt de traiter la problématique de la CEM dans le domaine temporel. En effet, nous avons proposé d'exploiter la technique de retournement temporel pour l'identification des sources de perturbations en champ proche. La qualification de ce processus est réalisée à travers la focalisation spatiale et temporelle. Une application directe de l'algorithme général a été présentée en utilisant un signal d'excitation sinusoïdale. Toutefois, ce cas simple ne représente pas le comportement général des signaux temporels et des émissions électromagnétiques rayonnées que nous souhaitons traiter comme par exemple les signaux transitoires.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la mise en œuvre de la méthode inverse électromagnétique basée sur la technique de retournement temporel dans le but d'élaborer des modèles équivalents de rayonnement EM pour des structures avec des signaux non sinusoïdaux. Premièrement, l'exploitation de la méthode proposée sera effectuée en utilisant des champs proches calculés en se basant sur les équations analytiques décrivant le rayonnement des systèmes avec excitations transitoires. Dans ce contexte, nous allons faire appel à l'outil FSV (Feature Selective Validation) pour estimer et quantifier la validité du modèle équivalent obtenu. Deuxièmement, à la fin de ce chapitre, la méthode RTEM sera appliquée à des signaux de champ proche mesurés expérimentalement.

III. 2. Exploitation de la méthode RTEM en se basant sur des champs magnétiques calculés analytiquement

Les systèmes électroniques modernes qui fonctionnent à des fréquences de commutation élevées et avec des temps de montées très faibles présentent des émissions transitoires sur une large bande de fréquences. Il est donc de plus en plus indispensable de disposer une méthode de modélisation adaptée pour les structures avec des signaux non sinusoïdaux.

La méthode RTEM permet la caractérisation des dispositifs rayonnants en se basant sur des mesures de champ EM dans le domaine temporel. Cependant, les mesures expérimentales du champ proche peuvent être entachées par des erreurs de différentes origines (plus de détails sur les erreurs de mesures seront présentés dans le chapitre 4). Les erreurs de mesures du champ proches peuvent causer des erreurs sur le modèle de rayonnement recherché ou même causer la non-convergence de la méthode.

Par conséquent, dans la première phase d'évaluation de la méthode (examiner seulement les erreurs de modélisation), il est indispensable d'éviter les éventuelles erreurs de mesures du champ proche. Nous proposons alors de commencer par l'application de la méthode RTEM sur des champs magnétiques proches calculés en se basant sur les équations analytiques décrivant le rayonnement des sources de perturbations dans le domaine temporel. La figure III.1 illustre la démarche générale adoptée pour la mise en œuvre de la méthode inverse EM basée sur le retournement temporel du champ proche. On montre dans cette figure que les données d'entrée à la méthode proposée peuvent être des mesures expérimentales dans le cas d'identification d'un modèle équivalent (cas général) ou de résultats de calcul dans le cas de test et de validations de la méthode (un cas particulier dans cette première étape de validation).

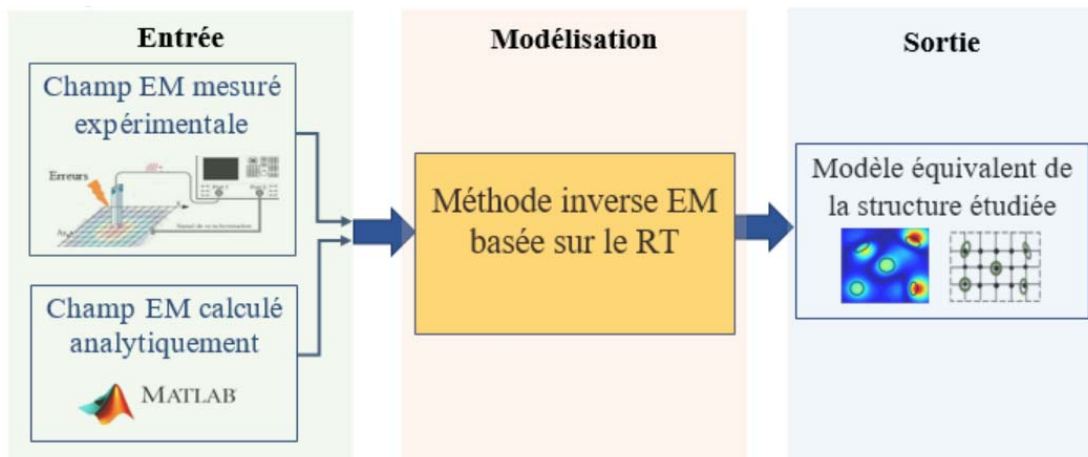


Figure III. 1 : Démarche générale adoptée.

III. 2. 1. Application de la méthode proposée avec des signaux calculés analytiquement

Dans cette partie, nous proposons de commencer par appliquer la méthode TREM à des structures avec des sources élémentaires et dont l'émission est décrite par les équations analytiques données dans le chapitre 1 (Eq I-11). Le recours à une mise en œuvre de la méthode proposée en se basant sur des signaux calculés (synthétiques) est pour éviter de cumuler les erreurs probables au niveau des mesures. Dans ce cas, nous utilisons des sources dont les paramètres sont définis au préalable. L'idée la plus simple pour les simulations est bien entendu l'utilisation des boucles magnétiques, comme définies dans le chapitre 1.

Dans ce qui suit, les simulations numériques concernent deux structures de base. La première comporte une seule source horizontale, alors que la deuxième est plus complexe et comprend deux sources dont l'une est horizontale et l'autre est oblique.

III. 2. 1. a. Choix du signal d'excitation

Généralement, les circuits électroniques, fonctionnant à des fréquences élevées avec des gradients de courants et de tension très importants, génèrent des résonances de différentes formes, notamment des signaux temporels qui ne sont plus sinusoïdaux. Ainsi, dans cette partie, le choix du signal d'excitation considère principalement l'aspect transitoire de rayonnement EM émis par les structures étudiées. Par contre, vu sa courte durée, l'analyse et la caractérisation d'un signal transitoire sont une tâche difficile. C'est pourquoi, nous proposons d'assimiler les transitoires des dispositifs sous test à des signaux du type Gaussien dont les paramètres sont bien connus à l'avance [12, 26].

A cet effet, les signaux d'excitation utilisés dans tous les cas de simulations présentés dans ce manuscrit sont du type Gaussien (figure III.2) et dont l'équation générale est donnée par :

$$I(t) = I_0 e^{-\left(\frac{t + \frac{z-z_0}{c} - t_0}{\ell}\right)^2} \quad \text{Eq III-1}$$

où I_0 est l'amplitude maximale de la gaussienne, ℓ est la largeur de l'impulsion à mi-hauteur, t_0 et z_0 sont respectivement les retards par rapport aux origines du temps et de l'espace, et c la célérité de la lumière dans le vide. Pour faire varier la bande passante d'un tel signal, il suffit de varier le terme ℓ dans l'équation III-1.

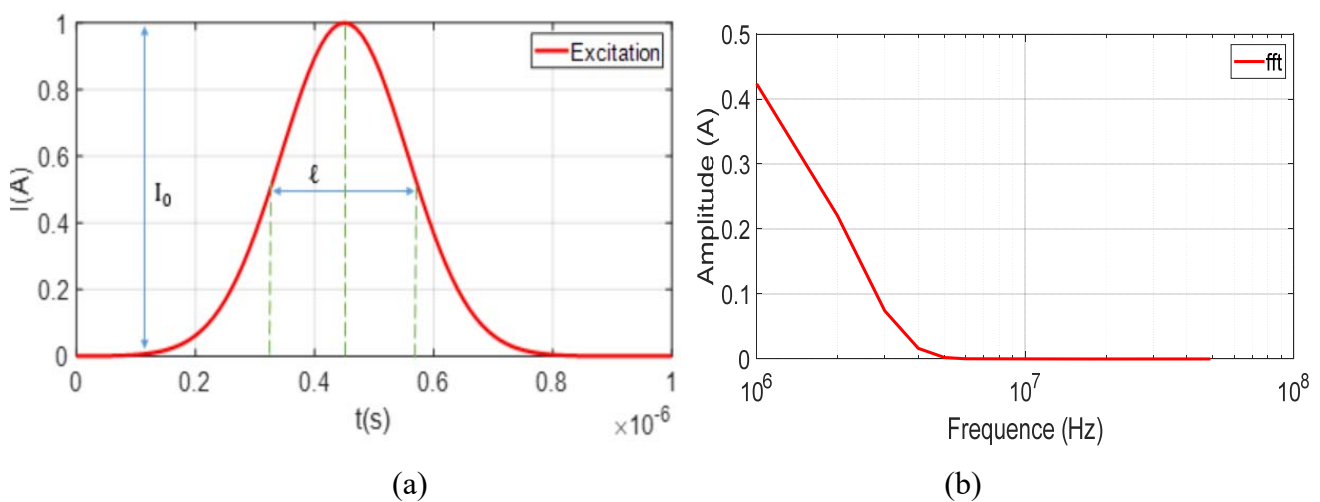


Figure III. 2 : (a) Impulsion gaussienne, (b) son spectre.

Le choix d'un signal d'excitation de type gaussien a déjà été adopté dans plusieurs travaux dans la littérature. Dans [26], les auteurs ont modélisé la forme d'onde excitant l'équipement sous test par une gaussienne modulée par une sinusoïde (figure III.3.a). Dans la même optique, les auteurs dans [12] ont opté pour une excitation sous la forme d'une dérivée de la fonction gaussienne (figure III.3.b). Au cours des simulations, plusieurs études de cas sont menées en fonction des différents paramètres du signal de type gaussien, notamment la fréquence centrale f_c et la bande passante $\Delta\Omega$, d'où l'utilisation de différentes formes d'excitations gaussiennes.

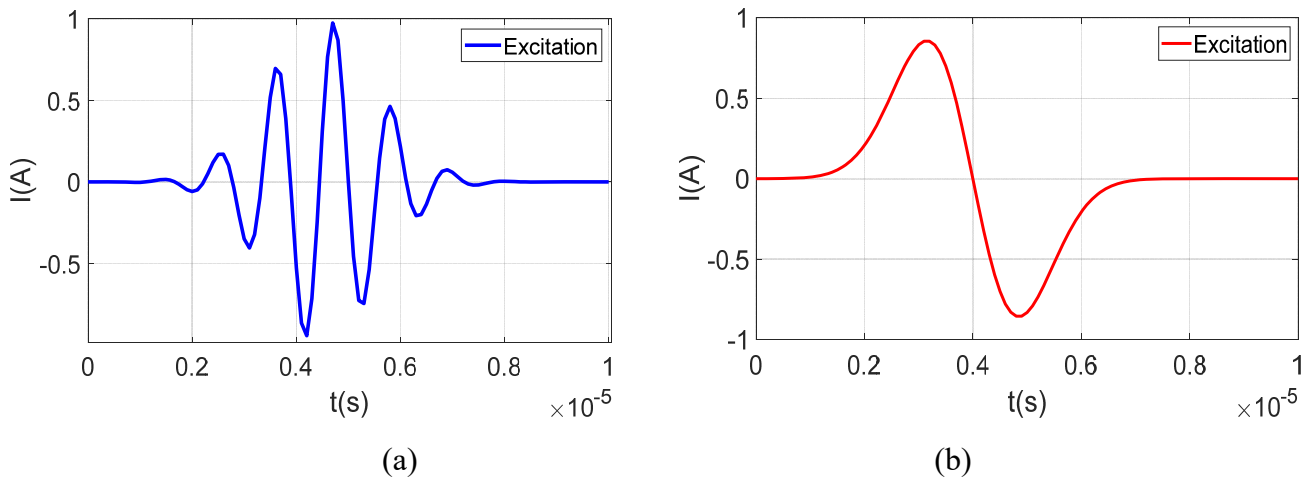


Figure III. 3 : (a) Exemple d'une excitation gaussienne modulée par une sinusoïde, (b) Exemple d'une dérivée d'une gaussienne.

III. 2. 1. b. Cas de test 1 : Une seule boucle magnétique

Dans la littérature, l'analyse du rayonnement magnétique des dispositifs électroniques, qui présentent des signaux transitoires, entraîne la détermination d'un rayonnement similaire à celui d'une boucle de courant (cas des cellules de commutation) [12, 15]. En effet, on utilise l'une ou plusieurs cartographies des composantes H_x , H_y et H_z du champ magnétique pour déterminer les caractéristiques de la boucle magnétique équivalente (moment magnétique et coordonnées du centre de la boucle).

Commençons alors par un cas simple dans lequel la structure étudiée comporte une boucle magnétique horizontale située au centre du plan (XY) [57]. Le réseau de capteurs/émetteurs formant le MRT est uniformément distribué au-dessus de la source rayonnante. De plus, un réseau de sources potentielles est distribué dans le plan (XY). La configuration générale appliquée dans ce premier cas de simulation est illustrée à la figure III.4.

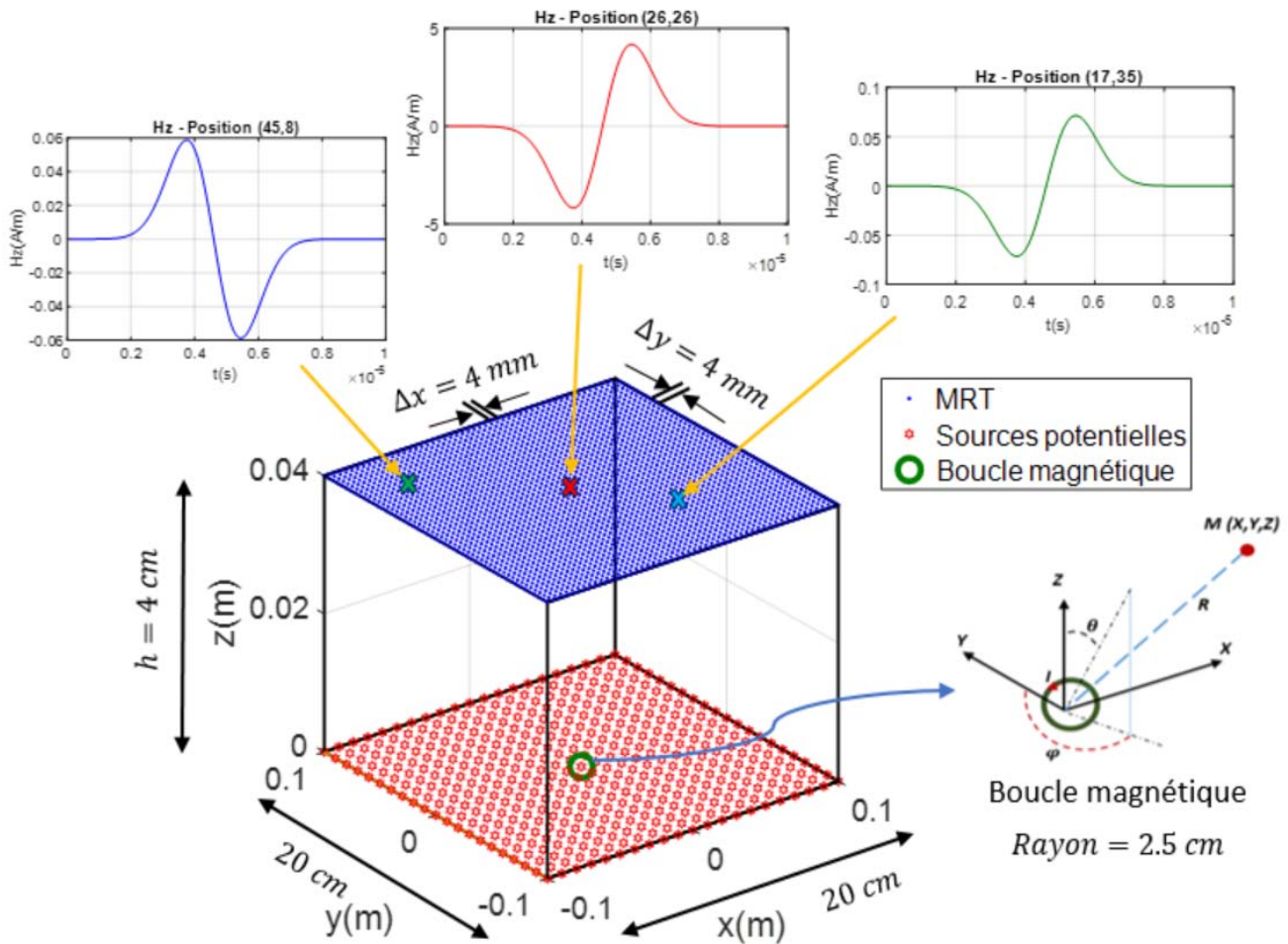


Figure III. 4 : Première configuration.

La boucle étudiée est parcourue par un signal d'excitation de type dérivée d'une gaussienne (figure III.5.a) dont l'équation est donnée par :

$$I(t) = I_0 \frac{(t_0 - t)}{\tau} \exp\left(-\frac{(t - t_0)^2}{(2\tau)^2}\right) \quad \text{Eq III-2}$$

avec $I_0 = 1 \text{ A}$ est l'amplitude de l'excitation, $\tau = 0.6 \mu\text{s}$ est la largeur caractéristique de l'impulsion à mi-hauteur et $t_0 = 4.5 \mu\text{s}$ est le retard temporel par rapport à l'origine de temps. Ces différents paramètres du signal d'excitation sont rigoureusement choisis en tenant compte de l'aspect rapide et impulsionnel des comportements transitoires des circuits étudiés durant la fenêtre d'observation du signal.

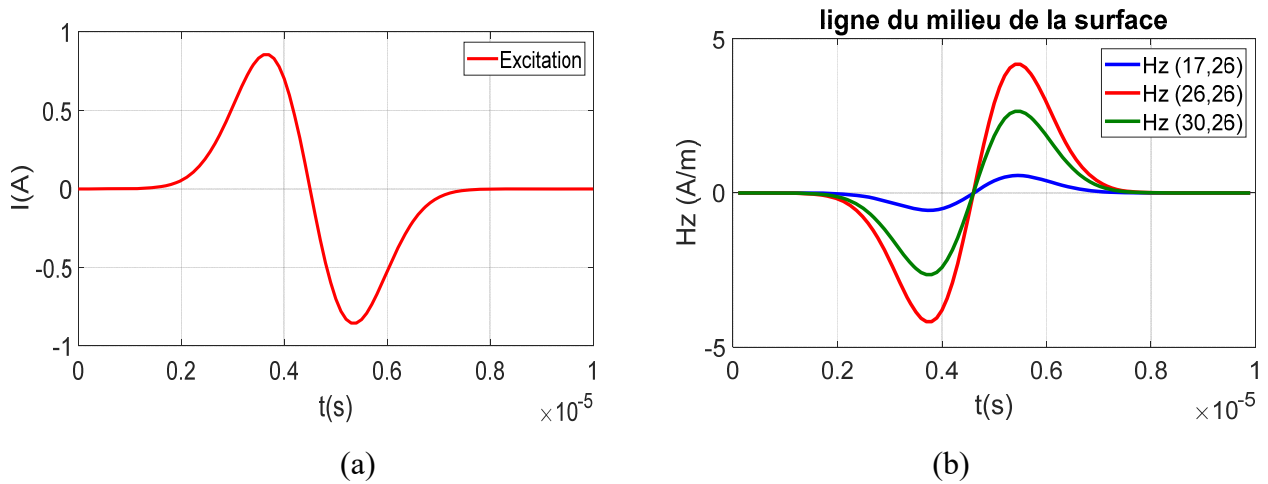
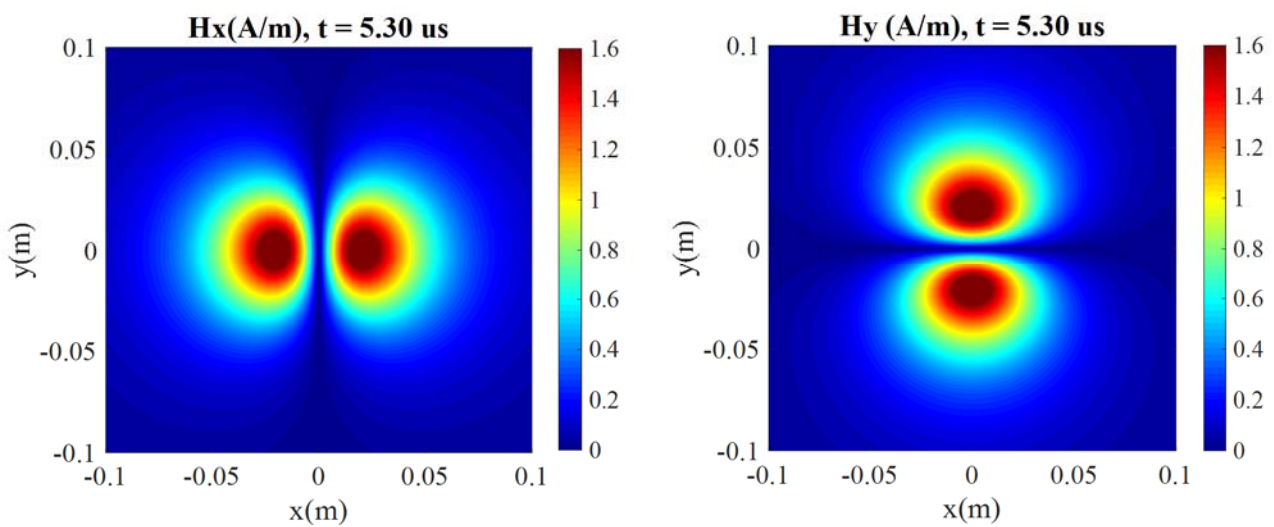


Figure III. 5 : (a) Signal d'excitation utilisé, (b) Champ magnétique H_z sur une ligne.

Le calcul du champ magnétique a été effectué en tout point du MRT pour les trois composantes H_x , H_y et H_z . La figure III.4 montre les formes d'onde de la composante H_z au niveau de trois différents points au-dessus de la structure étudié. Nous remarquons que l'amplitude du champ magnétique de la composante normale H_z décroît en s'éloignant du centre de la boucle rayonnante. Cette dernière observation est confirmée aussi en examinant la figure III.5.b qui donne les formes d'onde de la composante H_z au niveau de trois points situés sur une même ligne du MRT. Dans la figure III.6, nous visualisons les cartographies des trois composantes du champ magnétique calculées à un instant particulier où le rayonnement est maximal.



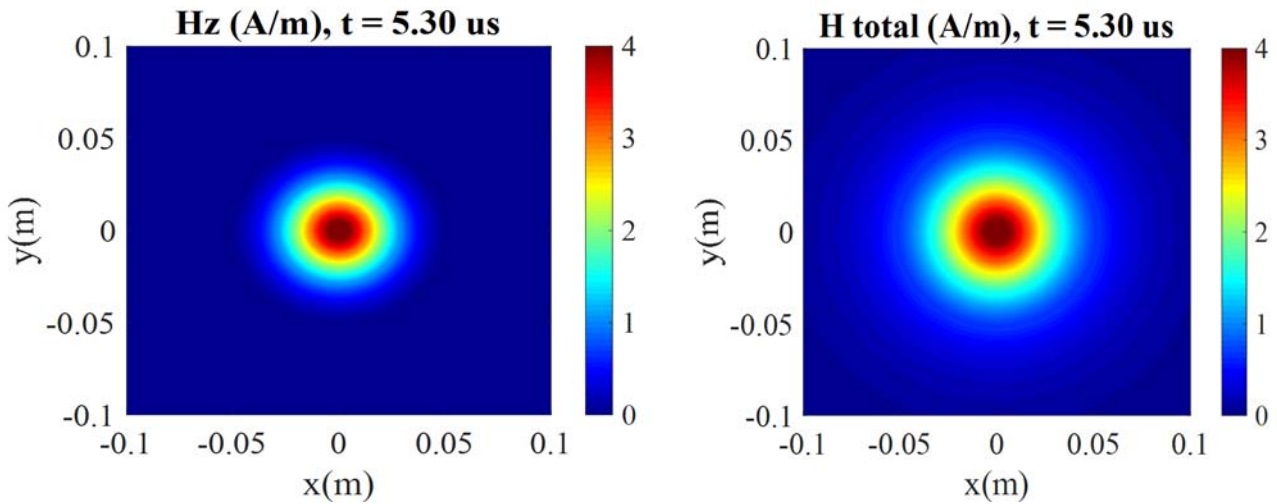


Figure III. 6 : Cartographies du champ magnétique calculé à l'instant $t = 5.3 \mu s$.

En appliquant la méthode proposée aux données calculées au niveau du MRT, nous arrivons à identifier le dipôle équivalent qui permet de reconstruire le modèle initial avec un seuil de convergence nul, figure III.7. En effet, par recours au réseau des sources potentielles, nous déterminons les paramètres de la source rayonnante, notamment la position, l'orientation et le signal d'excitation. Le tableau III.1 présente les paramètres obtenus pour le dipôle équivalent et qui coïncident avec celle de la source choisie en figure III.4. Par conséquent, nous pouvons estimer le signal d'excitation utilisé ainsi que le champ calculé initialement en différents points du MRT, comme montré dans la figure III.8. Les cartographies de champ calculé en utilisant les paramètres du dipôle équivalent identifiés sont illustrées dans la figure III.9. En comparant les figures III.6 et III.9, nous pouvons déduire que la structure rayonnante identifiée est bien la boucle magnétique choisie initialement.

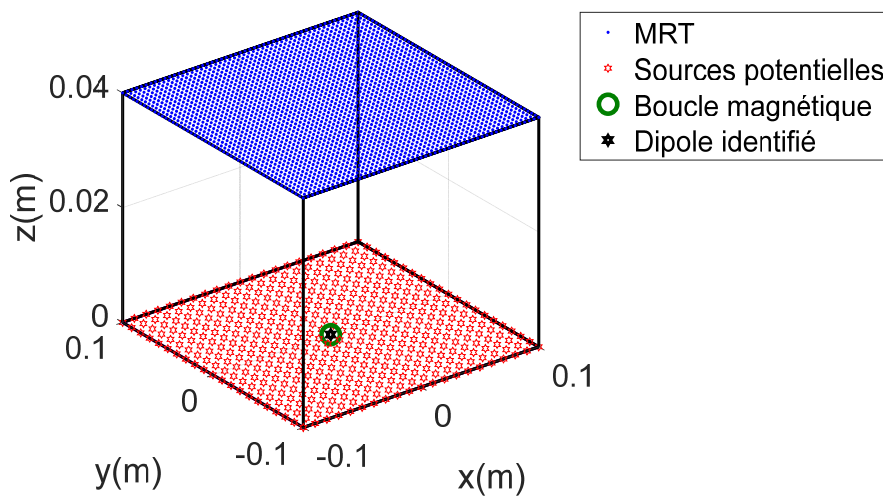


Figure III. 7 : Position du dipôle identifié dans le réseau des sources potentielles coïncidant avec la position de la boucle magnétique choisie initialement.

	Maximum du moment ($A.m^2$)	Paramètres (x, y, z)(en m), (θ, φ)(en rad)
Dipôle 1	1.7×10^{-3}	0 ; 0 ; 0 ; 0 ; 0

Tableau III. 1 : Paramètres obtenus pour le dipôle équivalent identifié.

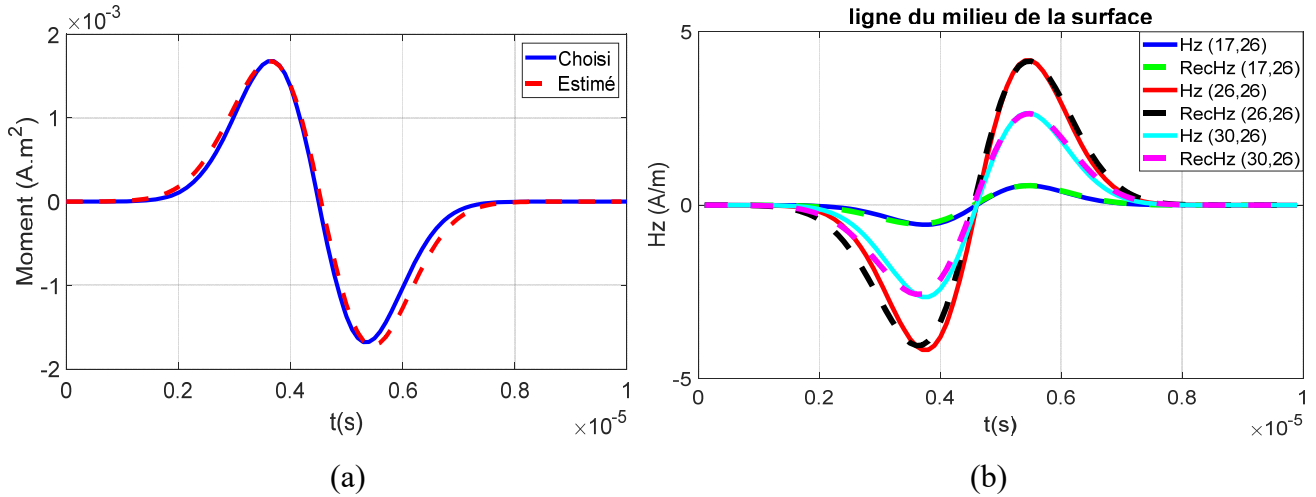


Figure III. 8 : (a) Moments magnétiques choisis et estimés, (b) Champs magnétiques initiaux et estimés à partir du modèle obtenu par la RTEM.

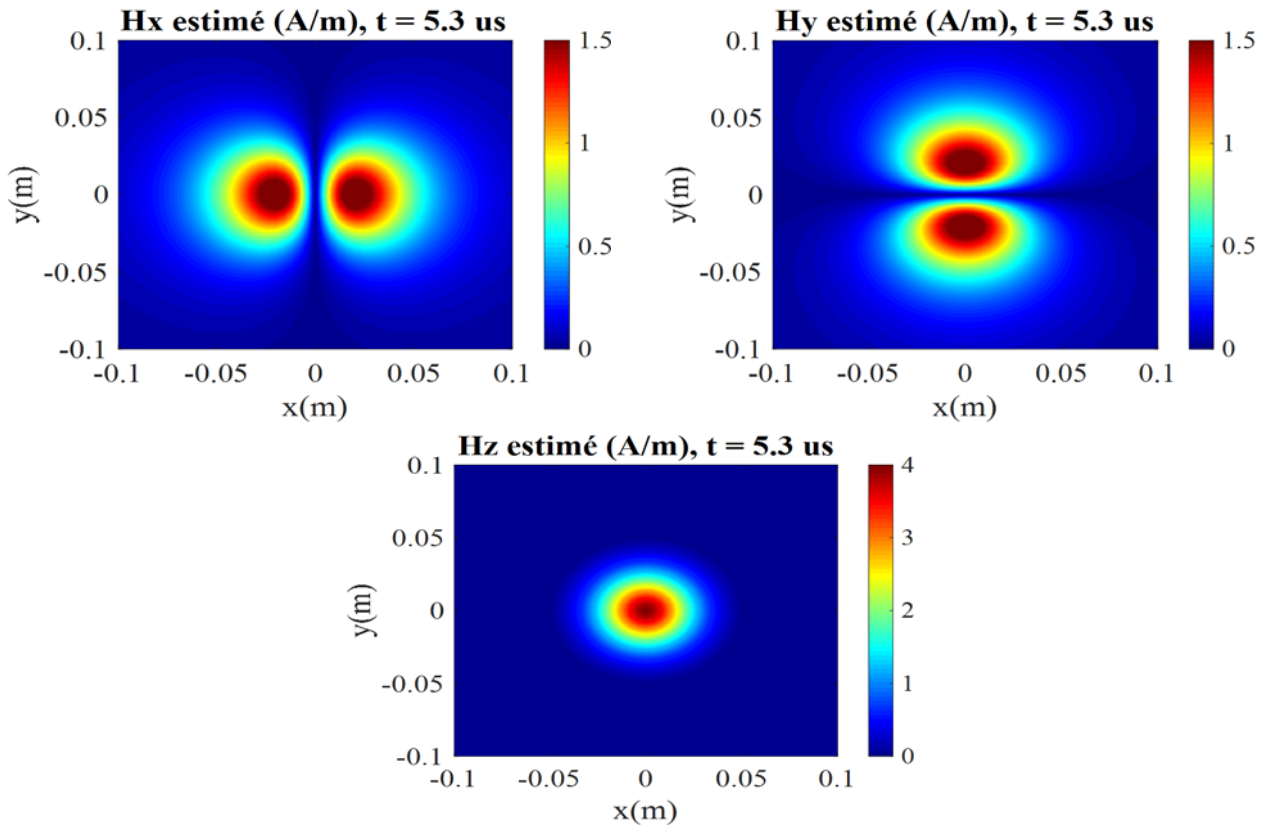


Figure III. 9 : Cartographies du champ magnétique estimé à l'instant $t = 5.3 \mu s$.

III. 2. 1. c. Cas de test 2 : Structure multi sources

Afin de se rapprocher de la réalité de fonctionnement des circuits électroniques, la méthode proposée est appliquée à une structure multi-source. Ainsi, nous considérons deux boucles magnétiques ayant des moments magnétiques de différentes formes d'onde et dont les allures sont illustrées à la figure III.10. Les paramètres de la configuration adoptée (figure III.11) sont donnés par le tableau III.2. L'effet des choix des paramètres de la méthode sur l'exactitude du modèle obtenu sera étudié dans le prochain chapitre.

Surface de mesure	(10 cm × 10 cm)
Hauteur de mesure	3 cm
Pas de déplacement	2 mm
Taille de la MRT	(51 × 51)
Taille du réseau des sources potentielles	(21 × 21)

Tableau III. 2 : Configuration adoptée.

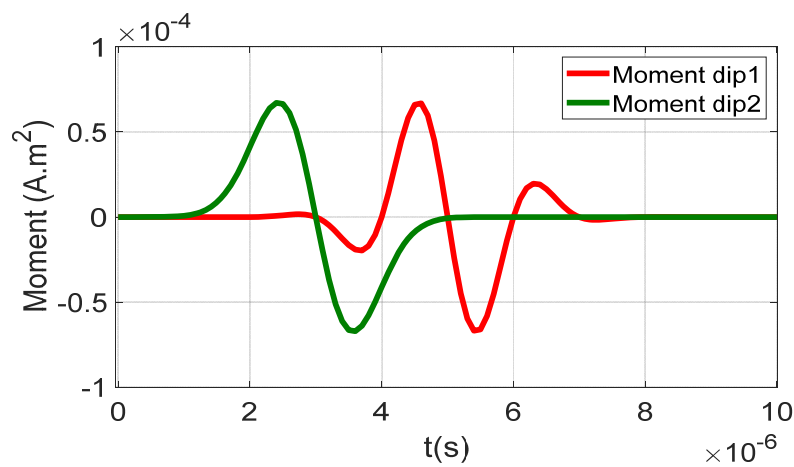


Figure III. 10 : Moments magnétiques choisis pour les deux dipôles.

En exploitant la méthode RTEM, nous identifions deux dipôles magnétiques. Le tableau III.3 donne les paramètres des deux sources identifiées ainsi que ceux des sources rayonnantes préalablement prédéfinis. Nous notons que le premier dipôle identifié correspond à la zone du champ la plus intense de la distribution. Après avoir identifié le premier dipôle, nous considérons la cartographie différence entre la distribution référence du rayonnement et celle calculée en utilisant les paramètres du dipôle identifié. Dans cette cartographie différence, nous constatons la présence d'une autre zone de résidu

intense. Par conséquent, la méthode proposée est exécutée pour une deuxième itération. A chaque itération, le maximum de la cartographie différence est comparé à une valeur seuil préalablement choisi en fonction de la précision souhaitée. S’il est inférieur à ce seuil, on considère qu’il n’existe plus de sources de rayonnement, ainsi le processus d’identification s’arrête. Pour ce cas de test, nous avons trouvé un modèle composé de 2 dipôles magnétiques en un temps de simulation $t \approx 4 \text{ min}$ et avec un seuil de convergence égale à 1%. Les positions des deux dipôles identifiées dans le domaine de localisation (réseau de sources potentielles) sont illustrées dans la figure III.11.

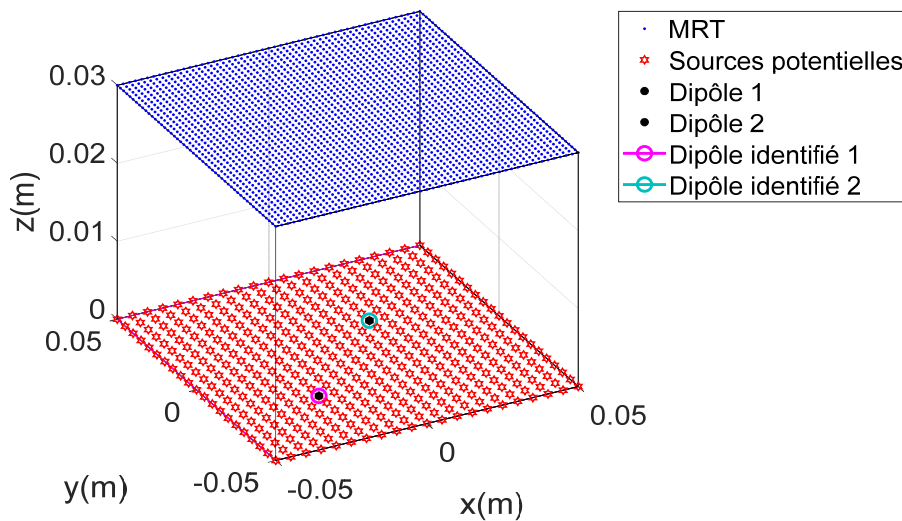


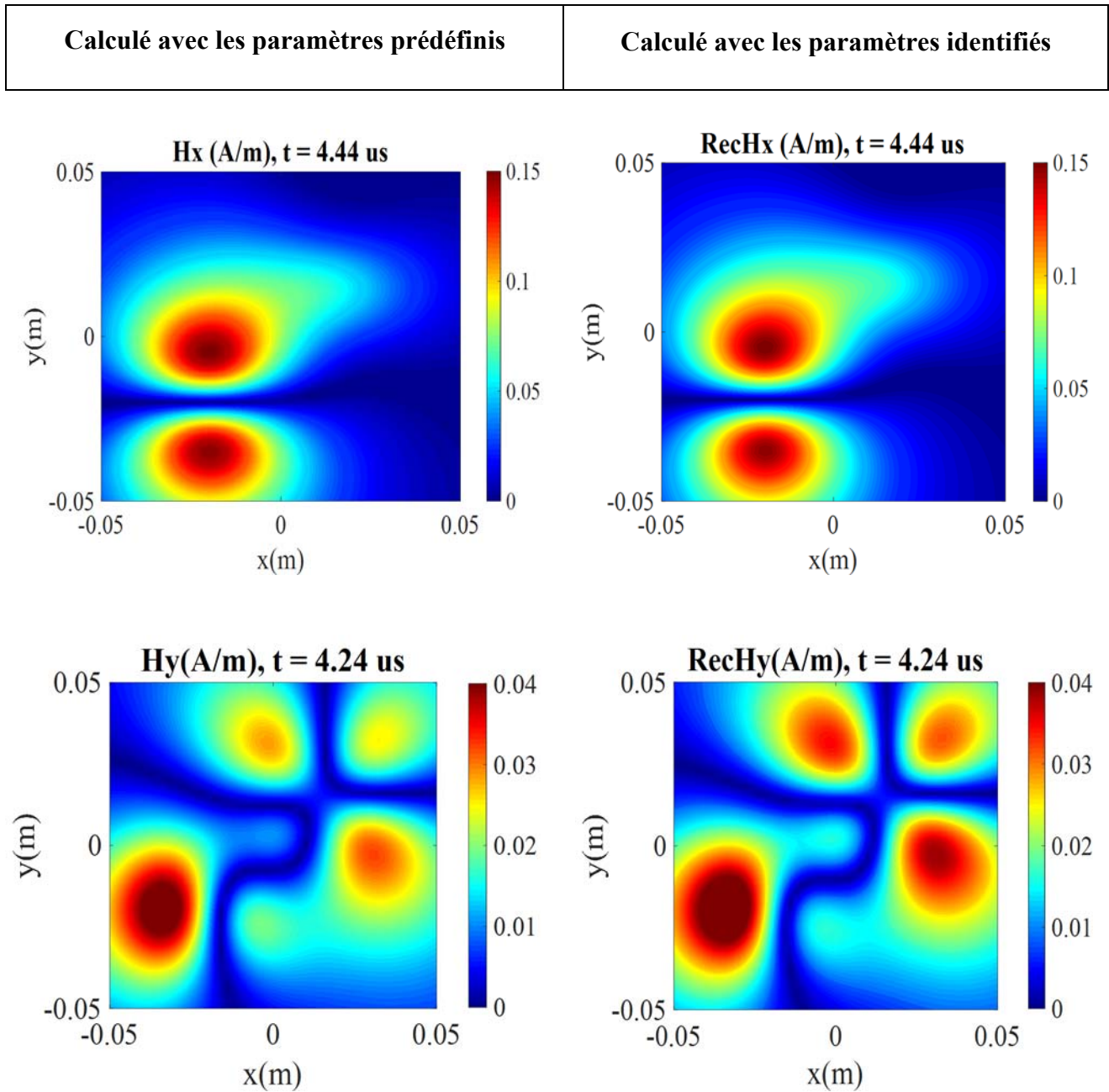
Figure III. 11 : Positionnement des sources réelles et de celles identifiées par la RTEM.

		Maximum du moment ($A.m^2$)	Paramètres (en m), (en rad) (x, y, z), (θ, φ)
Dipôle 1	Prédéfini	6.7×10^{-05}	(-0.02 ; -0.02 ; 0), (0 ; 0)
	Estimé	6.684×10^{-05}	(-0.02 ; -0.02 ; 0), (0 ; 0)
Dipôle 2	Prédéfini	6.7×10^{-05}	(0.015 ; 0.015 ; 0), ($\frac{\pi}{4}$; 0)
	Estimé	6.642×10^{-05}	(0.015 ; 0.015 ; 0), ($\frac{\pi}{4}$; 0)

Tableau III. 3 : Paramètres des dipôles prédéfinis et de ceux identifiés par RTEM.

Les cartographies du champ magnétique calculé en utilisant les paramètres prédéfinis et ceux des dipôles équivalents identifiés par RTEM, à l’instant où le rayonnement est maximal, sont données dans la figure III.12. En analysant ces cartographies, nous observons une bonne correspondance entre le modèle de rayonnement de référence et celui obtenu. La figure III.13.a. montre la reconstruction des

signaux du moment magnétique obtenus pour chaque source. En effet, le premier dipôle identifié est excité par une gaussienne modulée par une sinusoïde, tandis que le second dipôle est excité par un signal de type dérivé d'une gaussienne. Nous remarquons un accord adéquat entre les coupes des différentes composantes de champ rayonné simulé et celui estimé le long de l'axe des abscisses, à $Y = 0$ et $t = 5 \mu\text{s}$, comme montré dans la figure III.13.b.



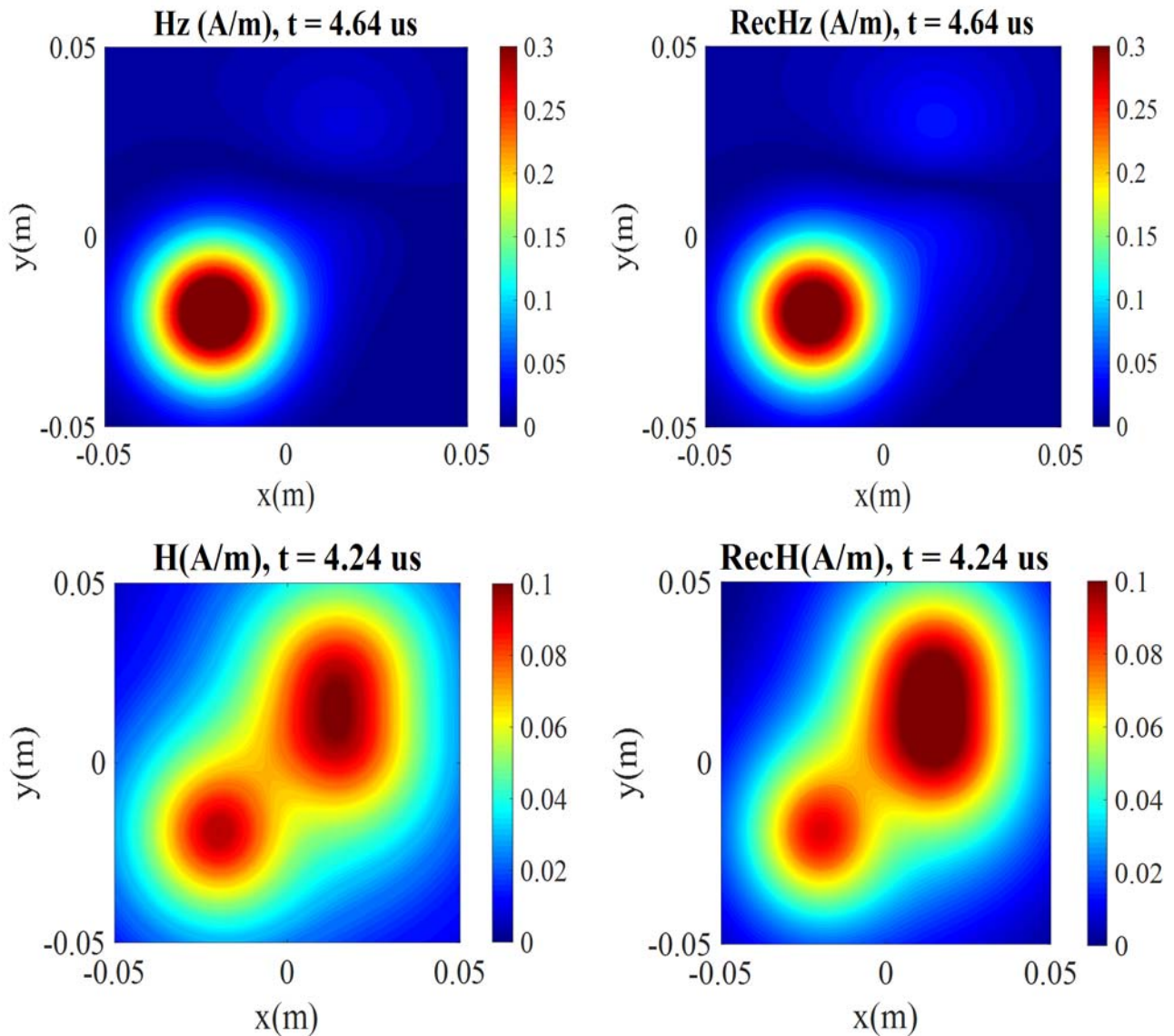
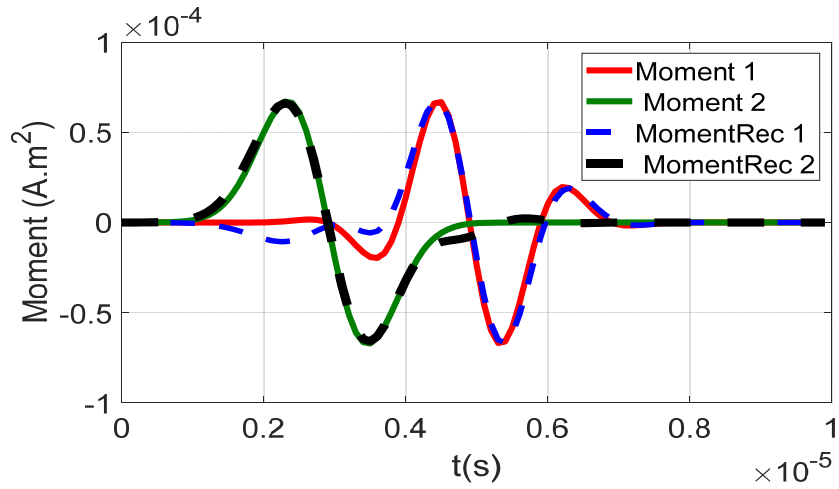


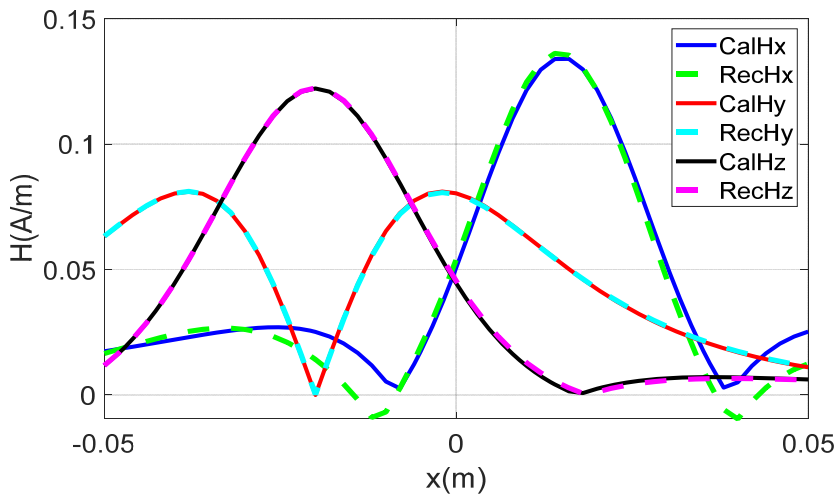
Figure III. 12 : Cartographies du champ calculé (en A/m): H_x à $t = 4.44 \mu s$, H_y à $t = 4.24 \mu s$, H_z à $t = 4.64 \mu s$, Total à $t = 4.24 \mu s$: (a) Gauche : avec les paramètres préfinis, (b) Droite : avec les paramètres identifiés.

Dans la figure III.13, nous observons quelques écarts, en particulier aux instants $t_1 = 2,4 \mu s$, $t_2 = 3,8 \mu s$ et $t_3 = 5 \mu s$, lorsqu'un chevauchement se produit (sources rayonnants simultanément). En fait, la focalisation, qui repose sur le calcul d'un produit de convolution, mesure la quantité de chevauchement des signaux. Par conséquent, à l'instant de focalisation, les différentes lignes de champ vont se superposer et s'interférer d'une manière constructive pour atteindre un maximum aux emplacements des sources réelles, et d'une manière destructive en dehors de cet instant. Lorsque les sources rayonnent simultanément, la qualité de l'identification peut être affectée. Ces interférences ont un impact sur les deux signaux, dans le sens où lorsque le signal

d'excitation du premier dipôle atteint un maximum, il affecte l'excitation de l'autre dipôle dans la direction opposée.



(a)



(b)

Figure III. 13 : (a) Reconstruction des moments magnétiques, (b) Comparaison du champ calculé à celui estimé : Coupe $Y = 0$ de $H_{x,y,z}$ à $t = 5 \mu\text{s}$.

Afin d'évaluer l'accord entre les signaux initialement calculés et ceux reconstruits en utilisant le modèle équivalent obtenu, nous devons déterminer les caractéristiques et les différences d'amplitude entre les deux modèles. Ceci fera l'objet d'une validation à la fois qualitative et quantitative que nous proposons de l'effectuer en utilisant l'outil FSV.

III. 2. 2. Validation avec l’outil FSV

Afin d’examiner la validité des modèles équivalents reconstruits, nous avons commencé par utiliser l’outil FSV (Feature Selective Validation) [59]. Cet outil aide à évaluer et à quantifier la différence entre les résultats obtenus en utilisant le modèle reconstruit par la méthode développée et ceux utilisés initialement comme données au niveau du MRT (mesurés expérimentalement ou bien calculés analytiquement) [59]. En effet, l’outil FSV peut être utilisé avec des données de type «vecteur» ou bien «matrice» (à une ou deux dimensions). Cette méthode est déjà normalisée par le standard IEEE (Std. 1597.2) [60] et elle est considérée comme étant robuste et fiable [61]. FSV est basé à la fois sur la mesure de la différence d’amplitude (Amplitude Difference Measure, ADM), qui quantifie l’accord des tendances globales, et sur la mesure de la différence entre les caractéristiques du signal (Feature Difference Measure, FDM) qui quantifie l’accord des caractéristiques qui changent rapidement. La mesure de la différence globale (Global Difference Measure, GDM) est la combinaison d’indicateurs ADM et FDM et elle mesure les différences globales. Il y a six paliers comme échelle d’interprétation des valeurs d’ADM, FDM et GDM, présentés dans le tableau III.4, [59]. De plus, les histogrammes FSV fournissent des informations intéressantes pour pondérer le calcul des entités ADM, FDM et GDM et décrire les données de confiance totale.

Valeur quantitative	Interprétation qualitative	Point visuel
Inférieur à 0.1	Excellent	1
Entre 0.1 et 0.2	Très bien	2
Entre 0.2 et 0.4	Bien	3
Entre 0.4 et 0.8	Moyen	4
Entre 0.8 et 1.6	Faible	5
Plus que 1.6	Très faible	6

Tableau III. 4 : L’échelle d’interprétation de l’outil FSV.

La méthode FSV a été utilisée depuis de nombreuses années pour qualifier la qualité de la reconstruction des données qui reste encore un sujet de débat. Dans ce cadre, nous citons les travaux du groupe de réflexion du GDR Ondes (Groupement De Recherche Ondes) qui portent sur la comparaison de données entachées d’incertitudes (mesure et/ou modélisation) en utilisant des indicateurs de satisfaction [62] [63]. De plus, d’autres méthodes classiques de traitement de signal ont été explorées dans le cadre de l’étude sur l’exploitation de RT en électromagnétisme tel que la corrélation des signaux.

Dans ce chapitre, nous utilisons l’outil FSV pour évaluer les résultats d’identifications obtenus par la méthode proposée dans le cas de test précédent (structure multi sources). Les figures III.14 et III.15 représentent les résultats obtenus pour les deux signaux de moments magnétiques (1D données en figure III.13.a) en comparant le signal prédéfini à celui identifié en utilisant la méthode RTEM. Les valeurs d’ADM, FDM et GDM sont présentés dans le tableau III.5 et sont jugés satisfaisants dans l’ensemble. En effet, malgré la présence de certaines différences, l’accord entre les deux signaux identifiés et prédéfinis est considéré comme « Très bien ».

	ADM	FDM	GDM
Moment 1	0.4 – ‘Bien’	0.14 – ‘Très bien’	0.4 – ‘Bien’
Moment 2	0.09 – ‘Excellent’	0.14 – ‘Très bien’	0.16 – ‘Très bien’

Tableau III. 5 : Résultats obtenus pour les moments 1 et 2.

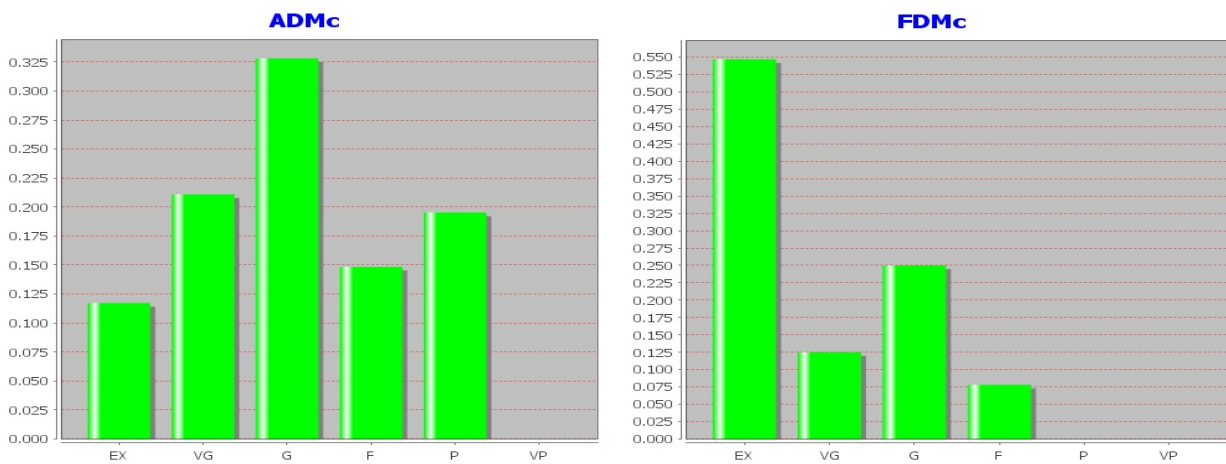


Figure III. 14 : ADMc et FDMc pour le moment 1.

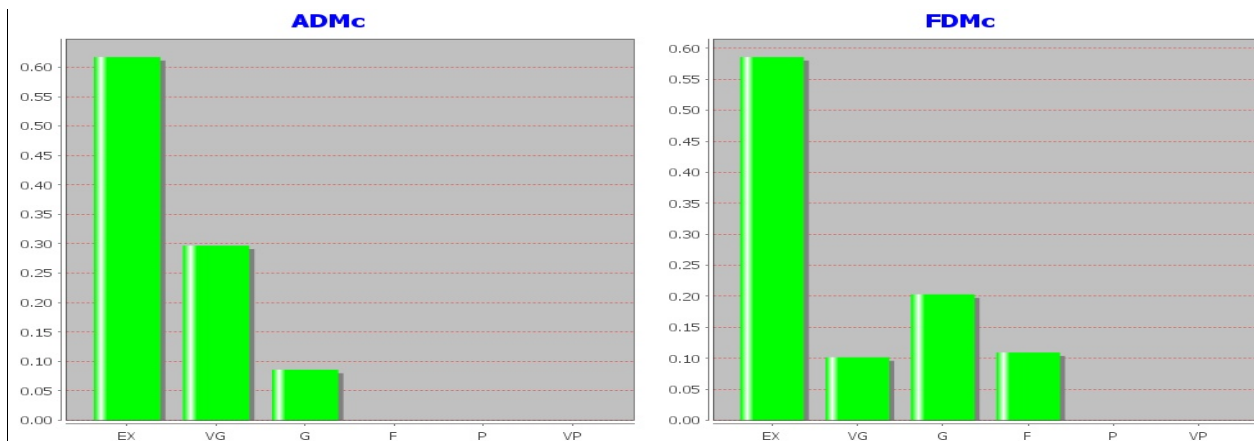


Figure III. 15 : ADMc et FDMc pour le moment 2.

Les figures III.16, III.17 et III.18 représentent les résultats de l'application de l'outil FSV sur les cartographies (2D) des trois composantes de champ magnétique calculées initialement et celles estimées à partir du modèle équivalent obtenu par la méthode RTEM (données présentées en figure III.12). Les résultats de validation par FSV sont classés dans la catégorie «Excellent » pour le cas de la composante H_x (figure III.16) et dans la catégorie « Très bien » pour les deux composantes H_y et H_z (Figure III.17 et III.18) aux instants donnés. Cette comparaison prouve le bon accord entre les distributions du champ du modèle initialement choisi et celles reconstruites en utilisant les paramètres du modèle identifié.

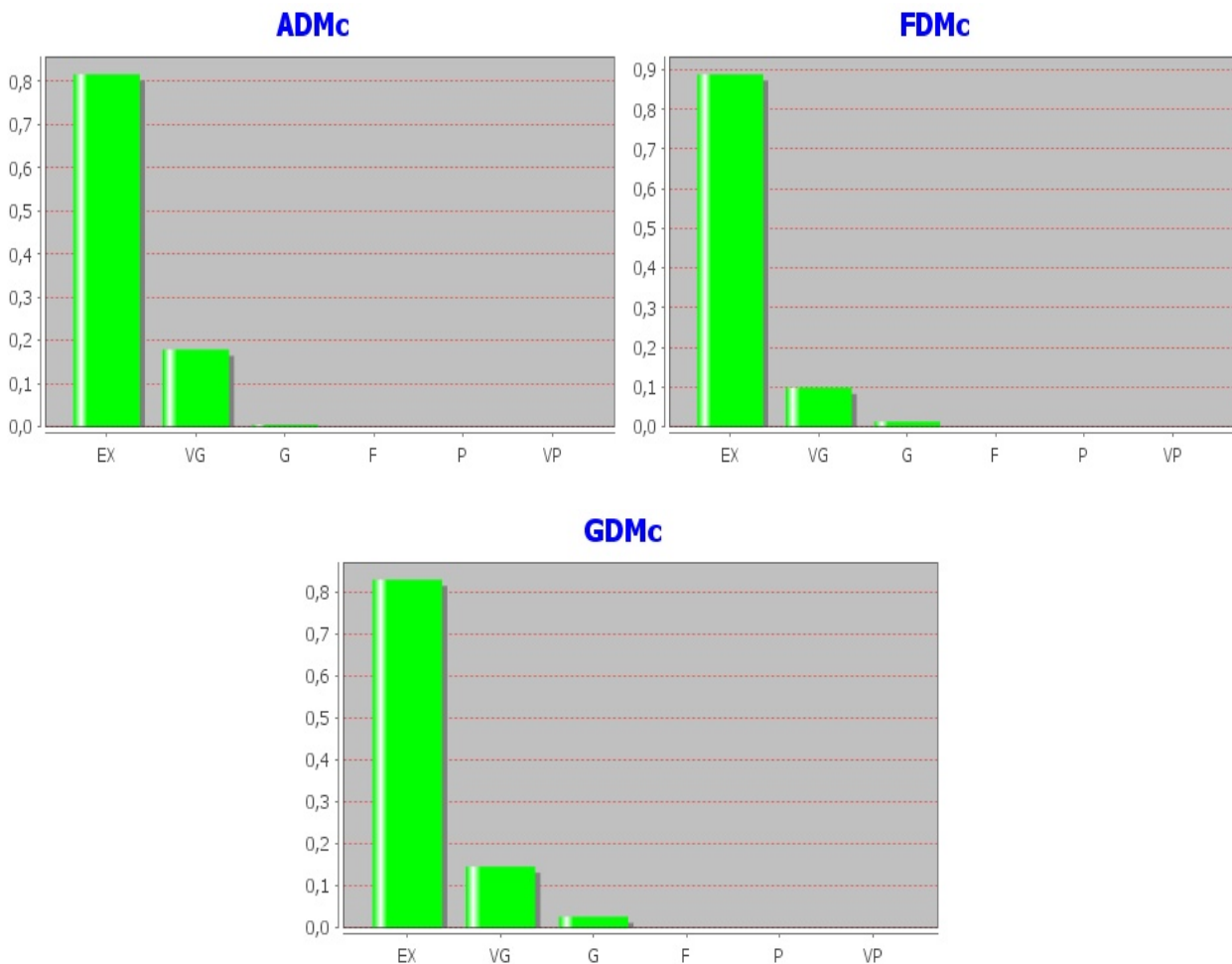


Figure III. 16 : Résultats de l'outil FSV pour la cartographie H_x .

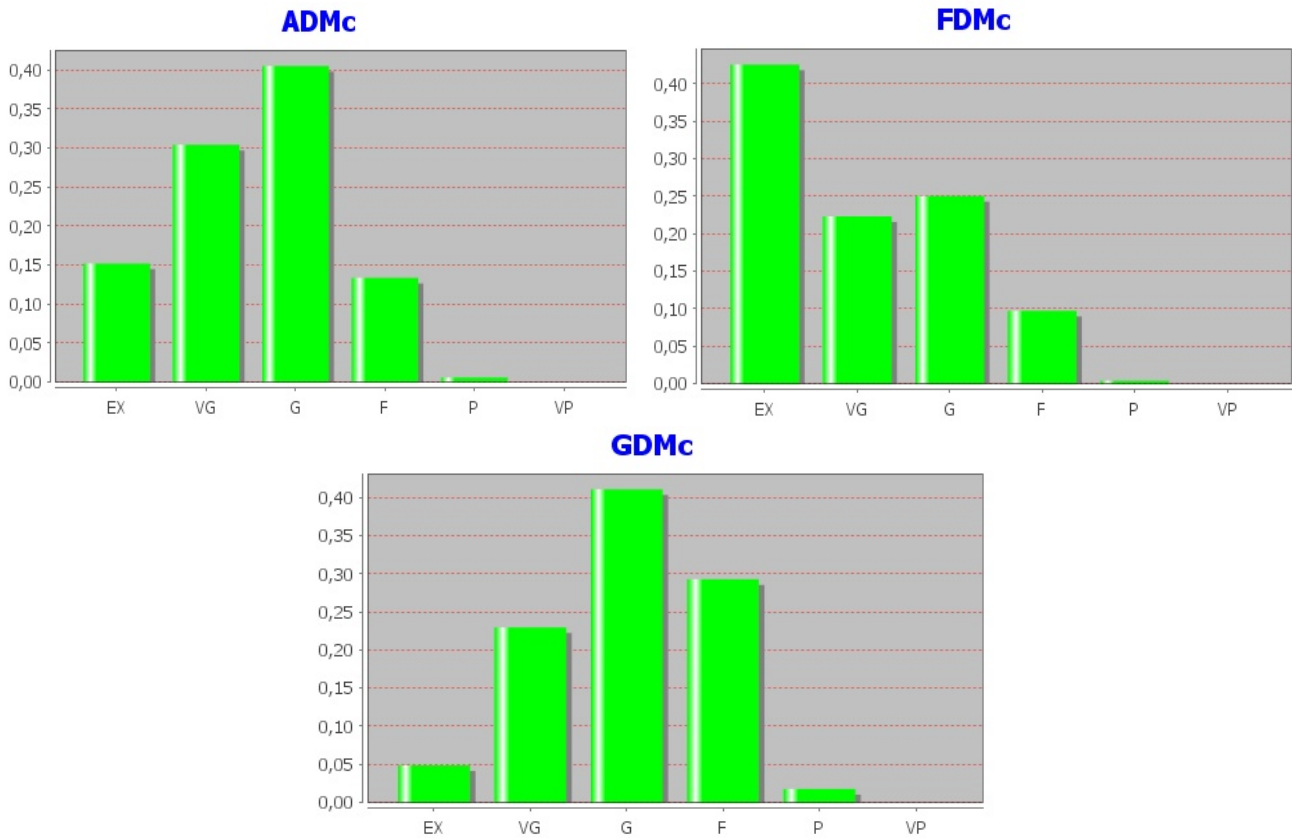


Figure III. 17 : Résultats de l'outil FSV pour la cartographie H_y .

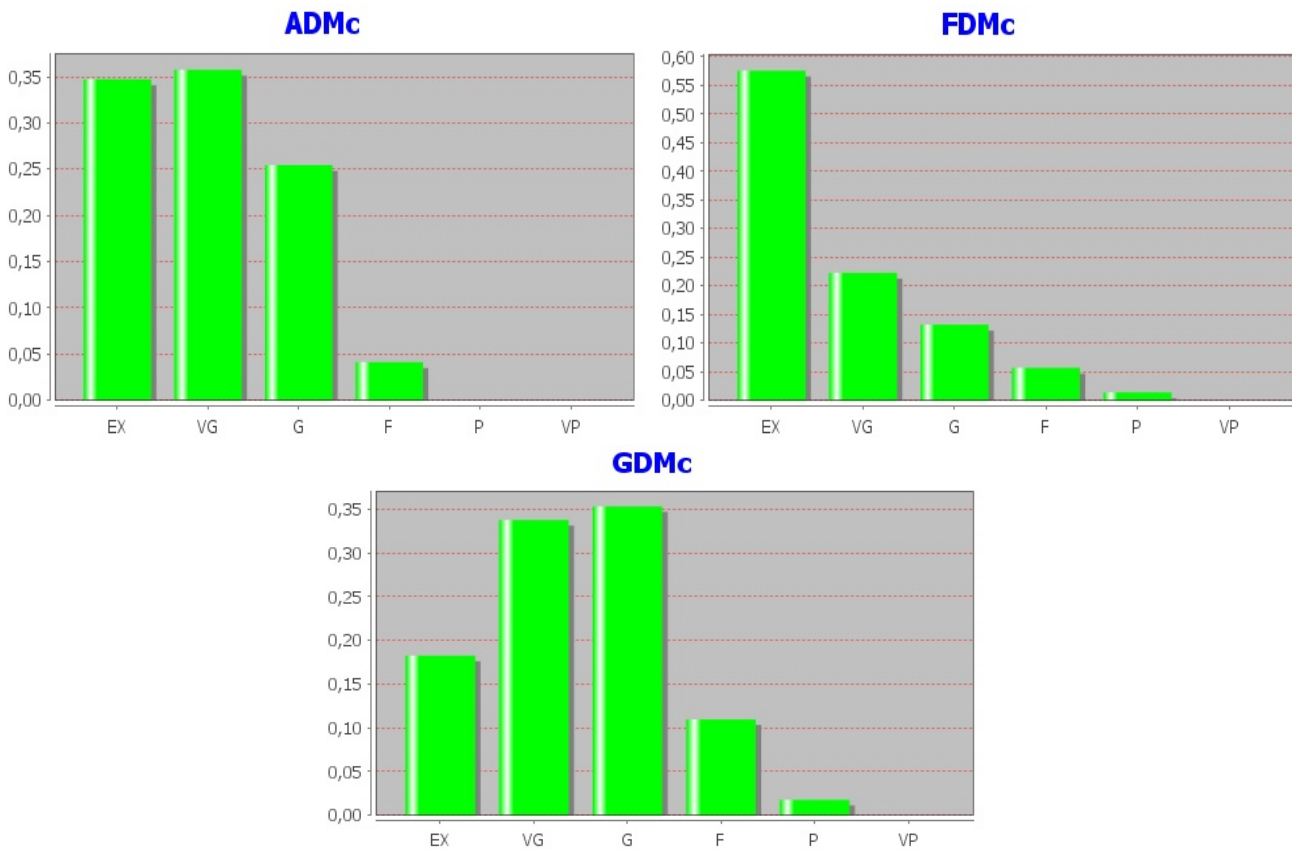


Figure III. 18 : Résultats de l'outil FSV pour la cartographie H_z .

Globalement, les résultats obtenus par l'outil FSV montrent une bonne correspondance entre le rayonnement de référence et celui obtenu par le modèle équivalent. Néanmoins, nous devons nous assurer de la robustesse de la méthode vis-à-vis des erreurs de mesures en l'appliquant sur des données réelles mesurées expérimentalement au-dessus d'un système physique réel.

III. 3. Exploitation de la méthode RTEM en se basant sur des mesures expérimentales

Il est important d'exploiter la méthode inverse EM basée sur le RT dans des conditions réelles de mesures expérimentales en champ proche. Par conséquent, nous proposons de l'appliquer à deux structures académiques réelles dont la première est une boucle de courant réalisée sur un circuit imprimé et la deuxième est constituée de deux boucles de courant. Pour rester dans le cas général de signaux transitoires, il est essentiel de choisir soigneusement le signal d'excitation des boucles.

III. 3. 1. Signal d'excitation

Pour se rapprocher du comportement transitoire des circuits de l'électronique moderne, les deux structures étudiées dans cette partie sont excitées par un signal qui contient de nombreuses fréquences de résonances. En effet, le signal d'excitation choisi correspond au courant de commutation d'un convertisseur DC-DC de valeur moyenne égale à $0.73 A$ et avec une tension de commutation de $30 V$. Ce convertisseur fonctionne à une fréquence de découpage de $50 kHz$ avec un rapport cyclique $\alpha = 0.33$.

La figure III.19 montre le montage réalisé pour générer le signal d'excitation de la structure étudiée. La différence de potentiel entre la grille et la source (V_{gs}) du transistor du convertisseur DC-DC réalisé est considérée comme tension de référence avec laquelle sera effectuée la synchronisation des mesures. Cette tension, présentée en figure III.20, est mesurée en utilisant une sonde différentielle connectée à l'oscilloscope.

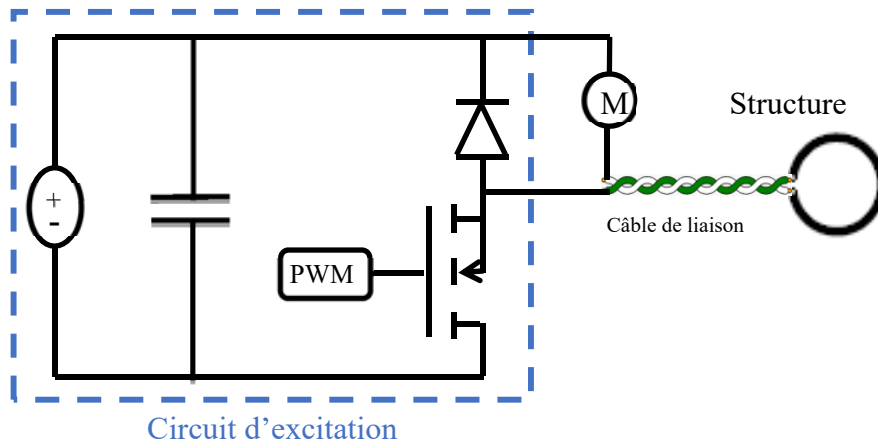


Figure III. 19 : Circuit d'excitation (convertisseur DC-DC).

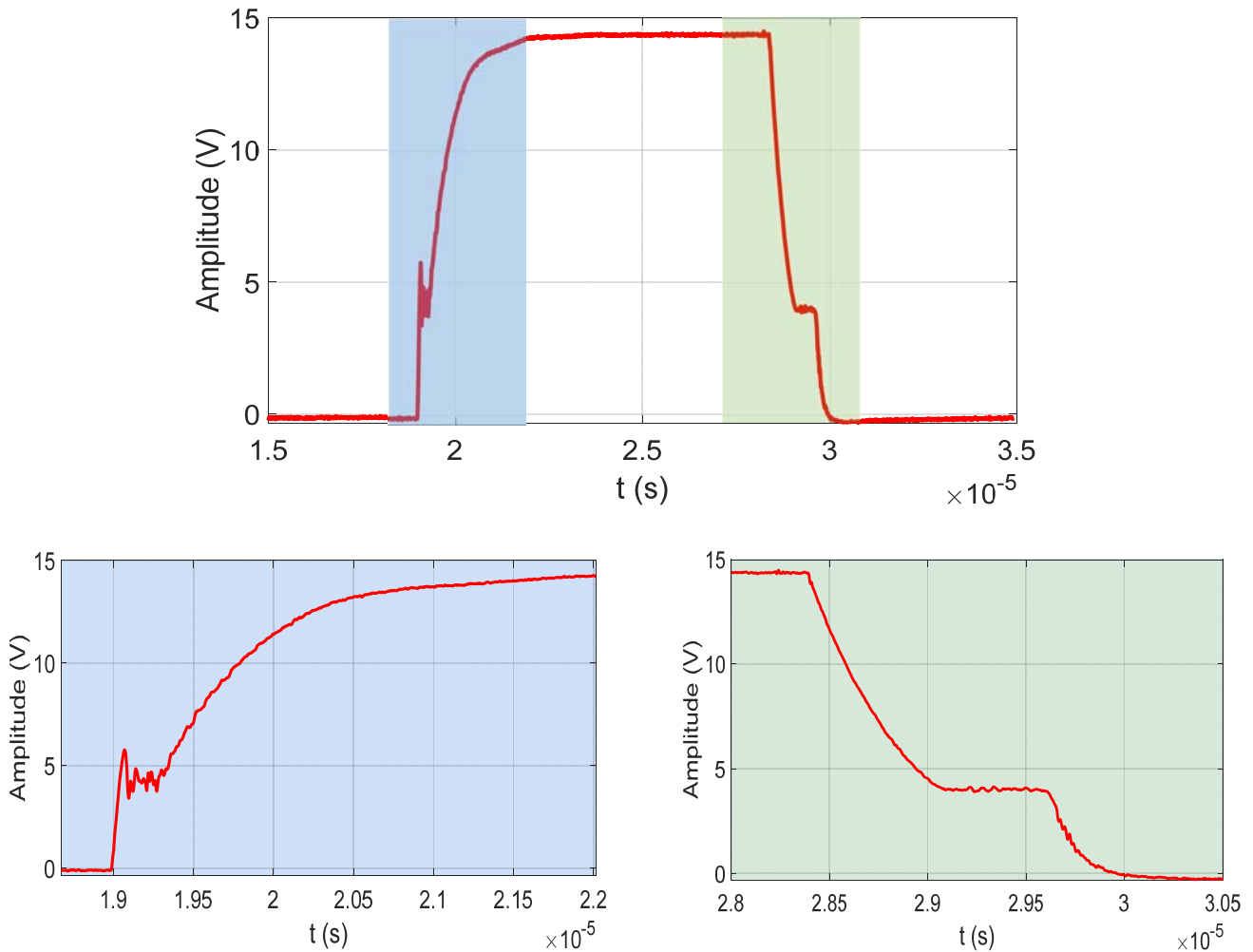


Figure III. 20 : Forme temporelle de la tension de référence V_{gs} .

Le signal d'excitation, qui représente un courant élevé fourni par le hacheur et qui alimente le moteur, a une forme d'onde transitoire (non sinusoïdale). Ce signal provoque souvent de fortes

interférences électromagnétiques qui se propagent dans l'environnement à travers les différents couplages et peuvent affecter les dispositifs électronique voisins. Par conséquent, sa modélisation en utilisant des méthodes fréquentielles n'est pas évidente. Il s'agit d'un cas réel où l'utilisation des méthodes temporelles est primordiale.

III. 3. 2. Application à une boucle magnétique (cas de test 1)

Dans le but de valider la méthode proposée expérimentalement, nous proposons de l'appliquer à un champ magnétique mesuré au niveau du MRT situé au-dessus d'une structure académique élémentaire. A cet effet, nous utilisons un banc de mesure de champ proche comme celui présenté dans le premier chapitre. Le choix d'une structure simple comme celui d'une boucle de courant permet de reproduire le comportement transitoire retrouvé dans la majorité des circuits d'électroniques de puissance [64].

III. 3. 2. a. Présentation du circuit

La boucle de courant choisie a un rayon de 5 mm , figure III.21. La sonde magnétique permettant d'effectuer des mesures au niveau du MRT est placée à une hauteur de $8,5\text{ mm}$. Elle est constituée de deux boucles de rayon $1,5\text{ mm}$ et elle se déplace avec un pas de $1,5\text{ mm}$, ce qui permet de constituer un réseau de mesure de 225 points . Le temps de mesure nécessaire pour ce procédé est estimé à 20 min .

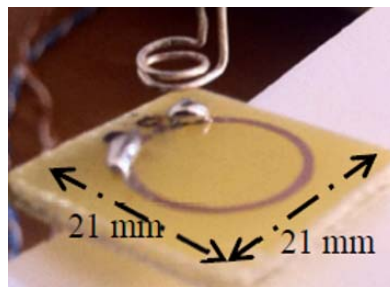


Figure III. 21 : Première structure expérimentale de validation.

Les signaux temporels mesurés par la sonde lors de la commutation du transistor du circuit hacheur sont présentés dans la figure III.22. Nous utilisons l'équation de transformation (Eq I-4) pour déterminer le champ rayonné par la structure étudiée à partir de la tension mesurée aux bornes de la sonde de mesure. Le champ magnétique obtenu à l'ouverture du transistor (Turn ON) en différents

points de mesures est présenté dans la figure III.23. La cartographie de la composante H_z du champ rayonné à $t = 10 \mu s$, est affichée à la figure III.24.

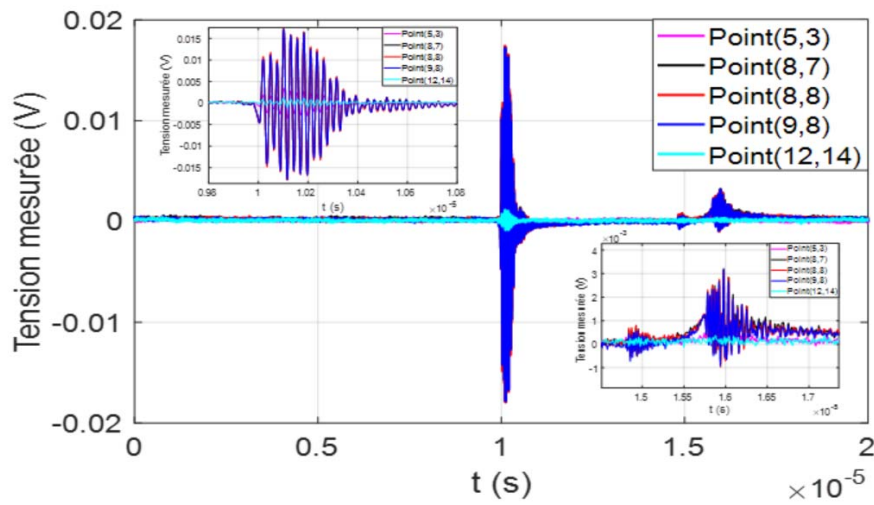


Figure III. 22 : Signaux temporels mesurés aux bornes de la sonde au-dessus de la structure étudiée.

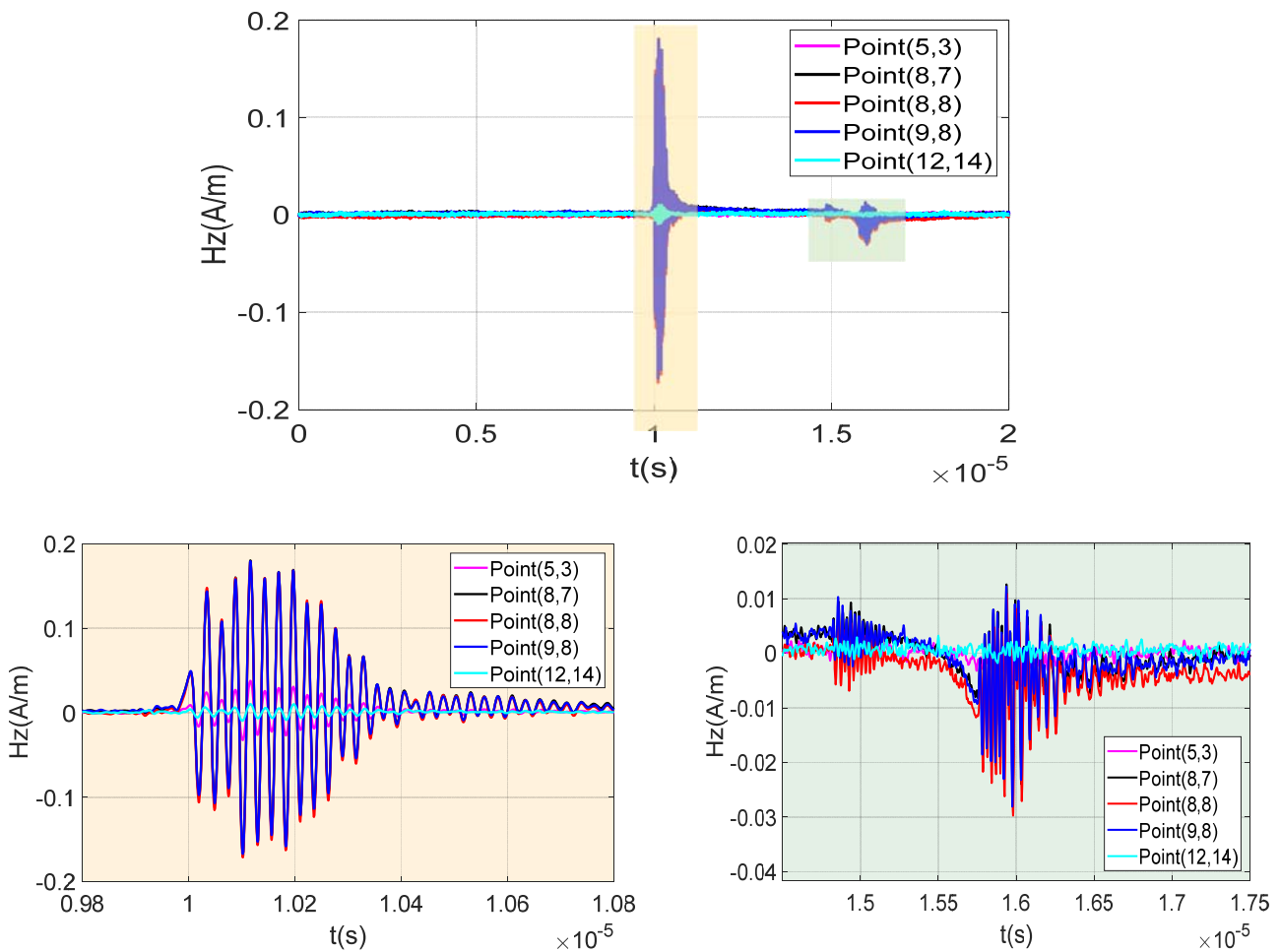


Figure III. 23 : Champ rayonné obtenu au-dessus de la structure étudiée.

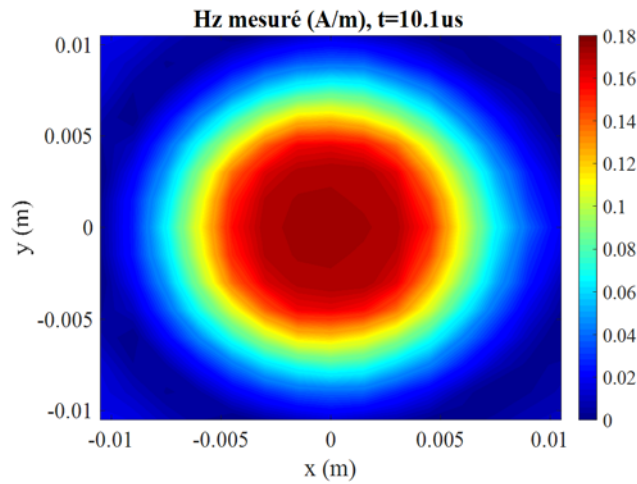


Figure III. 24 : Cartographie de la composante H_z du champ magnétique (en A/m) à $t = 10.1 \mu s$.

La figure III.25 représente la distribution du champ magnétique mesuré à différents instants de la période de test. Nous remarquons alors l'évolution de l'amplitude de la distribution du champ magnétique mesuré au cours de la période de test.

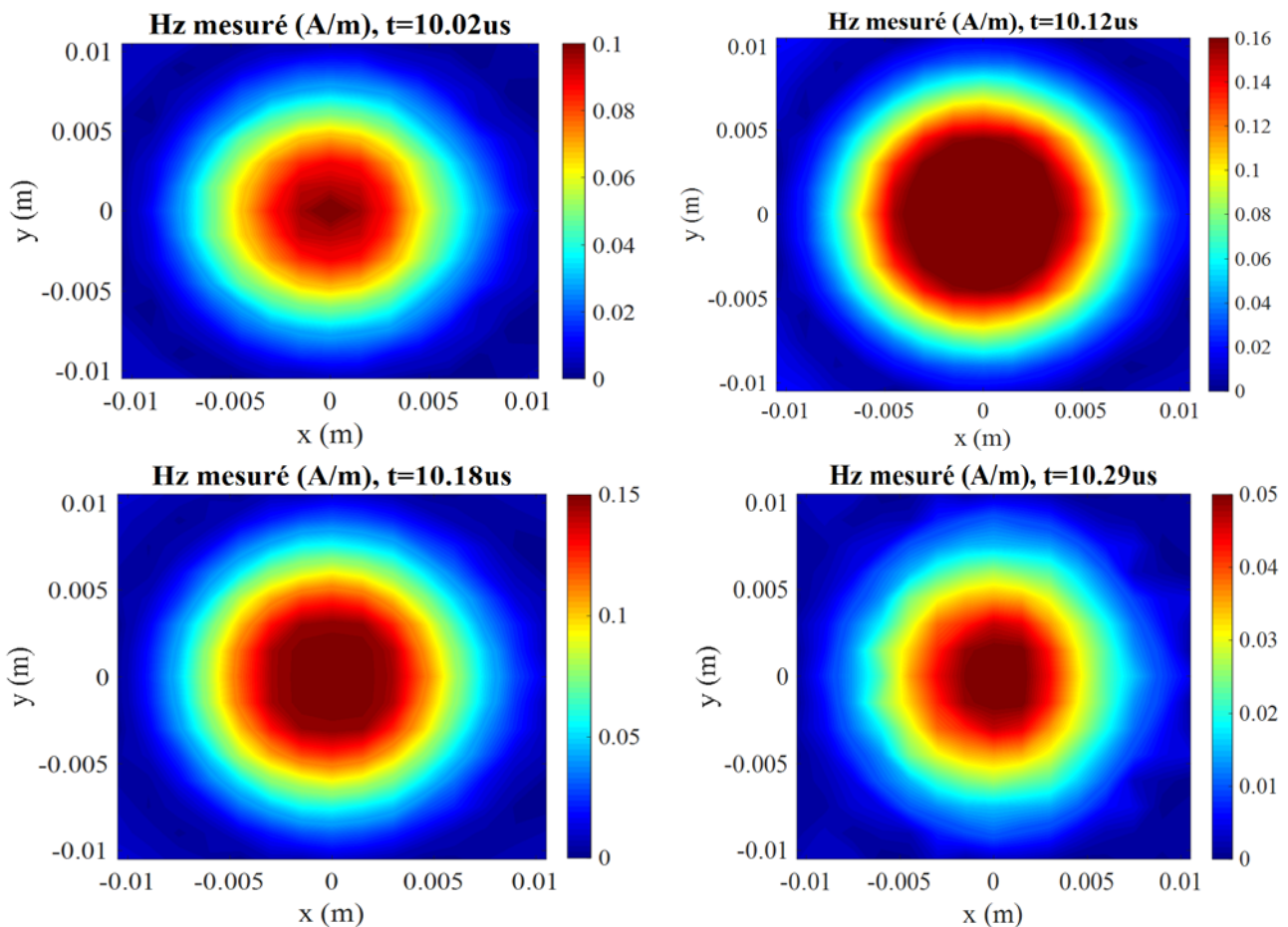


Figure III. 25 : Cartographie de champ magnétique H_z mesurés à $t: t_1 = 10.02 \mu s, t_2 = 10.12 \mu s, t_3 = 10.18 \mu s$ and $t_4 = 10.29 \mu s$.

III. 3. 2. b. Résultats obtenus

L'application de la méthode proposée nous a permis de converger vers une seule source située au point où l'amplitude de focalisation est maximale. Les paramètres obtenus pour cette source identifiée avec une erreur relative égale à 3 % sont donnés dans le tableau III.6. Ces paramètres ont été utilisés pour estimer le champ rayonné en tout point de la zone du scan (MRT). Nous observons dans la figure III.26 une bonne correspondance entre la forme temporelle du champ magnétique reconstruit en utilisant le modèle équivalent obtenu et le champ mesuré initialement à la position du centre du MRT lors de l'ouverture du MOSFET. Cependant, il y a une légère différence au niveau des amplitudes qu'on peut expliquer par les erreurs de mesure possibles et qui sont dus principalement au phénomène de couplage entre la sonde de mesure et la boucle de courant.

	Maximum du moment ($A.m^2$)	Paramètres (en m), (en rad) (x, y, z), (θ, φ)
Dipôle magnétique	5.14×10^{-06}	(0 ; 0 ; 0), (0 ; 0)

Tableau III. 6 : Paramètres identifiés du dipôle équivalent identifié

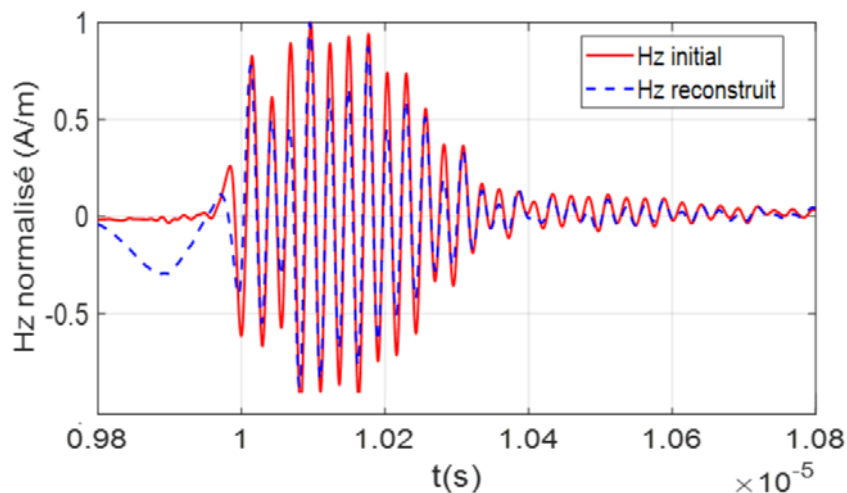


Figure III. 26 : Comparaison entre le champ mesuré et celui reconstruit par le modèle retrouvé lors de l'ouverture du MOSFET.

De plus, à différents instants de la période de test, nous remarquons une bonne coïncidence entre la cartographie du champ magnétique reconstruit qui est donnée en figure III.27 et celle du champ mesuré et montrée en figure III.25. En effet, l'un des principaux avantages de l'analyse temporelle est de pouvoir analyser le rayonnement EM à chaque instant de la période de test afin d'évaluer les

événements transitoires qui apparaissent lors des commutations, ce qui n'est pas évident en utilisant des instruments de mesure fréquentiels.

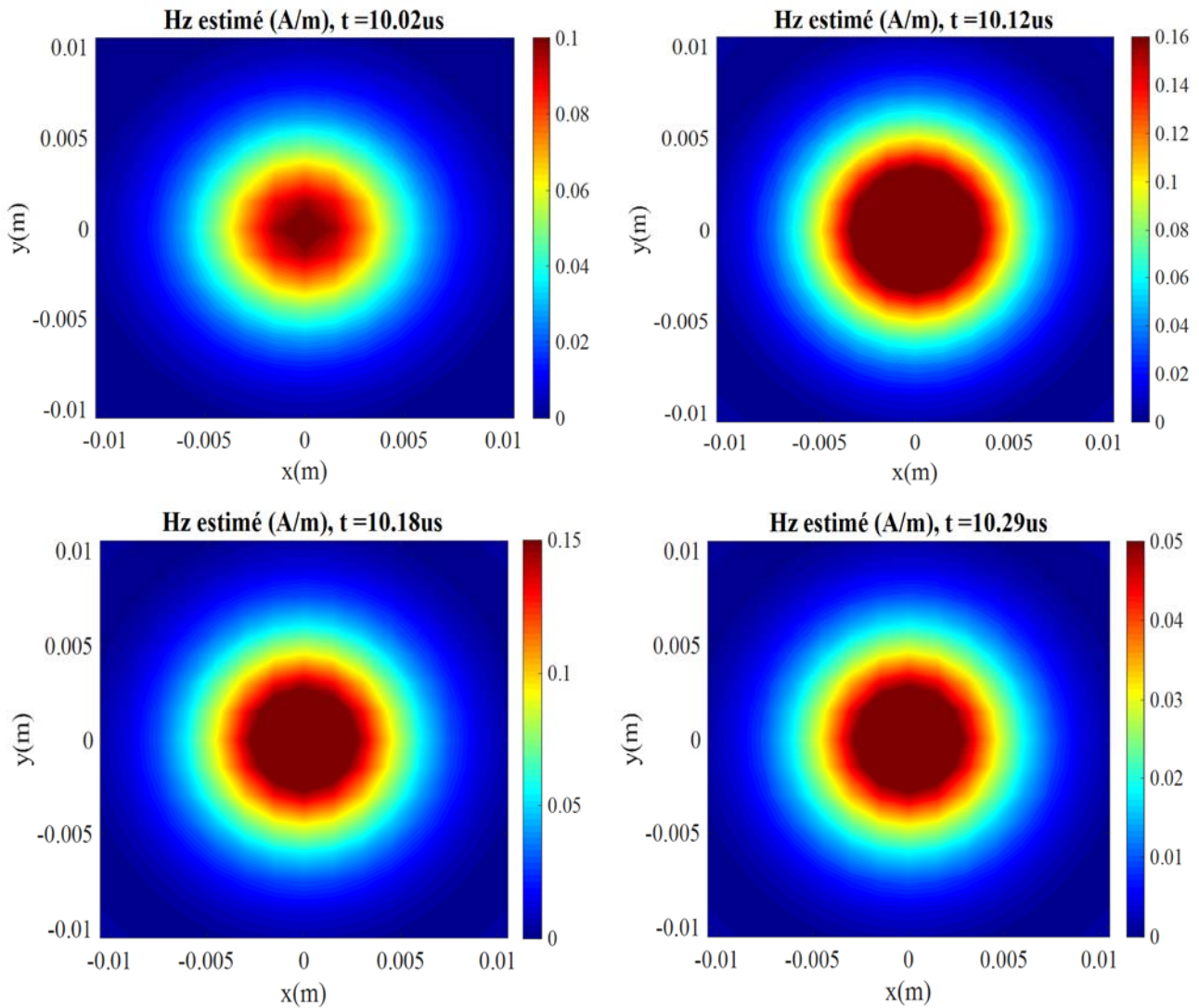


Figure III. 27: Cartographies du champ reconstruit H_z à partir du modèle retrouvé à $t_1 = 10.02 \mu s$, $t_2 = 10.12 \mu s$, $t_3 = 10.18 \mu s$ and $t_4 = 10.29 \mu s$.

La figure III.28 montre une comparaison entre une coupe du champ H_z mesuré et celui estimé en utilisant le modèle équivalent obtenu par la méthode proposée tout au long de l'axe des abscisses à $t_2 = 10.12 \mu s$. En fait, nous remarquons un bon accord entre les signaux mesurés et ceux reconstruits par les résultats de l'identification obtenus aux mêmes positions et instants de temps.

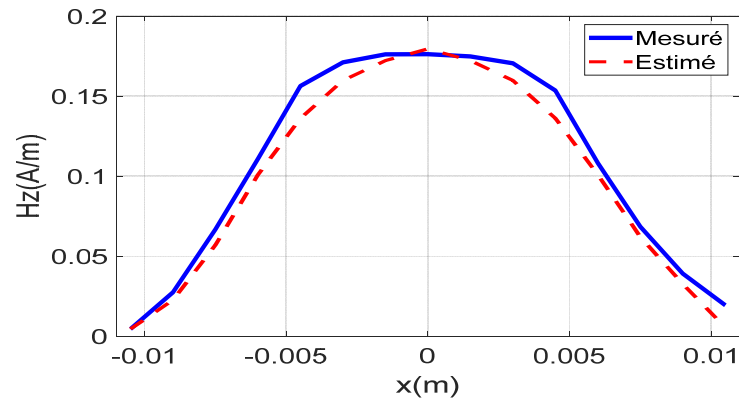


Figure III. 28 : Coupe du champ H_z mesuré et estimé sur la ligne ($Y = 0$), à $t = 10.12 \mu s$.

III. 3. 3. Application à une structure multi-sources (cas de test 2)

La complexité des systèmes électroniques et la multiplicité des sources rayonnantes dans ces circuits rendent leur caractérisation et l'analyse des cartographies de champ EM assez difficile. De ce fait, nous avons choisi pour ce deuxième cas de validation une structure dont les sources rayonnantes sont réelles et connues à l'avance afin de mieux tester la robustesse et l'efficacité de la méthode proposée à trouver un modèle équivalent adéquat de la structure étudiée.

III. 3. 3. a. Présentation du circuit

Pour ce deuxième cas d'étude pour la validation expérimentale, les mesures de champ magnétique ont été effectuées à une hauteur égale à 8.5 mm au-dessus d'un circuit académique impliquant deux boucles de courant avec un même rayon égale à $r = 5 \text{ mm}$. La première boucle est placée sur le plan horizontal (XY), tandis que la seconde boucle est orientée selon l'axe des ordonnées, comme le montre la figure III.29. La surface du scan est constituée de 286 positions de mesure en utilisant une sonde magnétique de diamètre 1.5 mm et qui se déplace avec un pas de 1.5 mm .

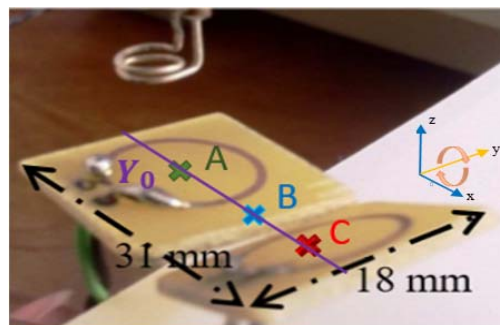


Figure III. 29 : Deuxième structure étudiée.

La figure III.30 présente les signaux de champ mesuré, d'une durée égale à $20 \mu\text{s}$, en trois points différents de l'axe Y_0 (figure III.29) au-dessus de la structure. Nous remarquons dans ces signaux la présence de multiples résonances à plusieurs fréquences. En effet, le champ magnétique mesuré est la somme des contributions de rayonnement de chaque source au cours du temps. Dans la figure III.31, les distributions de champ mesuré, données à différents instants de temps, montrent l'évolution temporelle du champ magnétique rayonné.

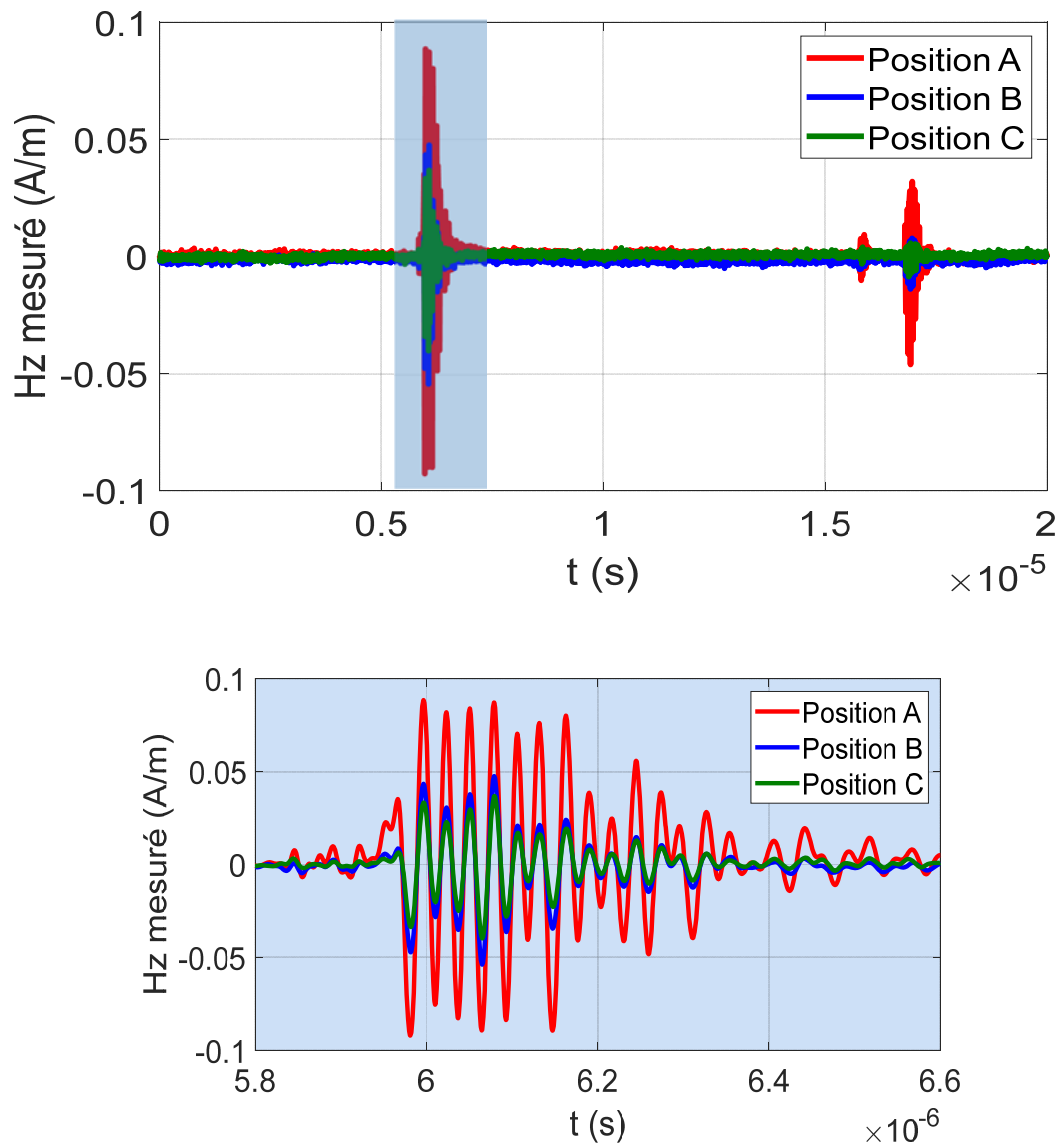


Figure III. 30 : Champ mesuré au niveau des points A, B et C.

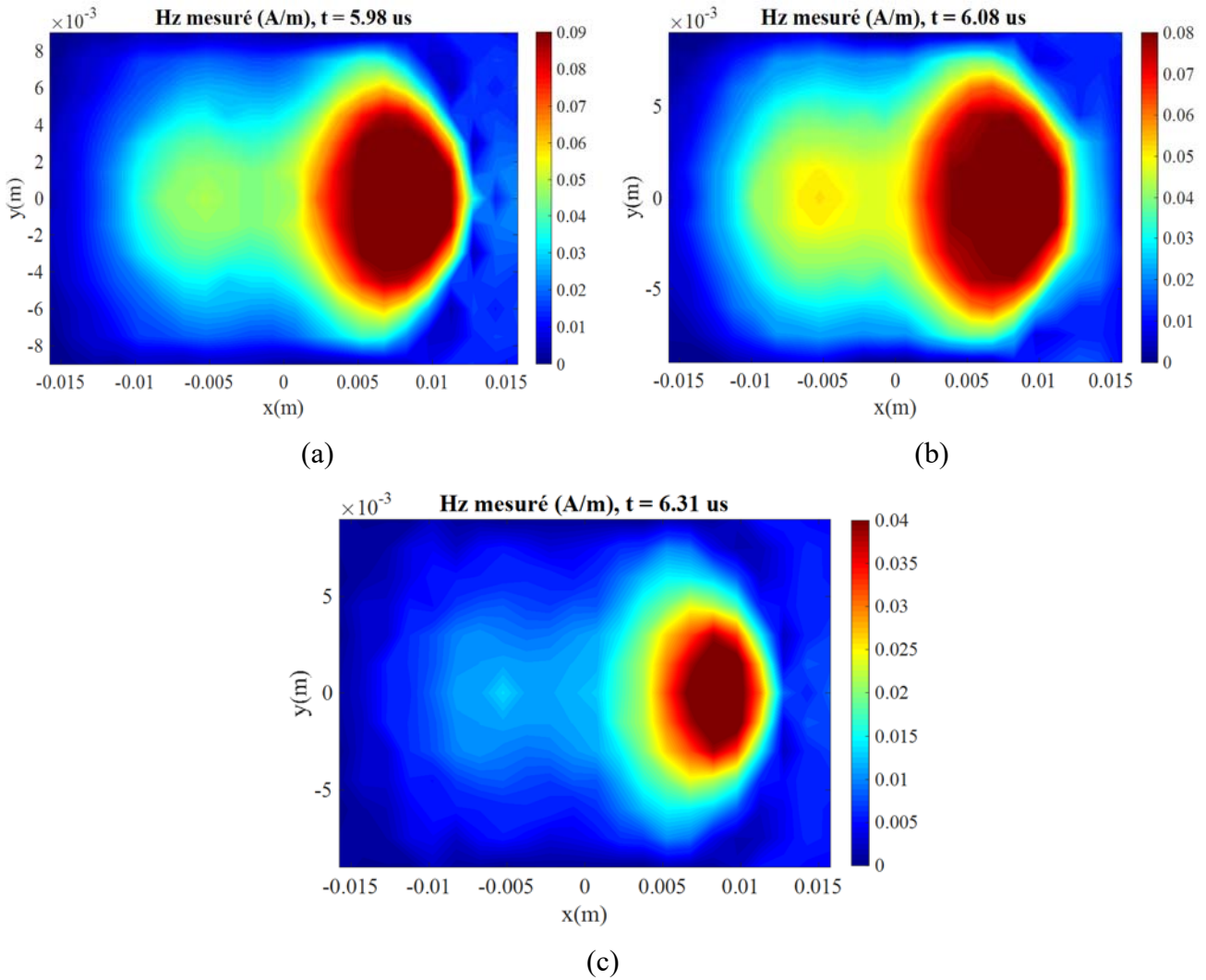


Figure III. 31 : Champ mesuré à : (a) $t_1 = 5.98 \mu\text{s}$, (b) $t_2 = 6.08 \mu\text{s}$, (c) $t_3 = 6.31 \mu\text{s}$.

III. 3. 3. b. Résultats obtenus

Dans ce qui suit, nous appliquons la méthode inverse temporelle basée sur le RT aux mesures présentées précédemment. Les paramètres identifiés du modèle équivalent obtenu sont présentés dans le tableau III.7. À l'aide de ces derniers, nous reconstruisons le champ rayonné au-dessus du circuit étudié afin de visualiser les cartographies de champ magnétique estimé à différents instants de temps comme illustré à la figure III.32. Nous pouvons également reproduire les distributions de champ magnétique des différentes composantes H_x , H_y et H total tout au long de la période de test, comme présenté dans la figure III.33. L'analyse des résultats obtenus par la méthode proposée nous montre la présence dans la structure étudiée de deux dipôles magnétiques dont le premier est horizontal et le deuxième est orienté au tour de l'axe (OY). Ces résultats correspondent parfaitement aux sources

d'excitation choisies initialement dans la structure étudiée et montrent par conséquent l'efficacité de la méthode EMTR.

	Maximum du moment ($A.m^2$)	Paramètres (en m), (en rad) (x, y, z), (θ, φ)
Dipôle 1	2.99×10^{-07}	(0 ; -0.0063 ; 0), (0 ; 0)
Dipôle 2	6.37×10^{-07}	(0 ; 0.0079 ; 0), ($\frac{\pi}{4}$; 0)

Tableau III. 7 : Paramètres du modèle équivalent obtenu.

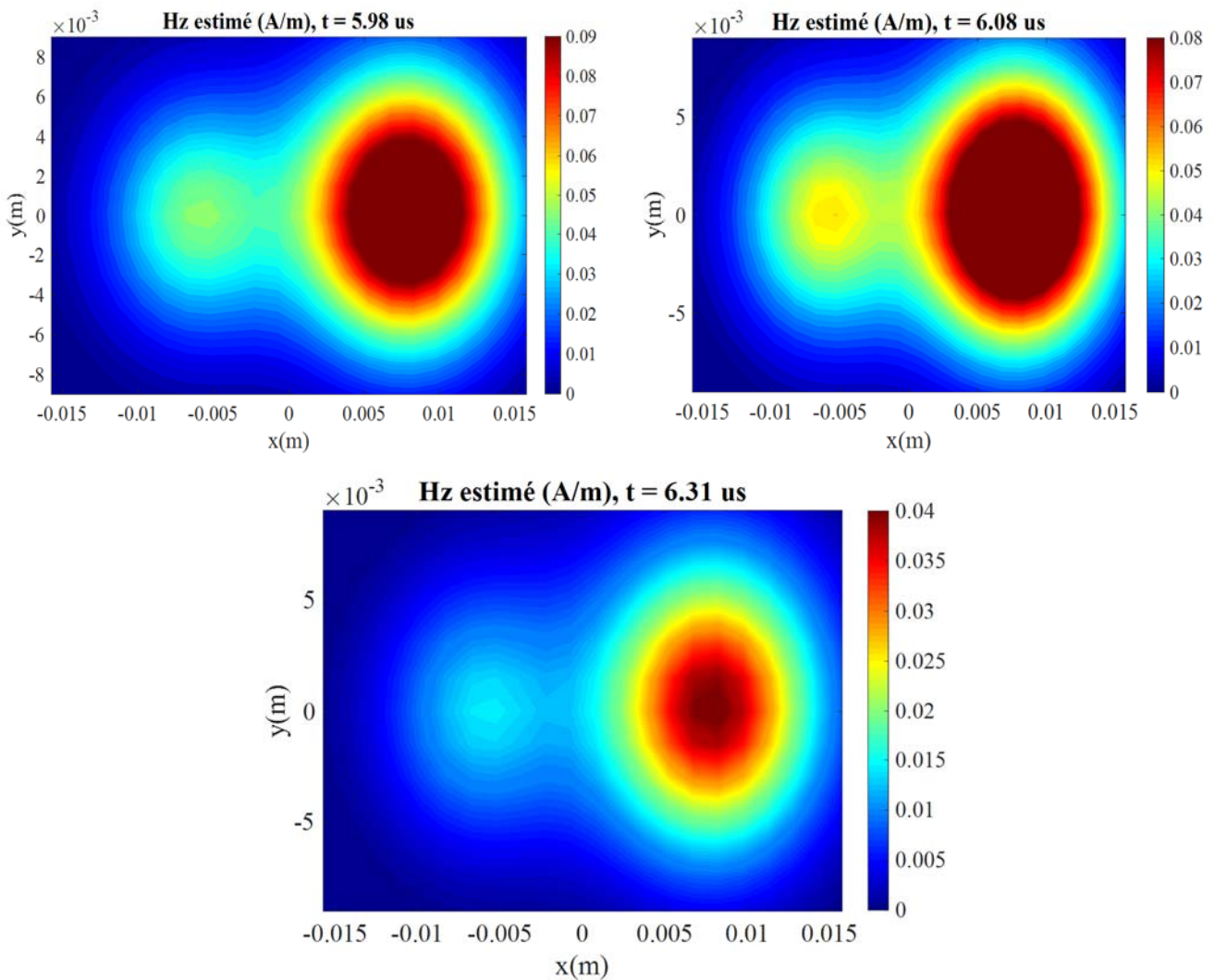


Figure III. 32 : Cartographies de champ magnétique estimées : (a) $t_1 = 5.98 \mu s$, (b) $t_2 = 6.08 \mu s$, (c) $t_3 = 6.31 \mu s$.

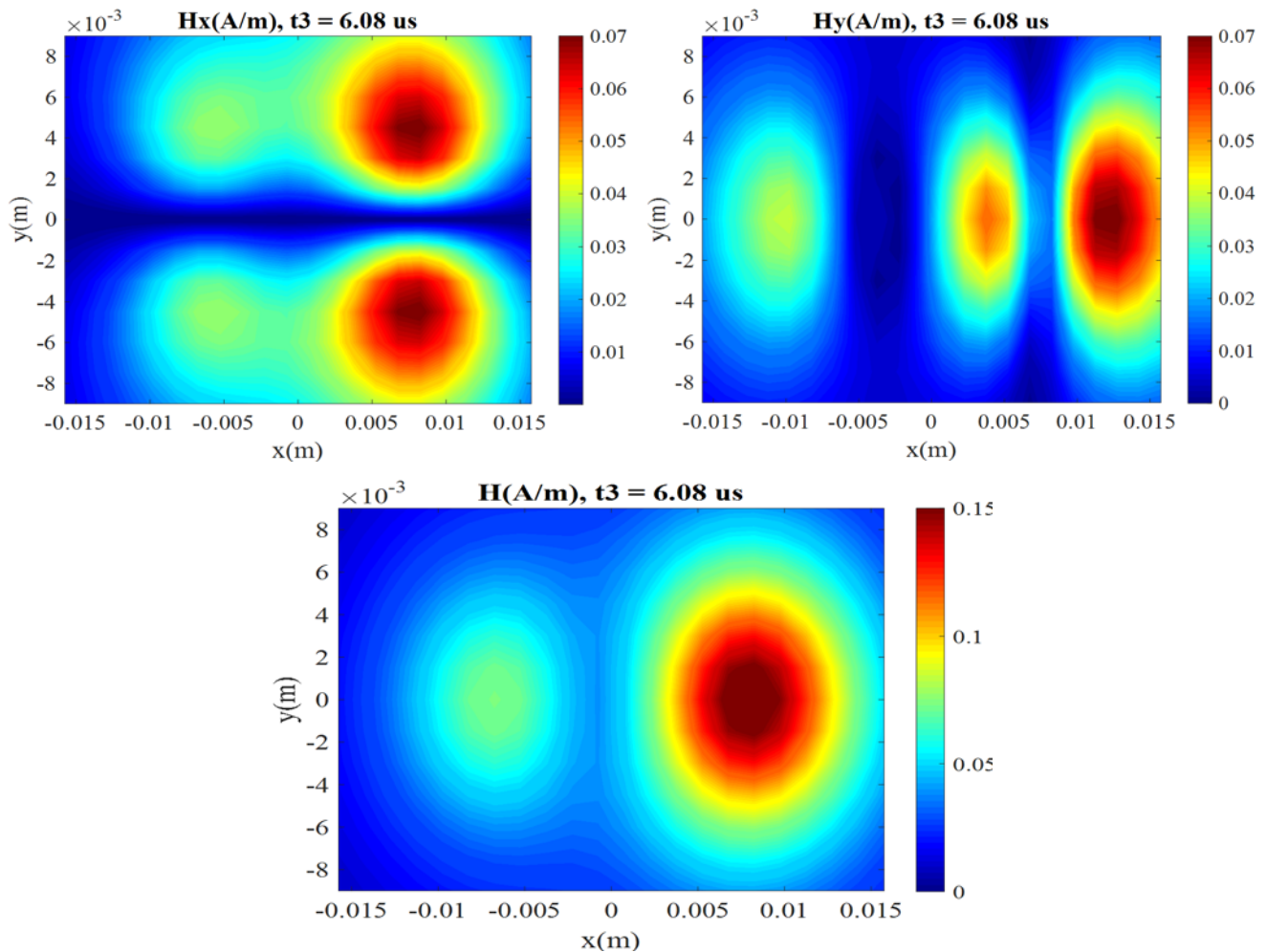


Figure III. 33 : Cartographies de champ magnétique estimé de H_x , H_y et H total, à $t_2 = 6.08 \mu\text{s}$.

Les résultats obtenus montrent un bon accord entre les distributions de champ magnétique mesuré (figure III.31) et celles reconstruites à partir du modèle équivalent retrouvé par la méthode proposée (figure III.33). Pour quantifier l'évaluation de ces résultats, nous utilisons l'outil FSV pour le cas 2D en comparant les cartographies de champ magnétique mesuré à celui estimé et ceci au deux instants $t_1 = 5,98 \mu\text{s}$ et $t_3 = 6,31 \mu\text{s}$. En particulier pour les mesures expérimentales, l'application de l'outil FSV est intéressante car elle permet d'évaluer la robustesse de la méthode proposée par rapport aux erreurs de mesure et de quantifier le degré de similarité entre le modèle réel et celui estimé. Les descripteurs GDMc, ADMc et FDMc donnent les résultats de comparaison pour le cas de la composante normale de champ magnétique rayonné par la structure étudiée, Tableau III.8.

Les figures III.34 et III.35 représentent les résultats obtenus en utilisant l'outil FSV et qui montrent un accord acceptable entre les distributions de champ mesuré et celui estimé par le modèle équivalent pour les deux cas de H_{z_1} et H_{z_3} . Les résultats de validation par FSV sont classés dans la

catégorie « Bien ». Par conséquent, malgré la présence de plusieurs erreurs de mesure, le modèle équivalent obtenu fournit une bonne représentation du rayonnement de la structure étudiée.

	ADM	FDM	GDM
H_{Z_1}	0.22 – ‘Bien’	0.37 – ‘Bien’	0.47 – ‘Moyen’
H_{Z_3}	0.29 – ‘Bien’	0.20 – ‘Très bien’	0.35 – ‘Bien’

Tableau III. 8 : Résultats obtenus pour les moments 1 et 2.

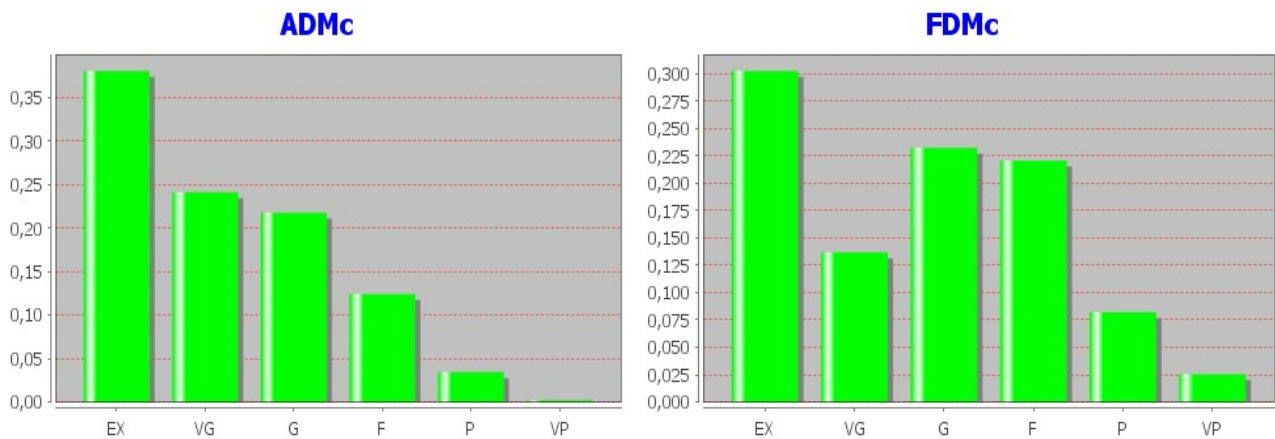


Figure III. 34 : Résultats de l'outil FSV pour la composante H_{Z_1} .

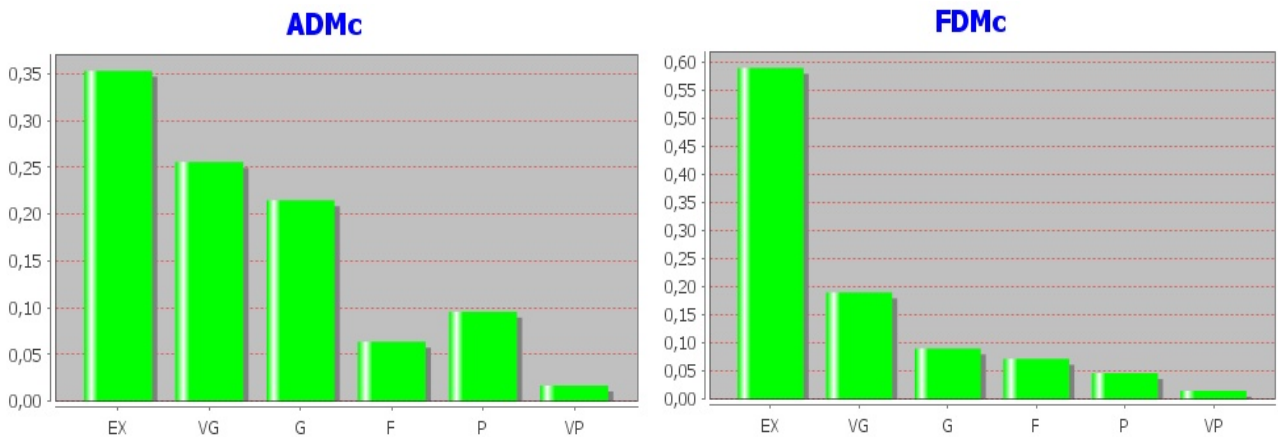


Figure III. 35 : Résultats de l'outil FSV pour la composante H_{Z_3} .

III. 4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la mise en œuvre de la méthode inverse en électromagnétisme basée sur le retournement temporel afin de caractériser et identifier les sources de rayonnement en champ

proche. Deux cas de simulations ont été présentés en utilisant des signaux d'excitation de type gaussien. L'évaluation des résultats obtenus a été effectuée par l'outil FSV dans le cas de la structure multi-sources. Par conséquent, nous avons comparé le modèle équivalent obtenu par la méthode proposée au modèle prédéfini et nous avons obtenu un bon accord à différents instants de la période d'observation du signal. Ensuite, nous avons appliqué la méthode RTEM à de véritables résultats de mesures expérimentales obtenues avec un banc de mesure en champ proche temporel. De ce fait, nous avons appliqué la méthode proposée à deux structures académiques dont les sources rayonnantes sont réelles et choisies à l'avance et qui émettent des signaux temporels transitoires (non sinusoïdaux). L'intérêt de ce choix est de mieux tester la robustesse et l'efficacité de la méthode proposée vis-à-vis des erreurs de mesures. Globalement, les résultats obtenus en utilisant les dipôles équivalents identifiés montrent une bonne correspondance au niveau de champ magnétique (mesuré et estimé).

Le chapitre suivant portera sur la validation expérimentale de la méthode proposée sur un circuit de l'électronique de puissance en procédant d'abord à une comparaison de la méthode RTEM avec la méthode inverse EM basée sur les algorithmes génétiques, aussi bien dans le domaine fréquentiel que temporel. Par la suite, une étude paramétrique sera menée en variant plusieurs paramètres tels que la hauteur de mesure, la taille du réseau MRT et la taille du réseau des sources potentielles afin d'identifier les choix optimaux pour une configuration de test précise.

Chapitre 4:

Validation expérimentale de la méthode proposée

IV. 1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté l'application de la méthode inverse électromagnétique basée sur le retournement temporel sur des données calculées en faisant appel aux équations analytiques de rayonnement, ainsi que sur des résultats de mesures obtenus au-dessus des structures simples. Cependant, il est nécessaire d'évaluer et valider la méthode proposée sur des structures industrielles et aussi étudier l'influence des différents paramètres de la méthode sur la précision des résultats.

Dans ce dernier chapitre, nous nous intéressons à d'autres validations de la méthode inverse électromagnétique basée sur le retournement temporel. Premièrement, la méthode proposée sera comparée à une méthode inverse électromagnétique basée sur les algorithmes génétiques dans les deux domaines fréquentiel et temporel. Deuxièmement, nous exploiterons la méthode RTEM dans le cas d'un système industriel de l'électronique de puissance qui génère des perturbations transitoires. Le circuit étudié est un convertisseur AC/DC utilisé dans les alimentations à découpage. La modélisation de ce système sera effectuée en se basant sur le champ rayonné obtenu par les mesures temporelles du champ magnétique proche. Par la suite, la validation du modèle équivalent sera achevée à travers une étude comparative entre les distributions de champ calculé en utilisant les paramètres obtenus du modèle identifié et celles trouvées par la méthode inverse fréquentielle basé sur les algorithmes génétiques. A la fin de ce chapitre, une étude paramétrique sera menée pour étudier les effets des paramètres, impliqués dans la caractérisation des sources de rayonnement en champ proche, sur la précision des résultats.

IV. 2. Validation de la méthode RTEM par comparaison avec la méthode inverse EM basée sur les AG

Dans la littérature, l'utilisation de méthodes statistiques et stochastiques dans le contexte des mesures en champ proche ont été explorées avec succès [65, 66]. Plus particulièrement, plusieurs auteurs ont proposés ces dernières années d'appliquer les algorithmes génétiques pour l'identification des sources rayonnantes en champ proche pour la CEM [10, 15, 14]. Par conséquent, pour une meilleure qualification de la robustesse des méthodes mises en œuvre, nous avons choisi de comparer la méthode proposée à la méthode inverse EM basée sur les algorithmes génétiques. Cette dernière a montré de

bonnes performances dans la résolution de problèmes d'optimisation pour l'identification des sources de rayonnement [10]. En somme, les algorithmes génétiques sont appliqués pour la détermination optimale des paramètres des dipôles équivalents afin de minimiser l'erreur décrite par la fonction fitness, définie comme étant la différence entre la cartographie du champ de référence et la distribution estimée en utilisant la méthode d'identification. L'organigramme général de la méthode EM inverse basée sur GA est illustré à la figure IV.1 pour les deux cas de test à suivre. Pour accélérer la convergence de ce processus, le choix des paramètres des algorithmes génétiques a été effectué en suivant les recommandations données en [67], tableau VI.1.

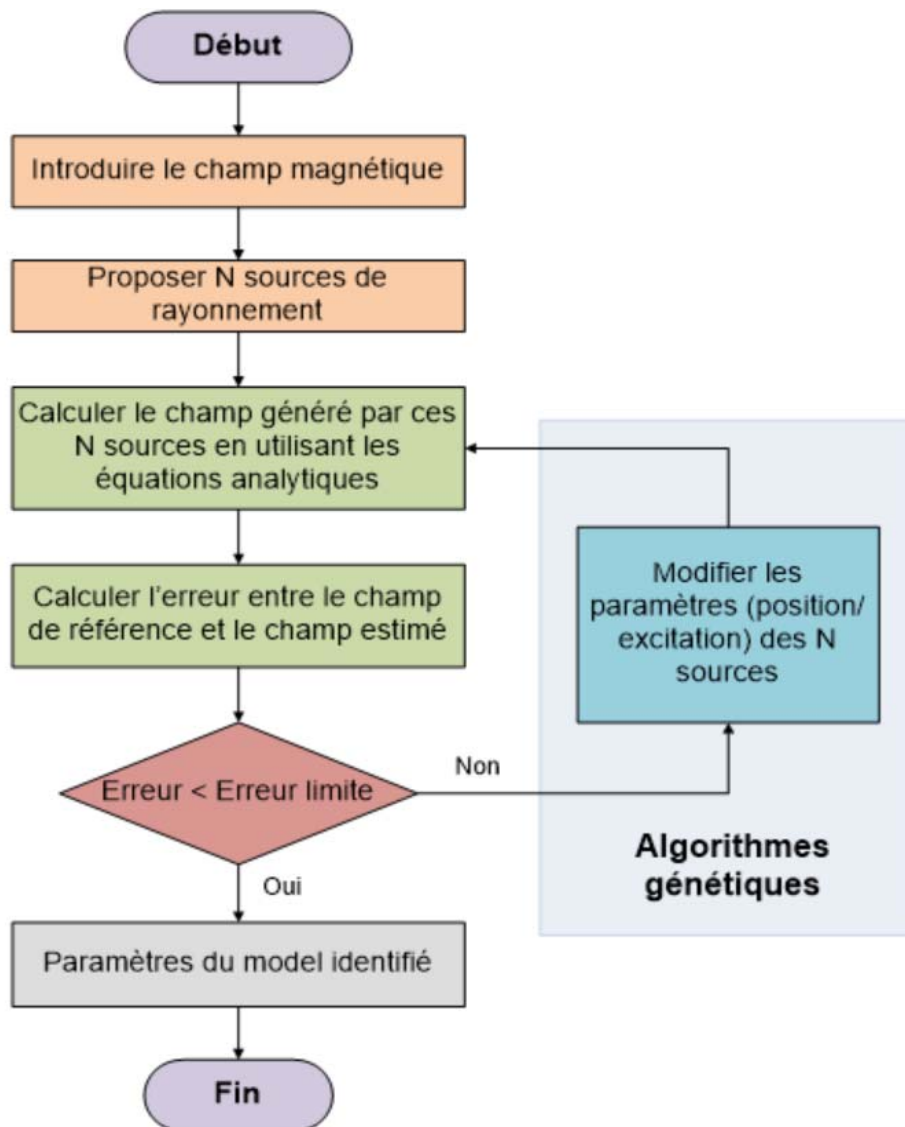


Figure IV. 1 : Organigramme général de la méthode fréquentielle proposée [67].

Fonction fitness	$\sum_{i=0}^N \frac{ H_{zRéférence} - H_{zEstimé} }{H_{zRéférence}}$
Taille de la population	$20 \times N_{paramètres} < N_p < 30 \times N_{paramètres}$
Fonction sélection	Roulette
Taux de croisement	Entre 0.6 et 0.8

Tableau IV. 1 Paramètres utilisés pour les AG [10].

Le choix de la population initiale et de la fonction d'optimisation (fitness) doit respecter plusieurs critères tels que la puissance de calcul, le temps de convergence et l'optimalité de la solution obtenue. En ce qui concerne les opérateurs génétiques permettant de produire des populations de qualité, nous nous intéressons principalement à la fonction sélection et au taux de croisement. Il existe de multiples techniques de sélection telle que la sélection uniforme, par tournoi ou par rang. La principale technique utilisée est la probabilité de sélection proportionnelle à l'adaptation, appelée aussi « Roue de fortune » ou « Roulette ». En effet, en utilisant cette technique, pour chaque individu la probabilité d'être sélectionné est proportionnelle à son adaptation à résoudre le problème. Le principe de la roue de fortune biaisée est utilisé en affectant pour chaque individu une valeur proportionnelle à son adaptation. Par la suite, pour sélectionner un individu, un tirage au sort homogène est effectué sur cette roue. Après la sélection des individus, la taille de la population sera diminuée, d'où la nécessité d'ajouter d'autres individus à travers la phase de croisement. Le principe de cette étape est de générer de nouveaux individus en remplaçant des parties entre deux individus arbitrairement choisis. La probabilité de croisement (crossover rate) est le paramètre le plus significatif qui traduit la diversité de la population. Lorsque la probabilité de croisement est élevée, il y a un échange d'information important entre les deux individus et donc plus de diversité dans la population et vice-versa.

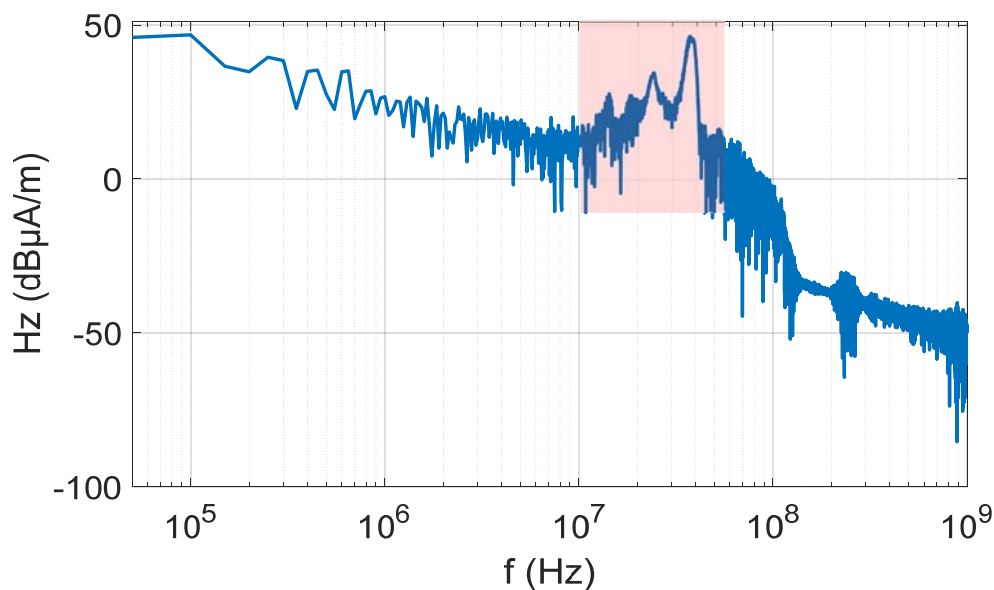
IV. 2. 1. Comparaison temporelle-fréquentielle (cas de test 1 : une boucle magnétique)

Pour valider la méthode proposée, il est essentiel de comparer ses performances avec d'autres méthodes d'identification qui sont couramment utilisées dans la littérature. Nous commençons alors par la comparaison avec une méthode fréquentielle [64].

IV. 2. 1. a. Application de la méthode inverse EM basée sur les AG dans le domaine fréquentiel

Dans cette partie, nous reprenons le cas de test d'une simple boucle de courant déjà étudiée au chapitre précédent, figure III.20. Nous utilisons cette fois la méthode inverse EM basée sur les algorithmes génétiques dans le domaine fréquentiel. Il s'agit d'une méthode fréquentielle permettant d'identifier le modèle équivalent d'un circuit sous test pour chaque fréquence donnée par le spectre du champ magnétique.

A cet effet, nous considérons les résultats de mesure obtenus avec le banc en champ proche temporel. Par la suite, nous appliquons la transformée de Fourier rapide (FFT) aux différents signaux de champ magnétique mesurés. En analysant le spectre du champ magnétique de la figure IV.2, nous remarquons l'apparition de plusieurs harmoniques sur une large gamme de fréquences qui couvre des dizaines de mégahertz. Par conséquent, afin d'obtenir un modèle équivalent, qui reproduit les mêmes perturbations électromagnétiques générées par la structure étudiée, en utilisant la méthode inverse fréquentielle basée sur les AG classiques, il est nécessaire d'identifier un modèle de rayonnement équivalent pour chaque fréquence de la bande des fréquences du spectre. Par conséquent, la procédure prendra un temps de calcul considérable et il est plus judicieux de choisir seulement quelques fréquences qui correspondent aux pics les plus significatifs du spectre. La figure IV.3 montre la distribution de la composante normale du champ magnétique mesuré pour quatre différentes fréquences identifiées à partir du spectre.



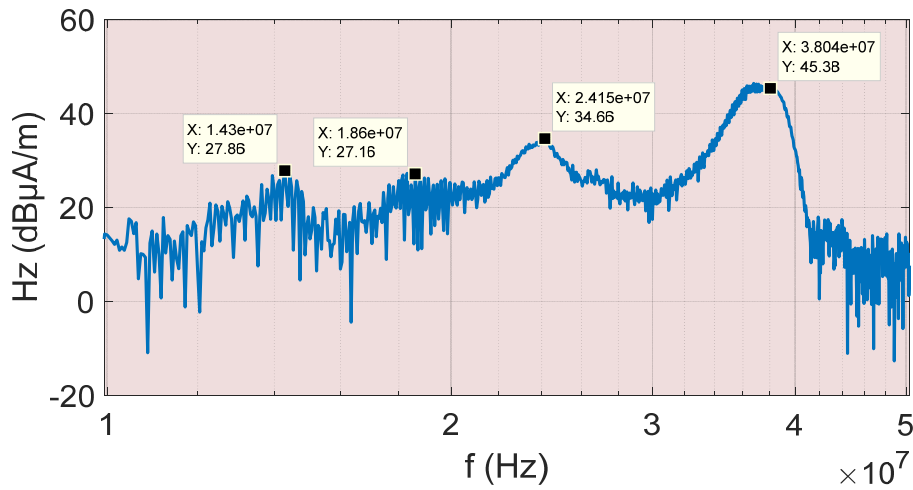


Figure IV. 2 : Spectre du champ magnétique mesuré au-dessus de la structure étudiée : Point (8,8).

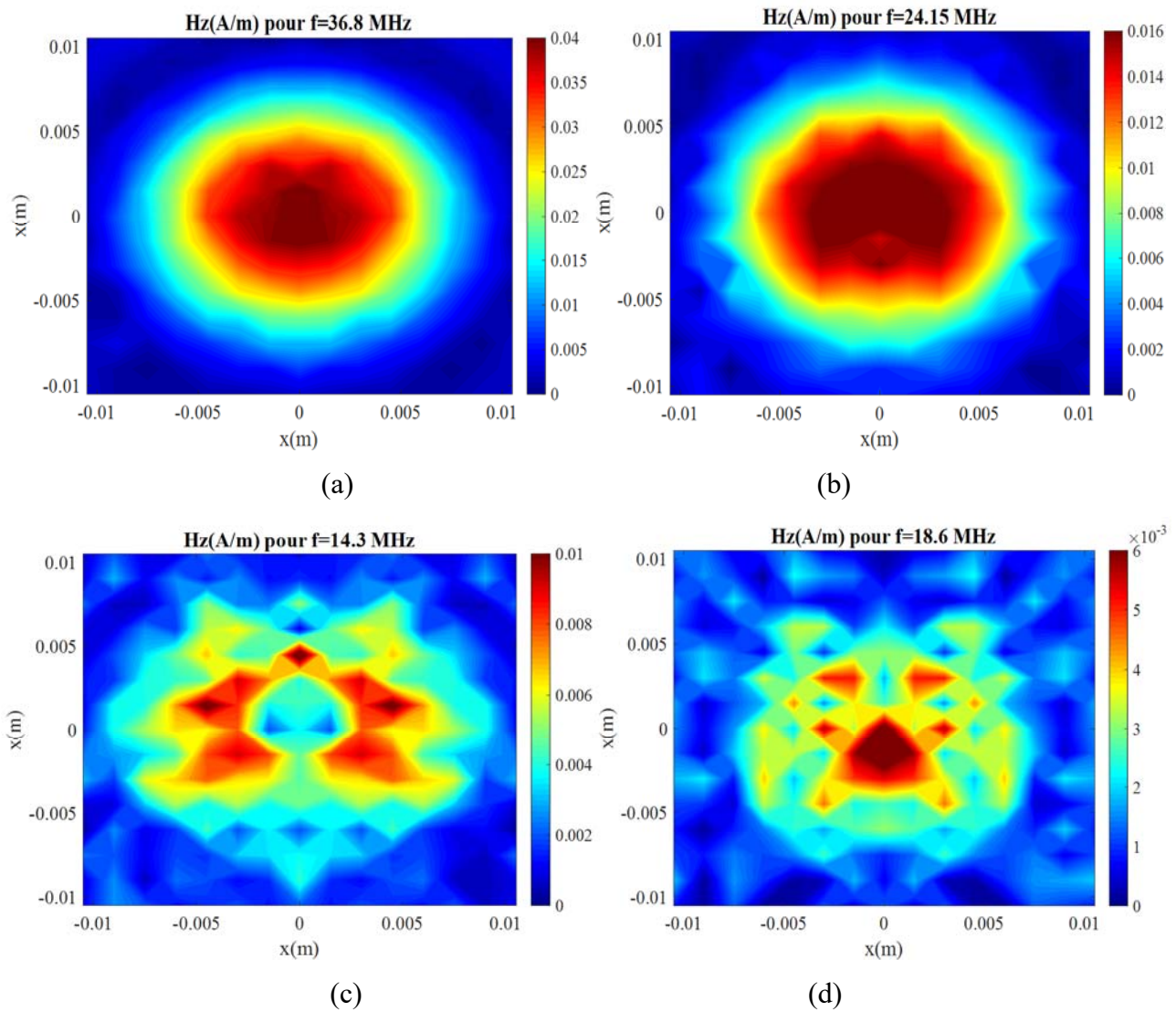


Figure IV. 3 : Cartographies du champ mesuré H_z à (a) $f_1 = 36.8 \text{ MHz}$, (b) $f_2 = 24.15 \text{ MHz}$, (c) $f_3 = 14.3 \text{ MHz}$, (d) $f_4 = 18.6 \text{ MHz}$.

D'après les paramètres du modèle équivalent obtenu en appliquant la méthode fréquentielle, tableau IV.2, la structure identifiée est bien une seule boucle magnétique avec une fonction objective égale à 7 %. Toutefois, nous remarquons d'après ce tableau une différence entre les paramètres géométriques de la boucle trouvée pour les deux fréquences, ce qui ne correspond pas à la réalité du système. En effet, à cause des erreurs de mesures, la méthode fréquentielle peut proposer une boucle différente pour chaque fréquence.

La figure IV.4 donne la distribution du champ estimé dans la zone de mesure et ceci pour deux fréquences $f_1 = 36.8 \text{ MHz}$ et $f_2 = 24.15 \text{ MHz}$. La figure IV.5 montre des comparaisons des coupes à $Y = 0$ des distributions estimées et celles mesurées à deux fréquences différentes. Nous remarquons des différences majeures d'amplitude entre le champ mesuré et celui reconstruit pour les deux fréquences f_1 et f_4 .

Méthode		Maximum du moment (A.m^2)	Paramètres (en m), (en rad) (x, y, z) $\times e - 04$, (θ, φ)
AG	f_1	$0.417 \times e - 06$	(2.73 ; 7.43 ; -2.5), (0.373 ; 6.13)
	f_2	$0.238 \times e - 06$	(0.42 ; 4.65 ; -5), (3.17 ; 3.25)

Tableau IV. 2 Paramètres identifiés en utilisant la méthode inverse fréquentielle basée sur AG.

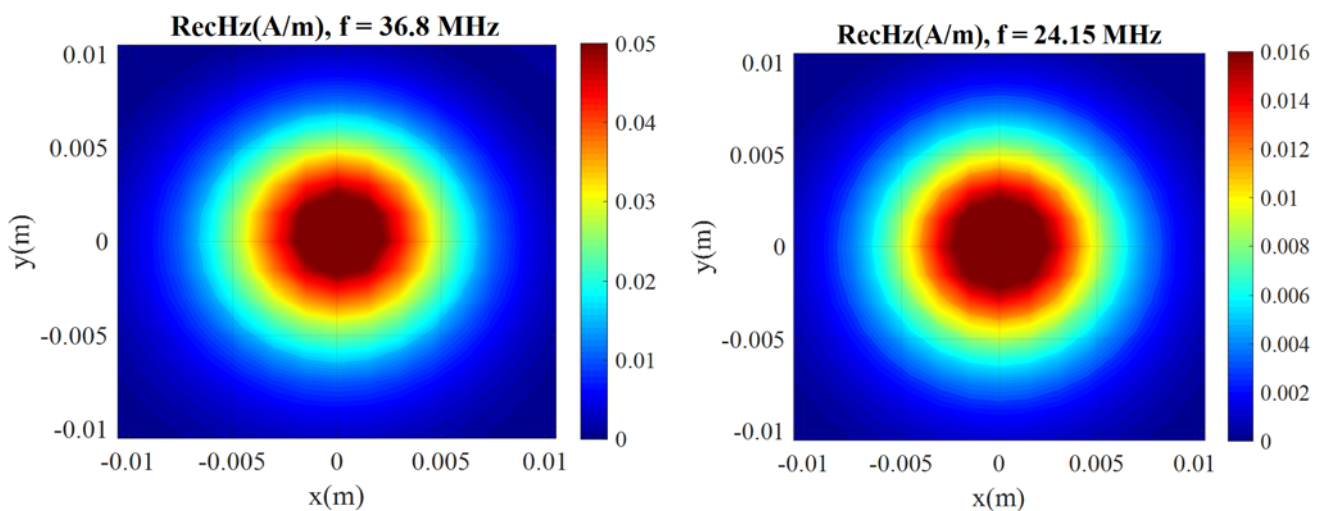


Figure IV. 4 : Cartographies estimées de H_z à (a) $f_1 = 36.8 \text{ MHz}$, (b) $f_2 = 24.15 \text{ MHz}$.

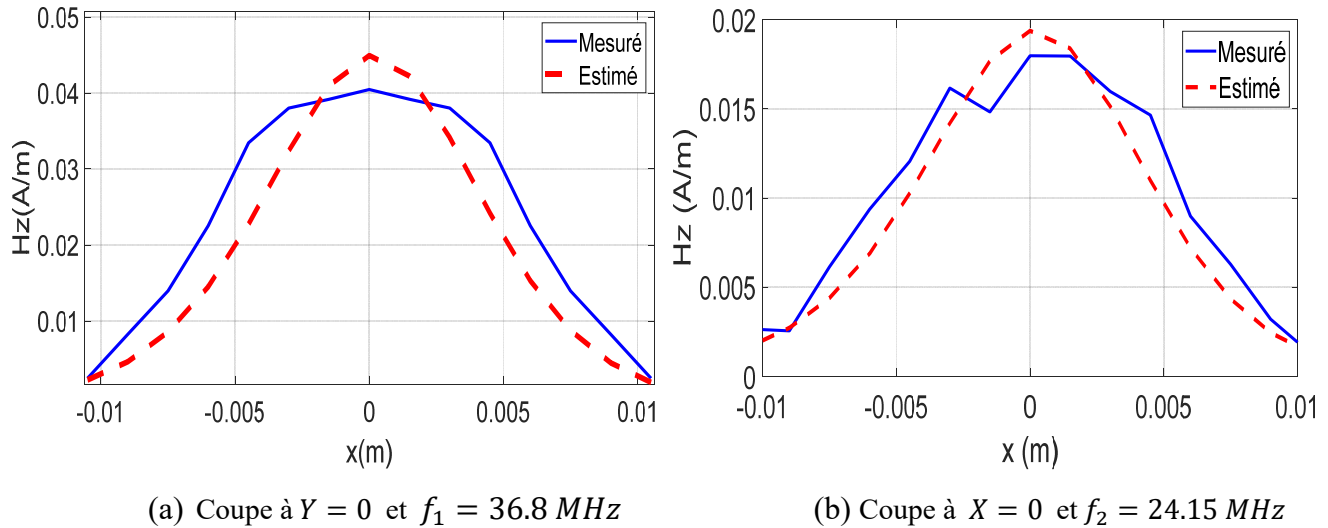


Figure IV. 5 : Comparaison du champ mesuré à celui reconstruit.

IV. 2. 1. b. Comparaison

Pour confronter les deux méthodes inverses fréquentielle et temporelle, nous proposons de comparer en plus des erreurs, leur temps de calcul. Le tableau IV.3 présente une comparaison des performances des deux méthodes proposées. En effet, le temps total de traitement de la méthode inverse fréquentielle correspond à celui nécessaire pour le traitement de toutes les fréquences de raies présentes dans le spectre. Pour simplifier cette procédure, nous avons choisi de traiter uniquement quatre fréquences de résonance bien identifiées sur le spectre de la figure IV.2. En effet, ces fréquences correspondent à des fréquences où le signal possède des valeurs élevées. Par conséquent, le temps de traitement total est calculé en effectuant le produit du nombre des fréquences choisies par temps de calcul moyen requis pour identifier le modèle de rayonnement équivalent à une seule fréquence (par exemple pour $f_1 = 36.8 \text{ MHz}$, le traitement par la méthode basée sur les AG prend environ 56 min). Il est important de souligner que le temps de calcul indiqué n'inclut pas les mesures réalisées et que les opérations de calcul ont été menées sur une même machine (Processeur Intel® Core™ i7, 2.11 GHz, RAM 16 Go).

En se basant sur le tableau IV.3, nous constatons que la technique RTEM proposée permet de réduire le temps de calcul d'environ 64,04 % (sur la base des 4 fréquences choisies) par rapport à la méthode inverse fréquentielle classique basée sur les AG. En effet, les signaux mesurés ont une durée de $20 \mu\text{s}$, ils sont échantillonnés à Δt égal à 0.2 ns et ils couvrent une bande de fréquences de ($100 \text{ kHz} - 100 \text{ MHz}$). Il s'agit d'un cas de test réel où l'utilisation de la méthode temporelle est

recommandée. En effet, l'application de la méthode proposée permet d'identifier un modèle équivalent représentatif du comportement réel de la structure étudiée et qui tient compte de toutes les fréquences du spectre à la fois, ce qui permet d'éviter de répéter le même processus adopté en appliquant la méthode fréquentielle classique et de trouver pour une même boucle des paramètres qui sont différents d'une fréquence à une autre à cause des erreurs de mesures.

	Méthode basée sur le RTEM	Méthode basée sur AG
Simplicité	++	+
Temps de calcul (min)	80.65	$56 \times 4 = 224$

Tableau IV. 3 Performance des deux méthodes.

Il convient de noter que l'étude fréquentielle des perturbations EM, qui apparaissent surtout dans les circuits de l'électronique de puissance, n'est pas suffisante pour traiter l'aspect transitoire du rayonnement EM généré par ces systèmes, en particulier lorsque les sources rayonnantes émettent des impulsions de courte durée. Par conséquent, il est difficile de caractériser et d'identifier les sources de rayonnement EM dans le domaine fréquentiel. De plus, nous soulignons que la mesure expérimentale dans le domaine fréquentiel est exigée pour plusieurs fréquences, d'où un temps de mesure considérable. Par contre, la méthode temporelle proposée permet une acquisition totale des mesures dans un seul essai. Ainsi, pour mieux valider la méthode RTEM, il est plus judicieux de comparer ses performances avec une autre méthode temporelle.

IV. 2. 2. Comparaison temporelle-temporelle (cas de test 2 : structure multi-sources)

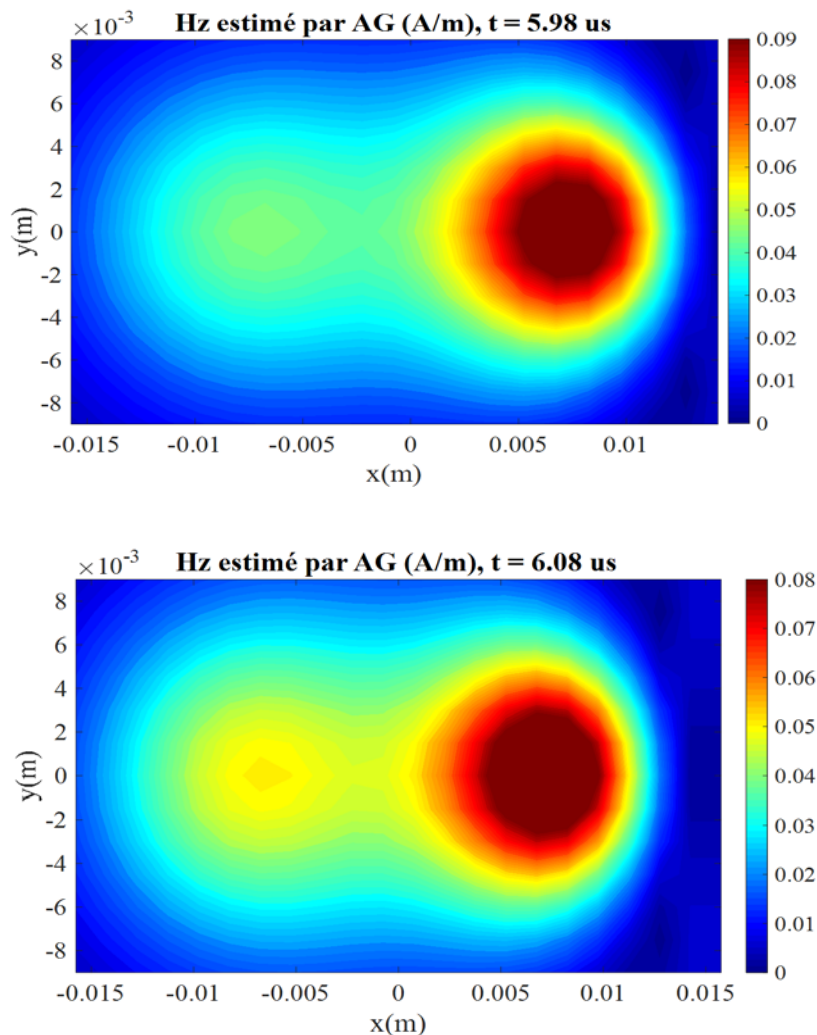
Dans la partie précédente, nous avons comparé la méthode RTEM proposée à une méthode inverse fréquentielle basée sur les AG et qui a montré une insuffisance à trouver un modèle de rayonnement équivalent qui couvre toute la bande de fréquence. D'un autre côté, la méthode proposée est développée totalement dans le domaine temporel et elle a prouvé son efficacité à traiter ce type de problèmes. Par conséquent, pour une meilleure validation, nous proposons de faire une étude comparative temporelle-temporelle entre notre méthode proposée et la méthode inverse temporelle basée sur les AG. Cette comparaison sera effectuée sur la structure multi-sources déjà présentée au chapitre précédent, figure III.29.

IV. 2. 2. a. Application de la méthode inverse EM basée sur les AG dans le domaine temporel

Dans cette partie, nous appliquons la méthode inverse EM basée sur les AG dans le domaine temporel comme présenté dans [12]. Les paramètres du modèle équivalent obtenu en utilisant cette méthode sont donnés dans le tableau IV.4. Nous présentons dans la figure IV.6 les cartographies de champ magnétique reconstruit au trois instants $t_1 = 5.98 \mu s, t_2 = 6.08 \mu s$ et $t_3 = 6.31 \mu s$. Le modèle équivalent identifié permet de retrouver un rayonnement similaire à celui mesuré au-dessus de l’EST.

	Maximum du moment ($A.m^2$)	Paramètres (en m), (en rad) $(x, y, z), (\theta, \varphi)$
Dipôle 1	$3.5 \times e - 07$	$(-0.0002 ; -0.0067 ; 0.0009), (0.10 ; 0.12)$
Dipôle 2	$6.96 \times e - 07$	$(0.0002 ; 0.0094 ; 0.0025), (0.82 ; 0.03)$

Tableau IV. 4 Paramètres identifiés en utilisant la méthode inverse temporelle basée sur les AG



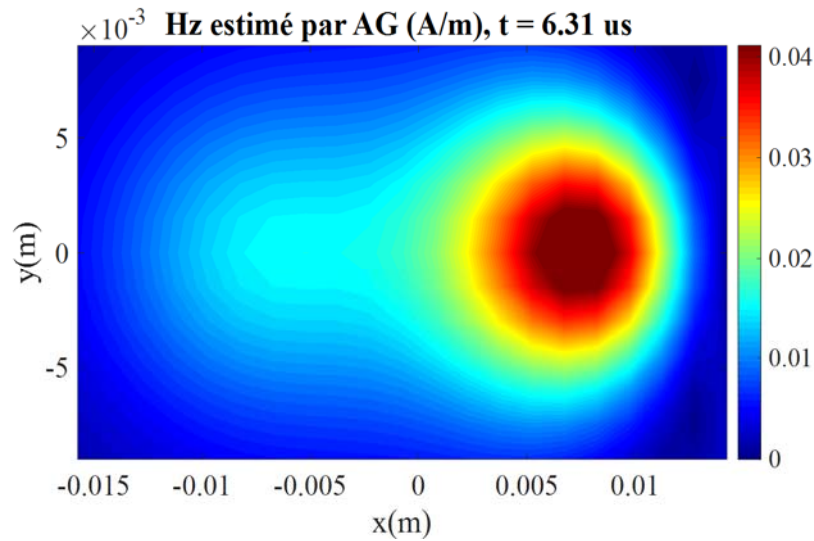


Figure IV. 6 : Cartographies de champ magnétique reconstruits en utilisant la méthode temporelle basée sur AG: (a) $t_1 = 5.98 \mu s$, (b) $t_2 = 6.08 \mu s$, (c) $t_3 = 6.31 \mu s$.

IV. 2. 2. b. Comparaison

Une comparaison entre le champ magnétique mesuré et celui reconstruit en utilisant les deux méthodes inverses temporelles basées sur les AG et sur la technique de retournement temporel à Y_0 et à l'instant $t_2 = 6.08 \mu s$, est présentée dans la figure IV.7. Selon ces résultats, le champ magnétique estimé en utilisant les deux méthodes tout au long de l'axe des abscisses est en bon accord avec les signaux mesurés à Y_0 . De plus, ces méthodes permettent une reconstruction efficace des signaux de rayonnement mesurés aux positions A, B et C (alignés sur la ligne de milieu de la surface), comme le montrent un zoom sur le signal du champ (figure IV .8).

En réalité, les résultats de comparaison obtenus prouvent l'efficacité des deux méthodes en fournissant une estimation adéquate des signaux de champ rayonné à différents points de balayage et donc un modèle équivalent valable représentatif du comportement de la structure étudiée. Cependant, la méthode basée sur la technique RT semble être plus appropriée par rapport à la méthode basée sur l'optimisation par les AG. En effet, l'erreur relative obtenue à l'aide de la technique RTEM est presque égale à la moitié de celle de la méthode basée sur l'AG, comme indiqué dans le tableau IV.5.

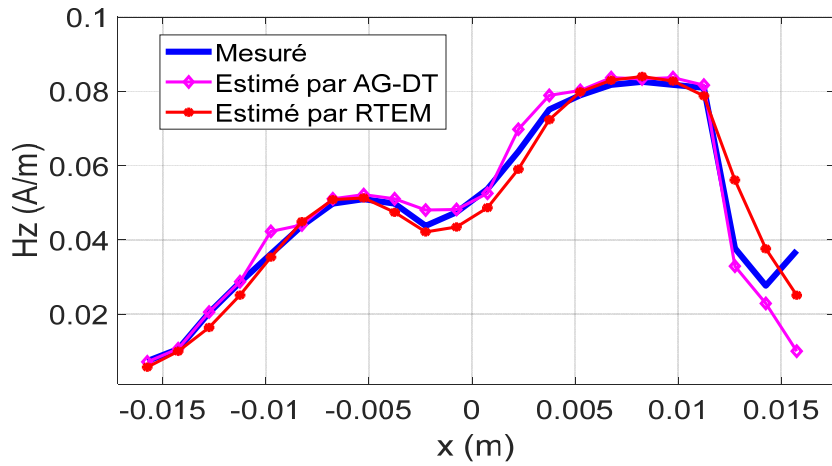


Figure IV. 7 : Comparaison entre le champ rayonné mesuré et ceux estimés le long de l'axe des abscisses, coupé à Y_0 et à $t_2 = 6.08 \mu s$.

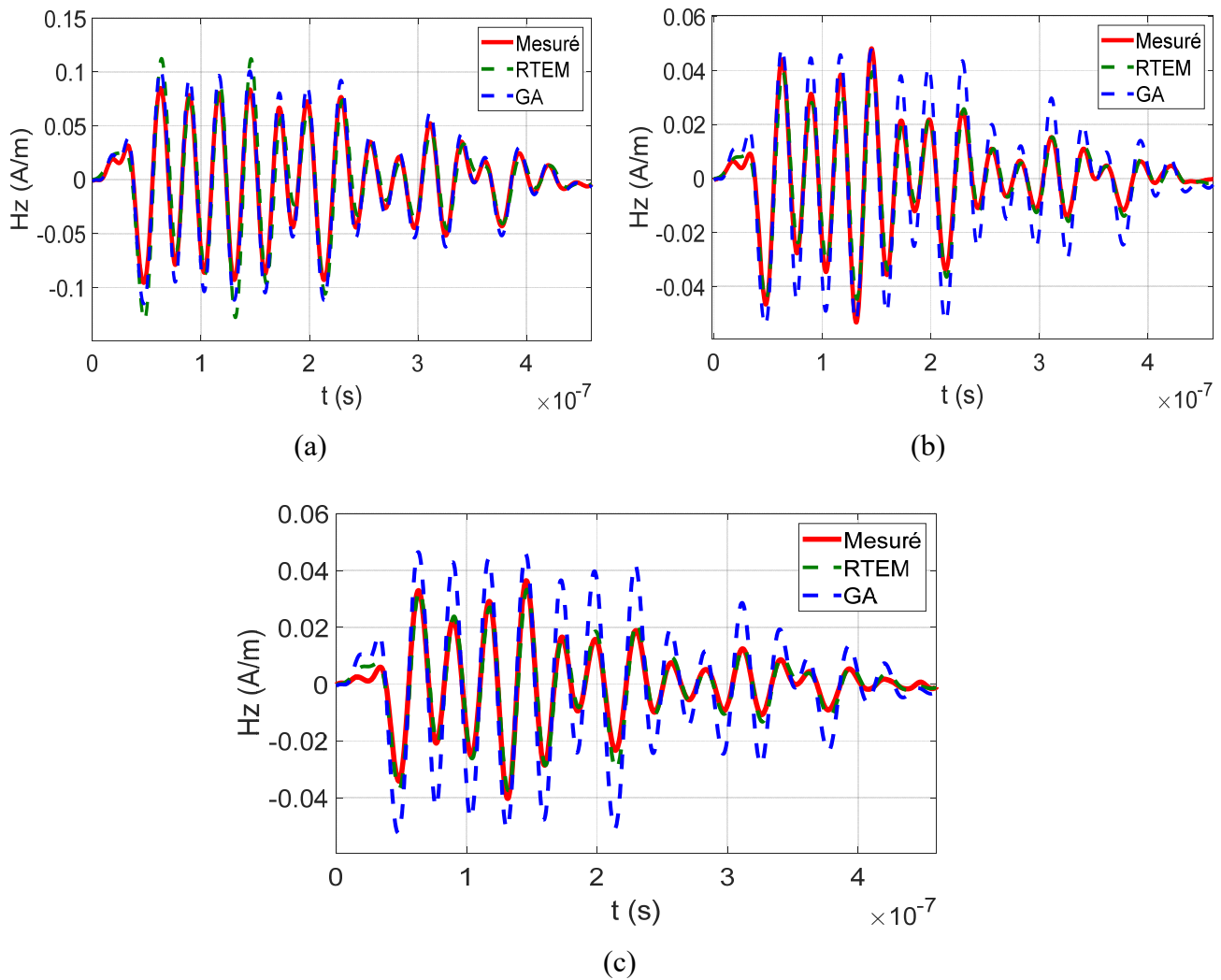


Figure IV. 8 : Comparaison entre le champ rayonné mesuré et ceux estimés (Zoom) : (a) à la position A, (b) à la position B, (c) à la position C.

	Méthode basée sur le RTEM	Méthode basée sur AG
Erreur relative (%)	6.23	13.81
Temps de calcul (min)	42	496

Tableau IV. 5 Performance de chaque méthode

La méthode inverse temporelle basée sur les AG est fondée sur un algorithme d'optimisation stochastique gourmand en termes de temps, alors que la technique de retournement temporel est une méthode matricielle qui nécessite un temps de calcul réduit. D'après le tableau IV.5, la méthode inverse temporelle basée sur les AG a convergé après *496 minutes*. Par contre, la méthode inverse temporelle basée sur le RT a été exécutée en seulement *42 minutes*, ce qui est environ 11,8 fois plus rapide. De plus, d'après [12], la méthode temporelle basée sur AG exige la connaissance de la forme d'onde du signal d'excitation au préalable et comme solution des hypothèses simplificatrices ont été proposée (forme temporelle du signal d'excitation). Donc, en analysant les expressions analytiques du rayonnement du dipôle, il a été supposé que le champ magnétique, à la position du dipôle identifiée, est proportionnel au signal de courant qui circule dans la source rayonnante. Par conséquent, le champ mesuré est utilisé pour obtenir la forme d'excitation de chaque dipôle identifié.

Ainsi, nous concluons que la méthode inverse EM basée sur le RTEM est plus robuste et plus appropriée pour l'identification et pour la caractérisation des sources de rayonnement, surtout en termes de temps de calcul, de précision et de simplicité de mise en œuvre. Cependant, jusqu'ici, la méthode proposée n'a été validée que sur des cas de test simples et il est nécessaire de la valider sur un cas réel de circuits de l'électronique de puissance utilisée dans le commerce.

IV. 3. Application de la méthode proposée à un circuit de l'électronique de puissance

Les systèmes de l'électronique de puissance sont généralement caractérisés par la présence des boucles de courant excités à de multiples fréquences. Dans ces dispositifs, certains composants électroniques, tel que les inductances, les transformateurs et les transistors, émettent des perturbations électromagnétiques importantes. Donc, la recherche d'un modèle équivalent représentatif du rayonnement électromagnétique de ce type de structure est une nécessité pour identifier les sources de perturbations dès la phase de conception des circuits électroniques. Nous utilisons alors la méthode

RTEM proposée principalement pour une gamme de fréquence compatible avec les attentes des applications visées en électronique de puissance, allant de 100 kHz à 100 MHz et pour des signaux de perturbations de forme transitoires. De plus, il n'existe pas de limitations particulières sur le nombre de sources magnétiques étudiées.

IV. 3. 1. Présentation du circuit du convertisseur étudié

Les convertisseurs de puissance sont parmi les principales causes des interférences électromagnétiques car ils émettent des émissions transitoires à changements rapides tel que les variations des gradients de courant et de tension (di/dt et dv/dt) dans les cellules de commutation. Pour effectuer les validations de notre méthode, nous proposons de l'appliquer à un convertisseur AC-DC qui se retrouve au cœur de la partie alimentation permettant de convertir et de transférer l'énergie disponible à travers un découpage des signaux d'entrée par des éléments actifs (transistors et diodes) pour la stocker temporairement dans les éléments passifs (inductances et condensateurs).

En réalité, l'alimentation à découpage est un système électronique complexe à réaliser, comme le montre la figure IV.9, notamment en termes de compatibilité électromagnétique car ce dispositif comporte divers courants qui changent rapidement. Habituellement, cette structure est couramment utilisée en industrie électronique pour des applications d'éclairage automobile ou par exemple pour les recharges des batteries et elle est devenue récemment moins encombrante et plus fiable avec un rendement important (entre 65 et 90%). Ce type de dispositifs électroniques a à la fois les caractéristiques d'un système industriel avec une structure relativement complexe qui génère un bruit important, particulièrement à la fréquence de découpage, et les caractéristiques d'un circuit académique car il réalise différentes fonctions telles que celle d'un convertisseur buck, un convertisseur forward et le convertisseur flyback.

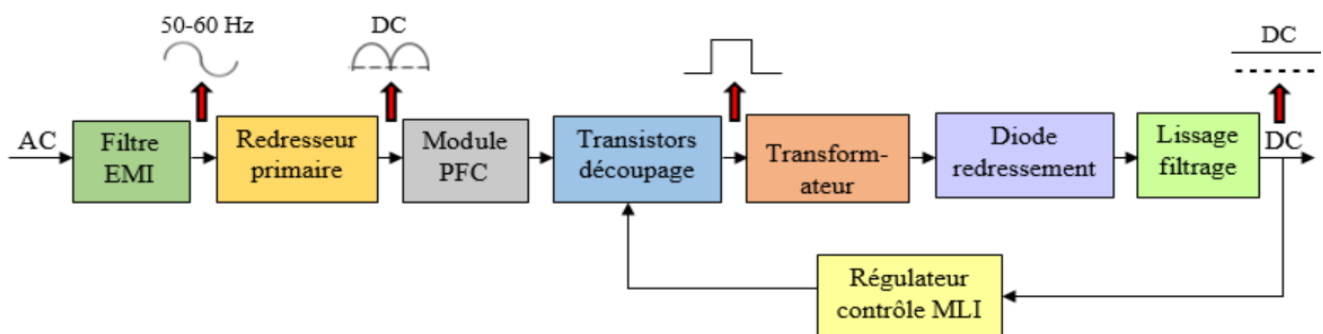


Figure IV. 9 : Principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage.

Dans cette partie, le système étudié c'est un convertisseur de type flyback qui est une alimentation à découpage similaire en performances et en architecture à un convertisseur buck-boost (hacheur abaisseur–élevateur). Dans la configuration d'un flyback, un transformateur assure le stockage magnétique de l'énergie et il la libère ensuite au rythme du découpage. Ce dernier fournit également une isolation électrique entre la tension d'entrée et celle de sortie. La figure IV.10 montre le schéma du convertisseur AC/DC étudié. Les différentes caractéristiques de ce système sont données au tableau IV.6.

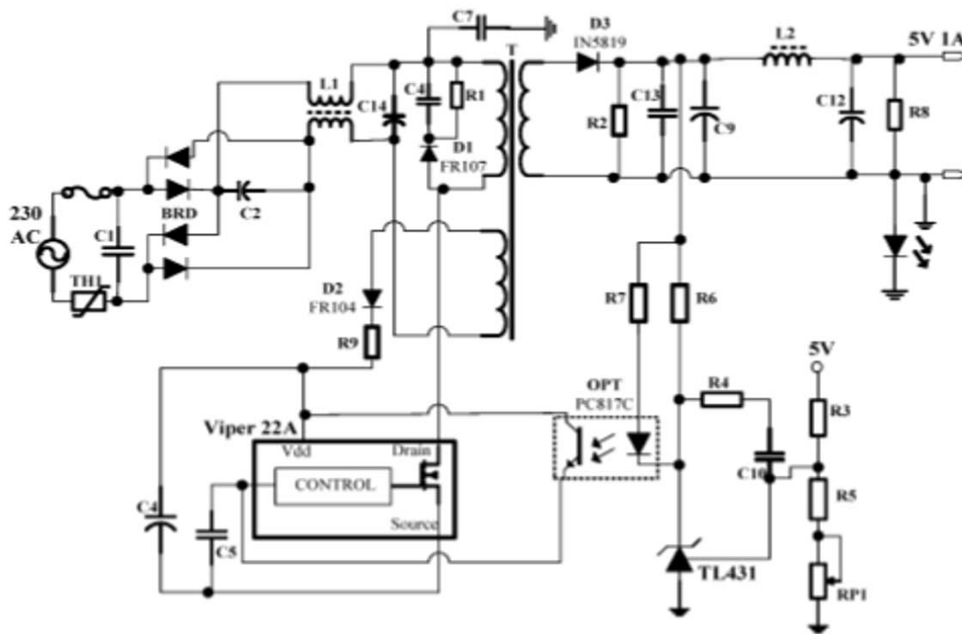


Figure IV. 10 : Schéma du convertisseur AC/DC étudié.

Tension d'entrée	Tension de sortie	Courant maximal	Fréquence de commutation
220 V	5 V DC	1 A	60 kHz

Tableau IV. 6 Caractéristiques du convertisseur étudié.

IV. 3. 2. Mesures en champ proche

Expérimentalement, la mesure en champ proche du rayonnement du convertisseur AC/DC étudiée est réalisée en utilisant le banc champ proche temporel [68]. En effet, une sonde magnétique se déplace au-dessus du système étudié pour mesurer les composantes normale et tangentielle du champ magnétique (H_x et H_z), figure IV.11. Les différents paramètres de configuration utilisés lors des mesures du champ proche sont donnés par le tableau IV.7. Le convertisseur étudié, alimentant un

courant maximale de 1 A, est de faible puissance (5 W) et il génère des oscillations couvrant une bande de fréquences assez large (plusieurs dizaines de MHz).

Surface de mesure	(38 cm × 54 cm)
Hauteur de mesure	1.2 cm
Pas de déplacement	2 mm
Position de mesure	560
Durée de signal mesuré	20 μ s

Tableau IV. 7 Paramètres de la configuration de la mesure.

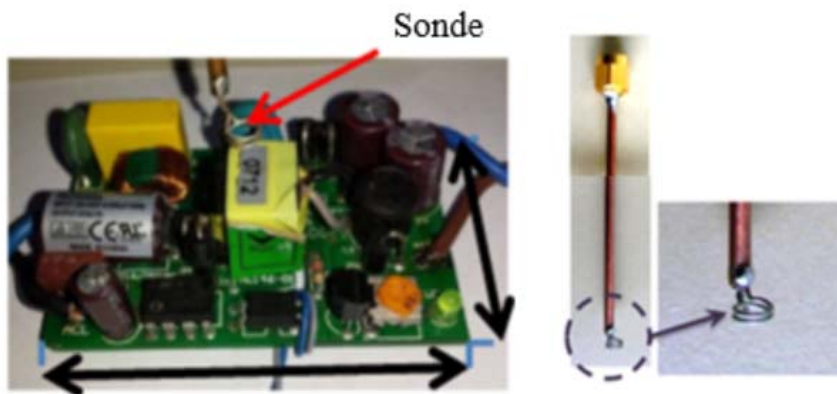


Figure IV. 11 : Convertisseur AC/DC étudié.

La mesure temporelle du champ EM rayonné au-dessus du convertisseur AC/DC étudié est réalisée d'une manière synchronisée par rapport à un signal de référence qui a été rigoureusement choisi. En effet, en utilisant le schéma présenté par la figure IV.10 et la fiche technique du convertisseur, le signal de synchronisation est choisi d'être le signal à l'entrée de l'optocoupleur (figure IV.12) car il s'agit d'un signal périodique et répétitif qui nous permet d'obtenir des signaux temporels mesurés d'une manière synchronisée.

La figure IV.13 présente un exemple de signal temporel mesuré aux bornes de la sonde magnétique en un point arbitrairement choisi de la surface de scan.

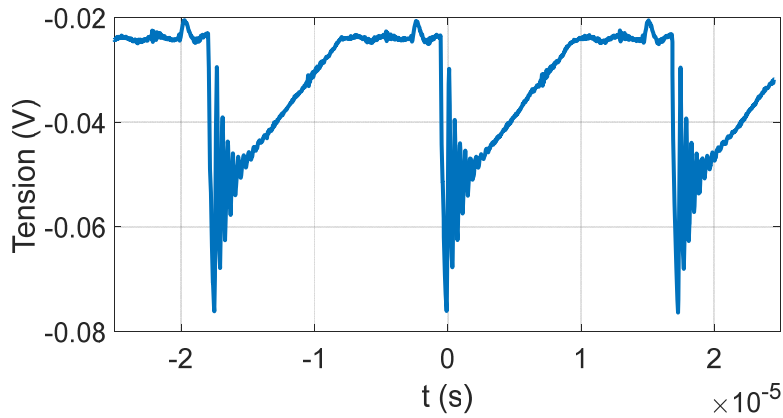


Figure IV. 12 : Signal de référence.

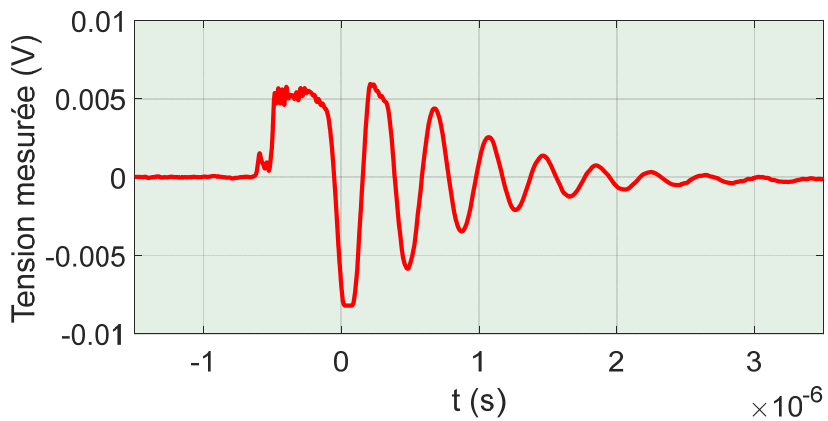
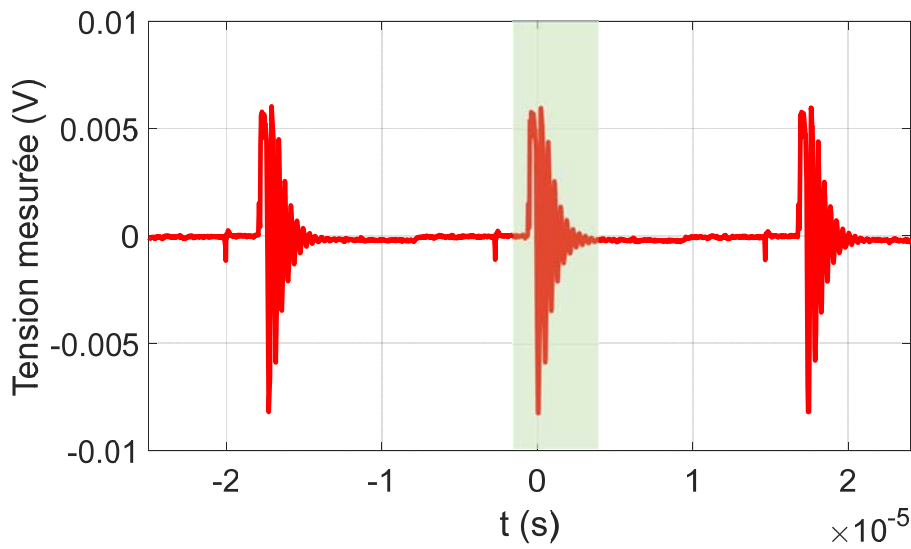


Figure IV. 13 : Signal mesuré aux bornes de la sonde.

En visualisant les distributions de champ EM, nous avons remarqué que les sources ne rayonnent pas simultanément. Par exemple, des zones de rayonnement intenses apparaissent dans la cartographie à l'instant $t_1 = 10.25 \mu s$ et disparaissent à $t_2 = 10.50 \mu s$ et nous notons la présence d'autres sources

de rayonnement, comme le montre la figure IV.14. D'où, nous pouvons conclure que l'évolution des émissions rayonnées se produit au fil du temps et qu'une étude fréquentielle, où tous les éléments rayonnants apparaissent ensemble comme si toutes les sources émettaient en même temps, n'est pas très fidèle à ce qui se passe réellement au niveau du rayonnement des circuits de l'électronique de puissance.

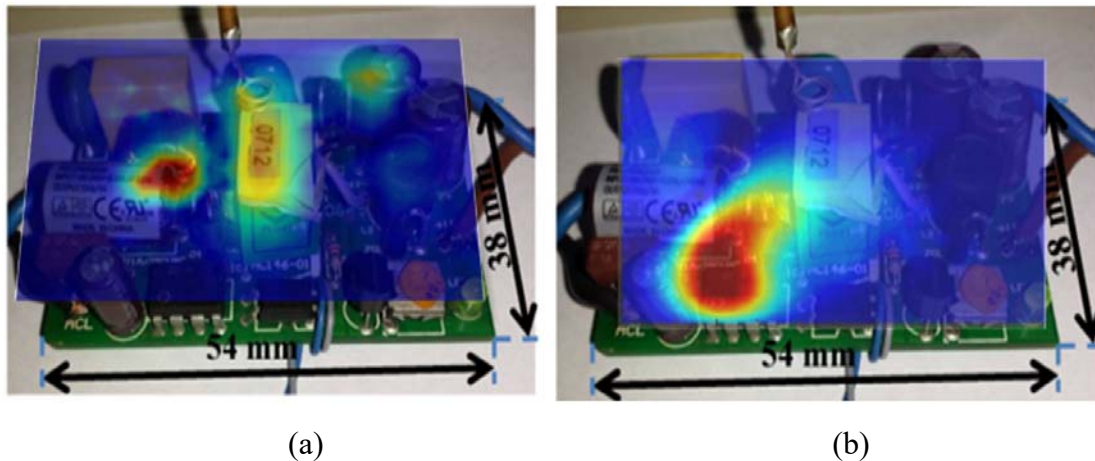


Figure IV. 14 : Distribution de champ mesurée à : (a) $t_1 = 10.25 \mu s$, (b) $t_2 = 10.50 \mu s$.

IV. 3. 3. Résultats de modélisation obtenus

La méthode inverse EM basée sur le retournement temporel a été appliquée au convertisseur flyback étudié afin d'obtenir un modèle de rayonnement équivalent, tel que c'est expliqué dans le chapitre 2. Ainsi, un réseau de sources potentielles de dimension (15×15) a été défini pour acquérir la matrice de transfert. Il en résulte que dans la structure sous test, nous avons identifié sept dipôles magnétiques. Les paramètres des sources du modèle équivalent obtenu sont présentés au tableau IV.8. Le nombre des sources équivalentes obtenu est purement déterminé lors de la convergence de la méthode. Nous avons trouvé ce modèle en un temps de simulation $t \approx 54 \text{ min}$ avec un seuil de convergence égale à 12 %. Les émissions des sources identifiées correspondent aux différentes formes d'onde observées sur les différentes cartographies lors du balayage de la surface du scan. En se basant sur les paramètres identifiés du modèle équivalents obtenu, nous pouvons prédire le rayonnement EM du convertisseur en reconstruisant le champ à chaque instant de la période de test. Les cartographies du champ estimé en utilisant les paramètres identifiés sont comparées aux distributions de champ mesuré à différents instants, figure IV.15. Globalement, la méthode proposée autorise une reconstruction adéquate sur l'ensemble de la période de test.

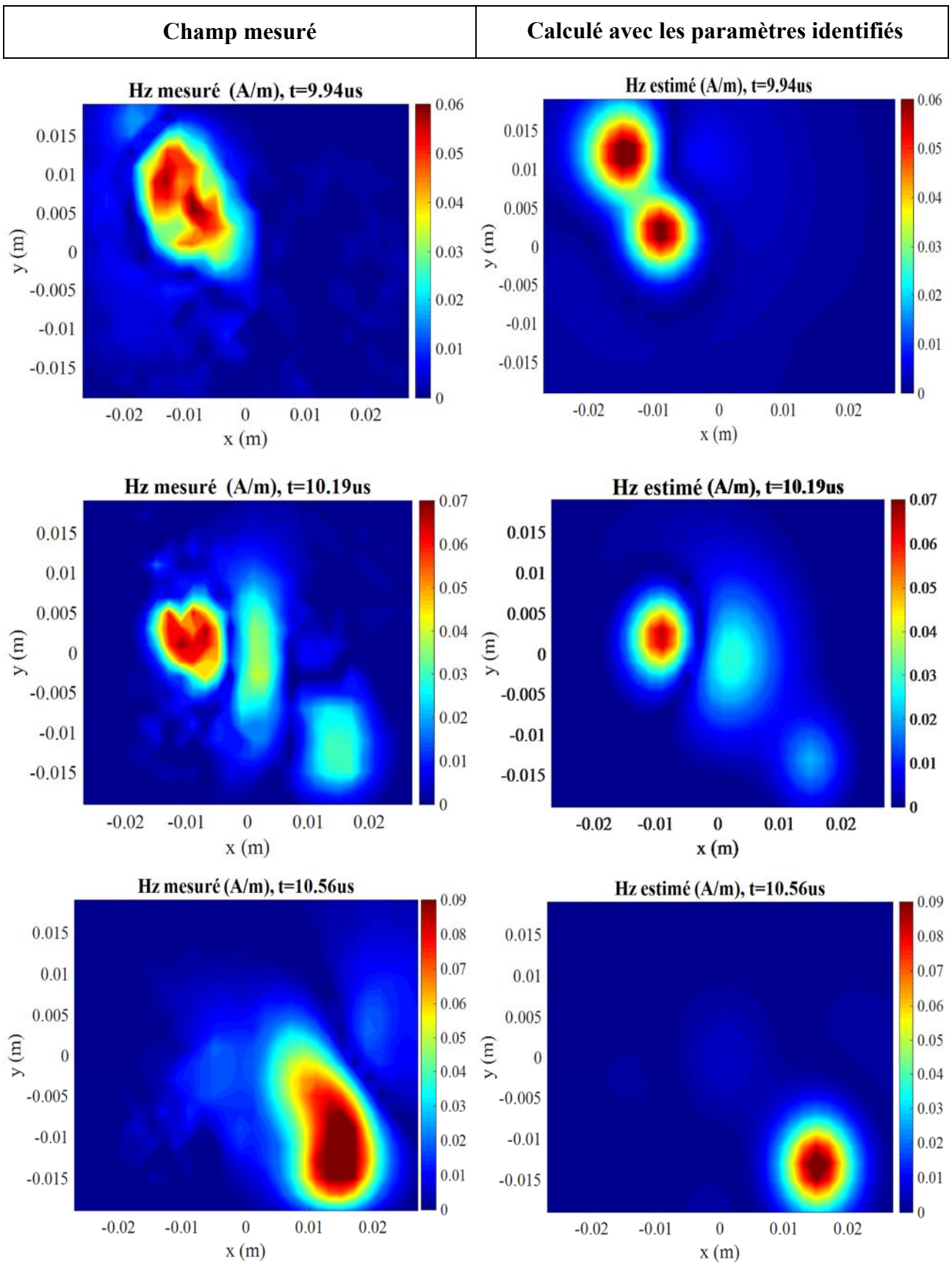


Figure IV. 15 : Cartographies de champ rayonné mesuré et estimé en utilisant la méthode proposée à différents instants de temps.

	Maximum du moment ($A.m^2$) $\times 10^{-07}$	Paramètres (en mm), (en rad) (x, y, z), (θ, φ)
# 1	0.1545	(10.9; 11.6; -0.67), (0 ; 1,5708)
# 2	0.2477	(5 e - 3; 2 e - 2; 0), (0 ; 0)
# 3	0.0708	(-2.7; -11.6; -0.7), (0 ; 1,5708)
# 4	0.0163	(5.4; -15.4; -1.2), (1,5708 ; 1,5708)
# 5	0.0900	(13.6; -3.8; -0.37), (1,5708 ; 0)
# 6	0.0179	(-5.4; 3.9; 0), (0 ; 0)
# 7	0.3468	(13.6; -7.7; -0.61), (0 ; 1,5708)

Tableau IV. 8 Paramètres du modèle équivalent identifié.

En outre, la figure IV.16 présente une comparaison des coupes du champ calculé H_z à celui estimé par les paramètres identifiés. En réalité, en examinant les figures IV.15 et IV.16, à différents instants, nous observons quelques différences dans certains points de balayage. Afin de minimiser les différences entre les cartographies mesurées et estimées, nous pouvons affiner le maillage du réseau de sources potentielles et réduire encore plus le seuil d'erreur prédéfini (estimer les incertitudes de mesure), ce qui nécessite un temps de calcul considérable et une grande capacité de mémoire. Néanmoins, la valeur seuil ne doit pas être inférieure aux erreurs de mesure, sinon nous risquons de trouver un modèle avec une qualité de reconstruction médiocre ou bien même qui n'est pas fidèle à la réalité (sans un sens physique). Par conséquent, lorsque la valeur du champ magnétique maximale de la cartographie des résidus devient inférieure ou égale à l'amplitude du bruit de mesure, le processus d'identification s'arrête, comme expliqué dans le chapitre 2.

En effet, l'erreur de mesure est la somme des différentes erreurs possibles qui sont dues aux effets de couplage entre la sonde et la structure rayonnante étudiée, et aux imprécisions du banc de mesure champ proche telles que (d'après le GUM) les incertitudes :

- de l'appareil de mesure,
- de positionnement spatial de la sonde de mesure,
- du facteur d'antenne de la sonde,
- du rayon de la sonde, qui est très faible (approximation de la valeur du champ dans toute la zone par la valeur au centre).

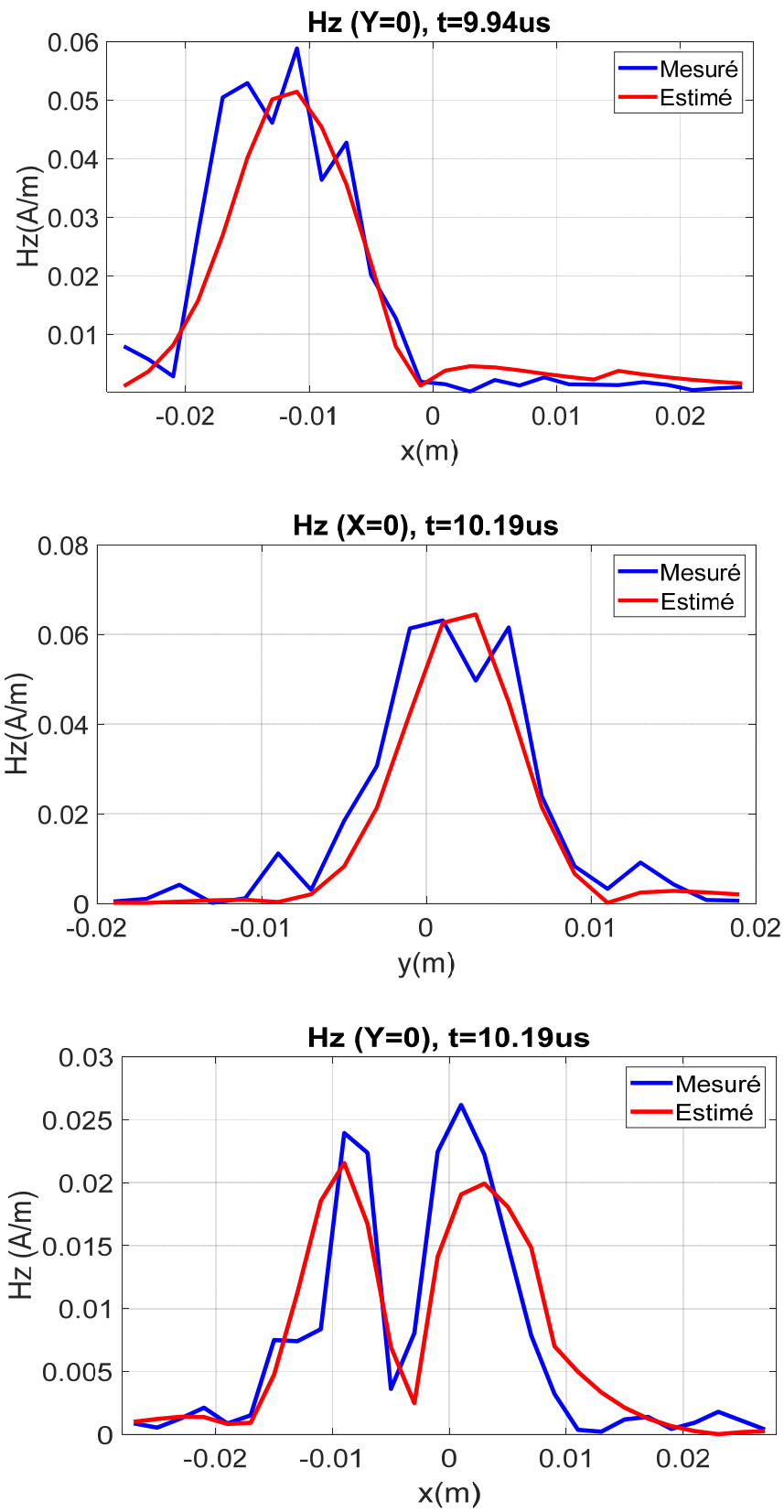


Figure IV. 16 : Comparaison du champ calculé à celui estimé par les paramètres identifiés : Coupe H_z .

Par conséquent, nous concluons que le modèle équivalent obtenu en utilisant la méthode proposée est capable de reproduire efficacement le comportement global du rayonnement du convertisseur étudié et que les dipôles magnétiques équivalents définis sont dans de bonnes positions. Autrement dit, en utilisant les paramètres identifiés dans le tableau IV.8, il est possible de prévoir également le rayonnement du champ EM pour les composantes H_x et H_y , ce qui permet une autre manière de valider le modèle équivalent identifié par la méthode RTEM. La figure IV.17 présente un exemple de comparaison entre le champ mesuré et celui calculé en utilisant les paramètres identifiés de la composante H_x à l'instant $t = 10.6 \mu\text{s}$.

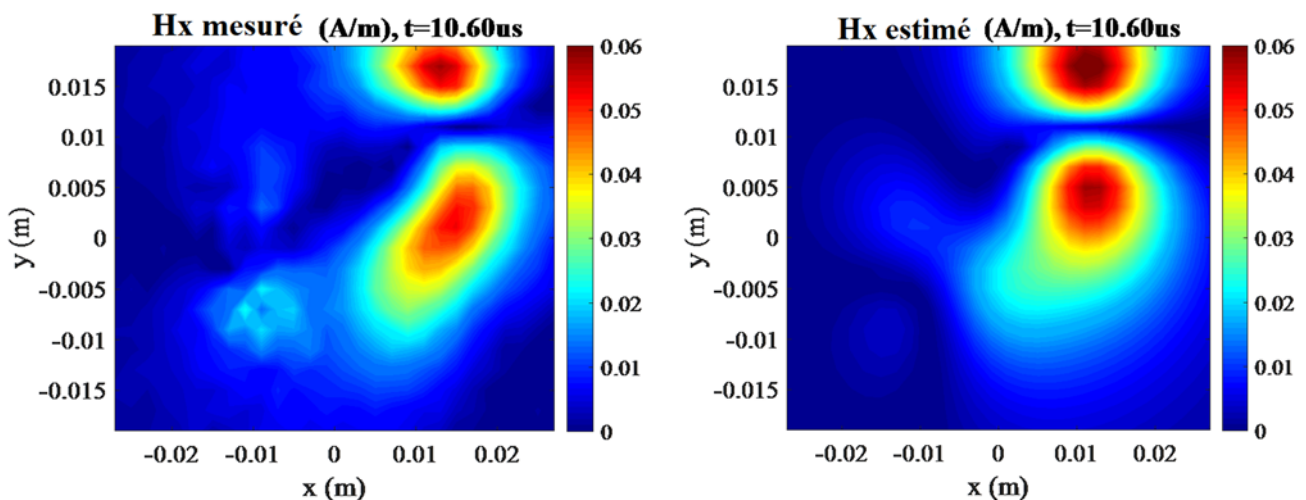


Figure IV. 17 : Comparaison entre le champ mesuré et celui calculé en utilisant les paramètres identifié de la composante H_x à l'instant $t = 10.60 \mu\text{s}$

IV. 3. 4. Validation de la méthode proposée en utilisant la méthode inverse fréquentielle basée sur les algorithmes génétiques

Afin de mieux valider le modèle équivalent obtenu par la méthode proposée, une étude comparative est réalisée en utilisant la méthode inverse EM basée sur les algorithmes génétiques dans le domaine fréquentiel. Cette dernière est appliquée comme expliquée dans la section I.1 de ce chapitre. En examinant le spectre du champ magnétique mesuré en différents points de mesure, figure IV.18, nous observons la présence de plusieurs harmoniques qui couvrent une plage de fréquence de quelques dizaines de mégahertz. Comme expliqué précédemment, la méthode fréquentielle nécessite la recherche de modèle pour plusieurs fréquences identifiées sur le spectre. Afin d'obtenir un modèle équivalent, nous avons choisi trois fréquences principales dont les amplitudes du champ correspondant sont importantes.

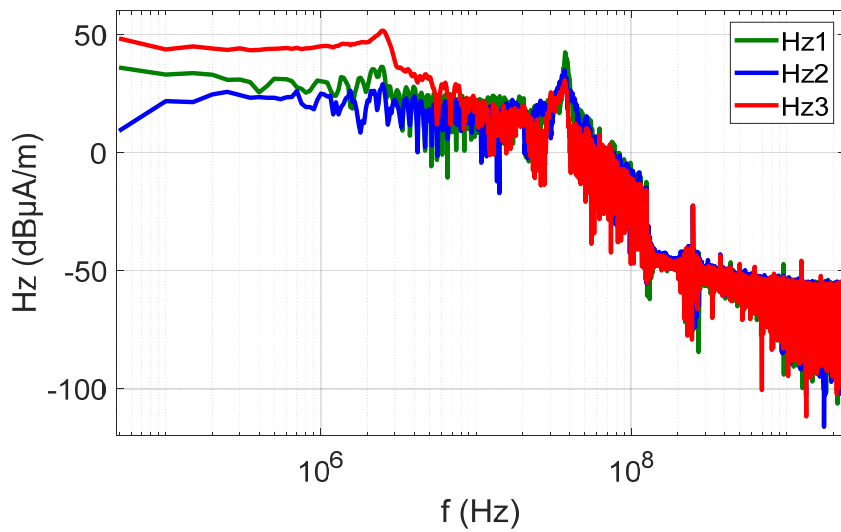
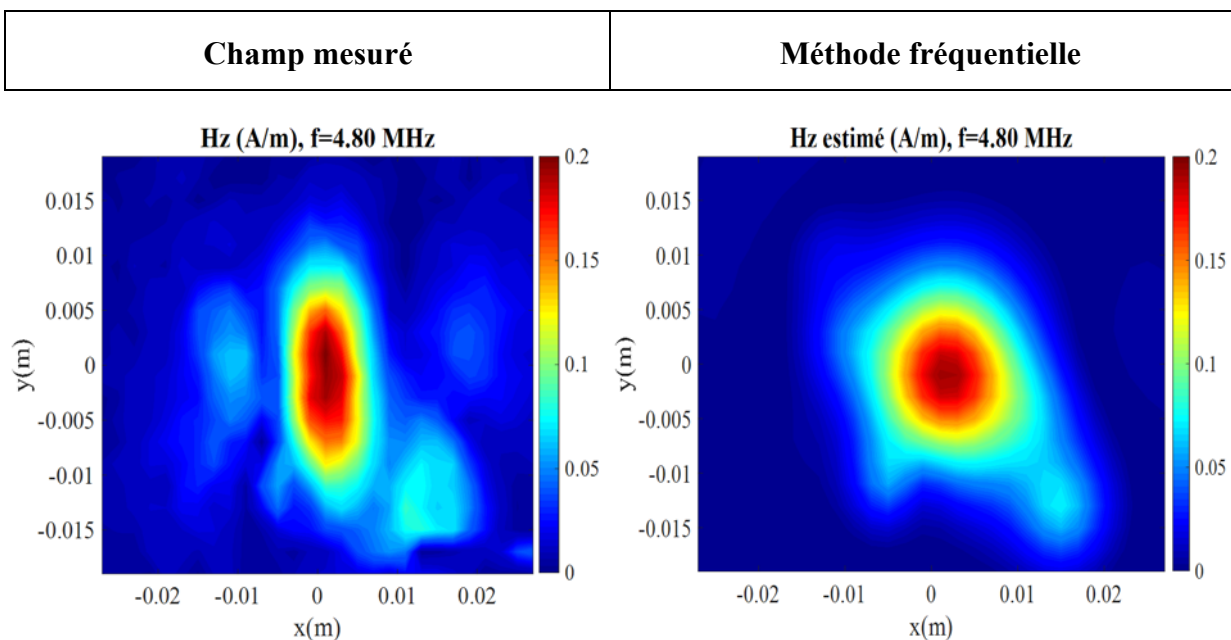


Figure IV. 18 : Spectre de champ magnétique mesuré au-dessus de la structure étudiée en différents points de mesure respectivement de coordonnées (3 mm, -1.9 mm), (-1 mm, -5 mm) et (9 mm, -9 mm).

Les distributions de la composante fréquentielle du champ magnétique mesuré sont comparées à celles obtenues par la méthode fréquentielle proposée pour différentes fréquences et sont illustrées à la figure IV.19.



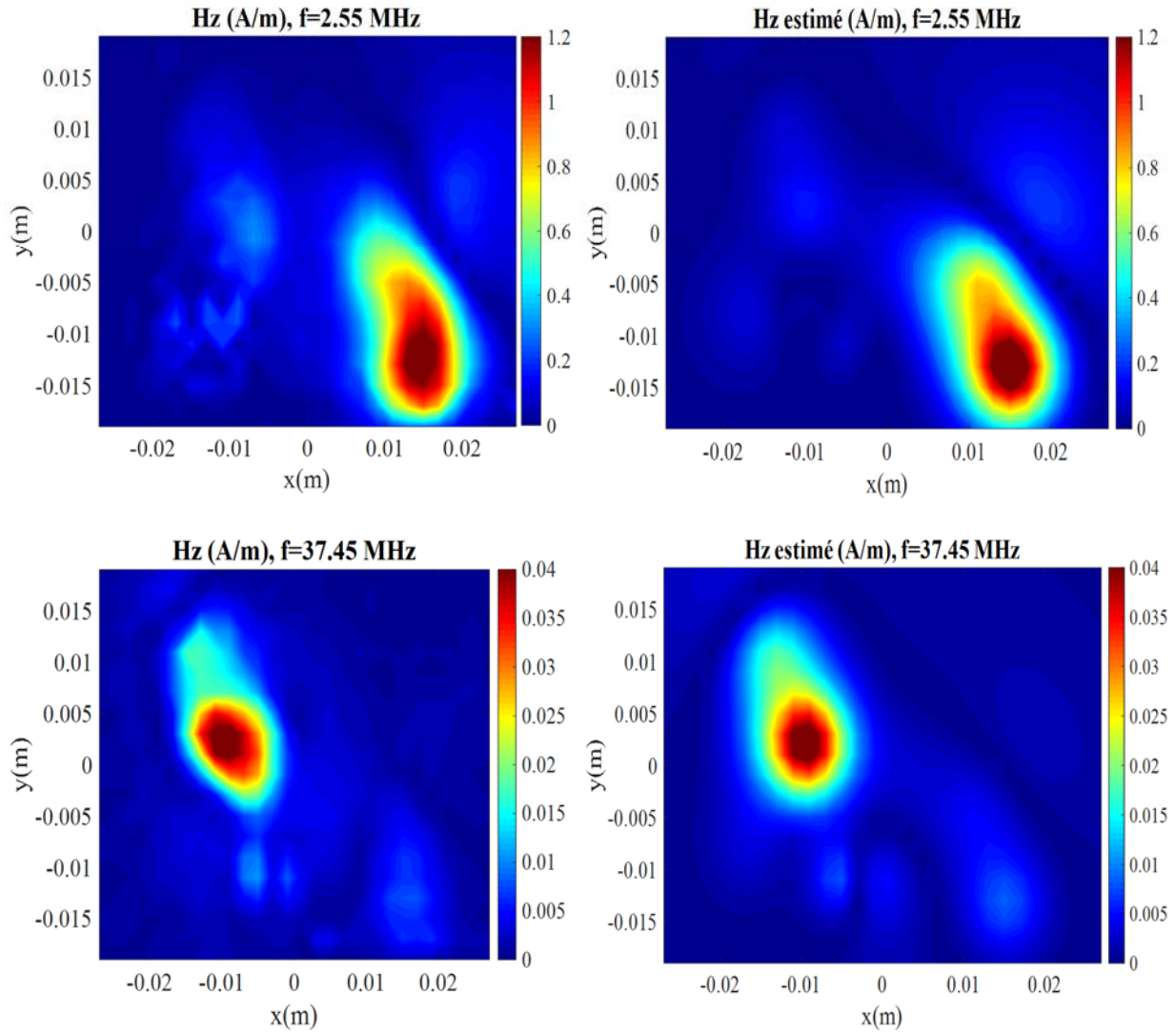


Figure IV. 19 : Comparaison des cartographies fréquentielles du champ.

Nous remarquons qu’il existe un très bon accord entre les distributions de champ mesuré et ramené en fréquentiel (en utilisant la FFT) et celui estimé en utilisant la méthode inverse EM basée sur les AG au-dessus de la structure étudiée. D’un autre côté, ce résultat confirme le modèle équivalent obtenu à l’aide de la méthode RTEM car nous avons trouvé des paramètres des dipôles équivalents qui sont très proches en utilisant les deux méthodes fréquentielle et temporelle, tableau IV.9.

	Maximum du moment ($A.m^2$) $\times 10^{-07}$	Paramètres (en mm), (en rad) (x, y, z), (θ, φ)
# 1	3.3488	(-13.33; 15.25 ; -6.50), (0.13 ; 0.0045)
# 2	3.6880	(-2.98; 13.23 ; -7.87), (- 2.33; 1.023)

# 3	0.4928	(-1.10; 1.02 ; -12.08), (0.17; -11.46)
# 4	1.1840	(2.11; -9.64 ; -6.16), (-0.30 ; -0.12)
# 5	1.206	(11.90 ; -13.41 ; -6.55), (2.25 ; 5.51)
# 6	1.020	(-10.76; -3.52 ; -3.75), (3.12; 1.27)
# 7	0.0714	(-7.37 ; -13.60 ; -6.20), (0.15 ; 4.80)

Tableau IV. 9 Paramètres du modèle équivalent identifié par la méthode fréquentielle.

Il convient de noter qu'en examinant la distribution du champ magnétique à une fréquence donnée, nous observons l'absence de rayonnement de certains dipôles. Par conséquent, il est nécessaire de mesurer et de traiter les cartographies de champ magnétique pour plusieurs fréquences, ce qui est un processus itératif gourmand en temps que ce soit pour l'élaboration des mesures ou bien pour les calculs. Par contre, l'utilisation de la méthode temporelle proposée permet une acquisition complète des mesures ainsi qu'une procédure d'identification en un seul balayage.

Pour une meilleure exploitation de la méthode proposée, en particulier en vue de minimiser les erreurs de mesure qui affectent énormément toute méthode de caractérisation des sources de rayonnement EM, une étude paramétrique est nécessaire pour bien cerner les paramètres de la configuration de mesure du champ.

IV. 4. Etude paramétrique sur la procédure d'identification par RTEM

Au cours des différents tests effectués, des études paramétriques ont été menées en fonction des variables les plus impliquées dans le processus d'identification proposés pour obtenir une configuration qui présente un compromis acceptable entre la précision de la méthode proposée et temps de calcul. Généralement, dans les systèmes d'électronique de puissance, un modèle représentatif du rayonnement d'une structure est basé sur un nombre limité de dipôles équivalents (sept dipôles équivalents par exemple) [10]. Cet ensemble de sources élémentaires représente principalement des composants électroniques tels que les inductances, les transistors, et les diodes, etc. [15].

Pour se rapprocher de la réalité, nous avons choisi d'appliquer la méthode proposée à une structure multi-sources. Pour des raisons de simplification, nous plaçons arbitrairement cinq dipôles horizontaux ayant un rayon $r = 5 \text{ mm}$, sur une zone de balayage de $(21 \text{ cm} \times 21 \text{ cm})$, figure IV.20. Le tableau IV.10 présente les paramètres initiaux du modèle simulé. Les moments magnétiques correspondant aux sources réelles sont illustrés dans la figure IV.21. Ils sont reconstruits à partir de signaux gaussiens différents et décalés dans le temps.

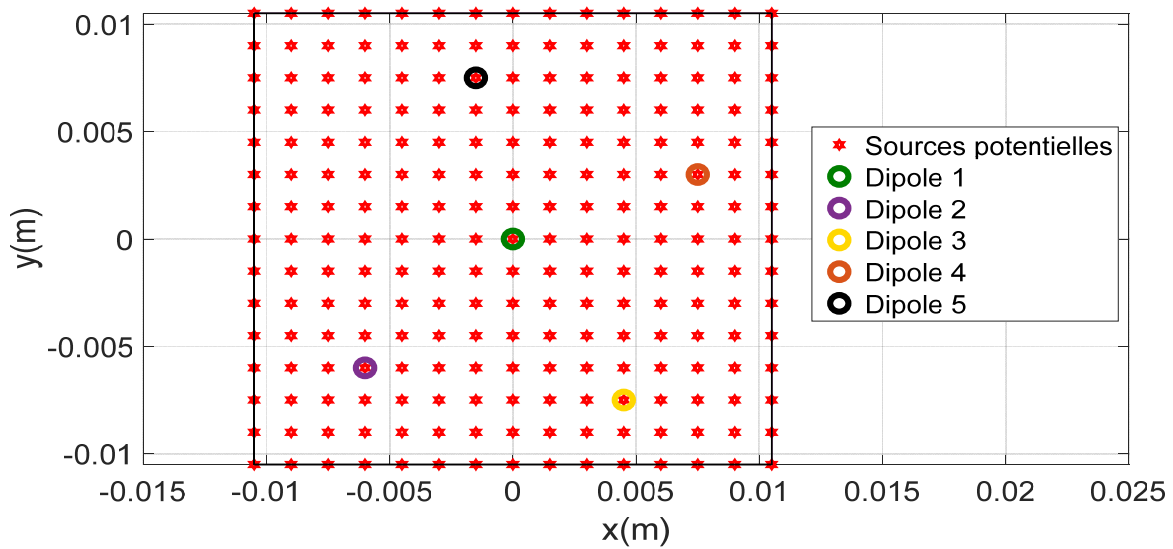


Figure IV. 20 : Configuration générale.

Source	Maximum Moment ($A.m^2$)	$[X_d \ Y_d \ Z_d]$ (mm)	Orientation (rad)
# 1	2.4×10^{-6}	0 ; 0 ; 0	0
# 2	4.5×10^{-6}	-6 ; -6 ; 0	0
# 3	5.2×10^{-6}	-4.5 ; 7.5 ; 0	0
# 4	4.1×10^{-6}	-7.5 ; 3 ; 0	0
# 5	3×10^{-6}	-1.5 ; 7.5 ; 0	0

Tableau IV. 10 Paramètres des sources utilisées.

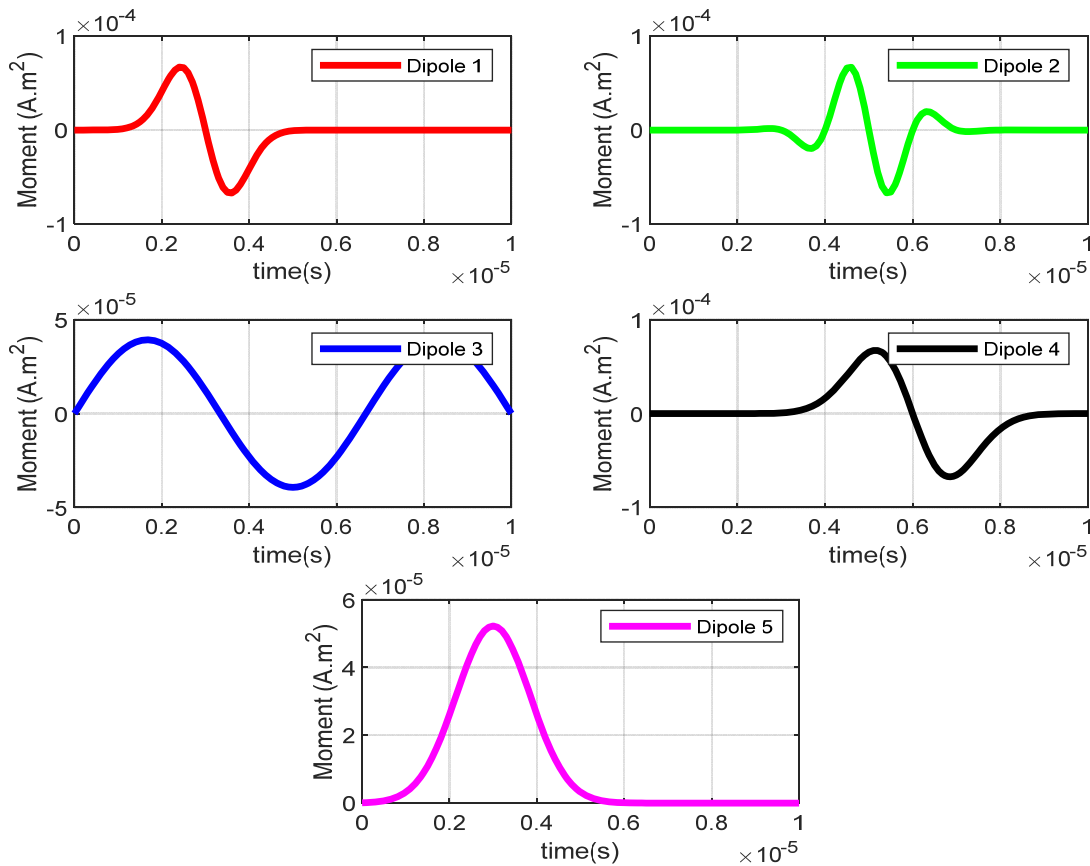


Figure IV. 21 : Moments magnétiques de chaque dipôle.

IV. 4. 1. Effet de la hauteur du MRT (plan de mesure)

Dans la discipline de la CEM en champ proche, la distance d'acquisition est un paramètre très important pour la mesure des émissions rayonnées. Particulièrement, la mesure en champ proche présente de multiples avantages intéressants en termes de coût, de précision et de gamme d'application. En effet, plus la distance de la mesure est grande, plus le rapport signal/bruit est faible. Les mesures de champ sont susceptibles d'être erronées. Donc, une hauteur plus faible conduit à une mesure plus précise et une identification plus fidèle des sources de rayonnement au niveau de la structure sous test. Par conséquent, dans ce travail, la hauteur de mesure est limitée par la définition du champ proche. Cela signifie que la distance entre la source et la surface de mesure doit être inférieure à $\frac{\lambda}{2\pi}$, où λ est la longueur d'onde définie par $\lambda = \frac{c}{f}$, avec f est la fréquence de fonctionnement du système. Par contre, une très faible hauteur peut créer des effets de couplage entre la sonde de mesure et la structure sous test. Ce couplage risque d'affecter les distributions de champ au-dessus du circuit et fournira ainsi des résultats erronés.

Afin de démontrer ce qui précède, nous évaluons l'influence de la hauteur des mesures sur les cartographies de champ simulé, ainsi que sur les résultats de focalisation en utilisant la structure multi sources précédemment définie. Par conséquent, nous ne modifions que la hauteur de l'acquisition, selon les valeurs données dans le tableau IV.11. Les autres paramètres de configuration sont les mêmes. La taille de MRT et celle du réseau de sources virtuelles sont toutes les deux réglées à (15×15) .

Test 1	Test 2	Test 3	Test 4	Test 5
0.005	0.0085	0.01	0.02	0.05

Tableau IV. 11 Différents hauteurs du MRT (en m) pour les tests effectués.

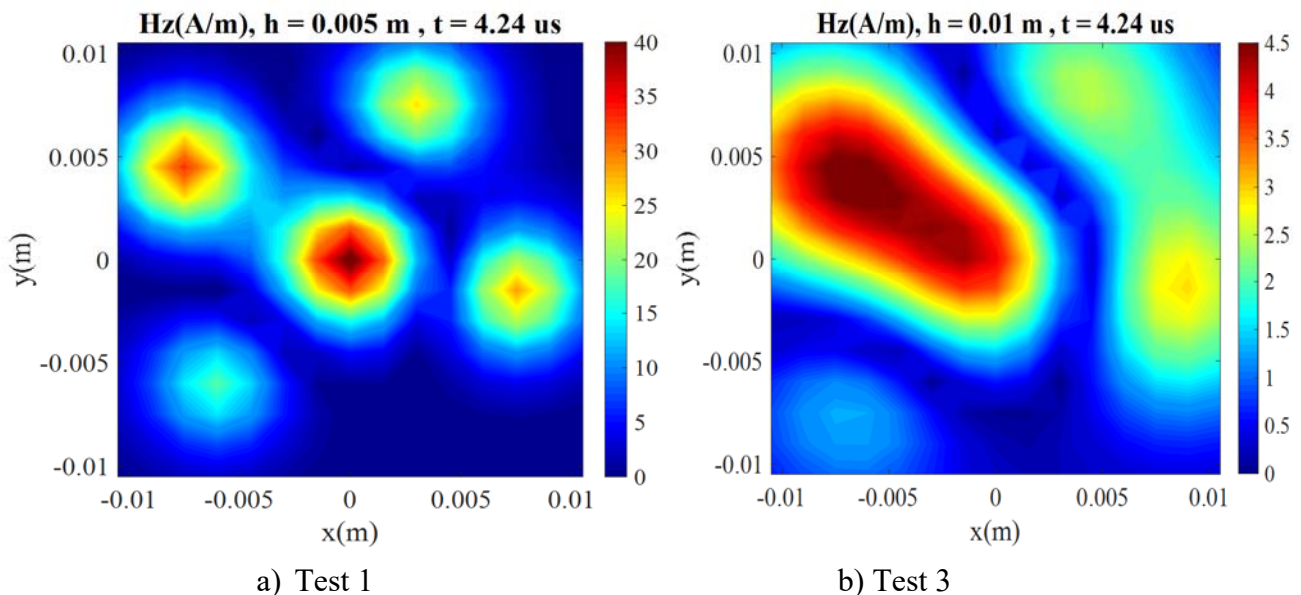


Figure IV. 22 : Influence de la hauteur de mesure sur les cartographies de champ rayonnées.

Les figures IV.22 et IV.23 illustrent l'impact de l'augmentation de la distance de balayage sur l'intensité du champ magnétique. En effet, les cartographies de champ rayonné à l'instant $t = 4.24 \mu\text{s}$ montrent que la qualité du champ se détériore lorsque la hauteur augmente. Cependant, les mesures doivent être prises à une hauteur permettant d'obtenir une bonne précision, ce qui signifie l'augmentation du rapport signal-bruit (RSB) et la réduction de bruit. Autrement dit, le champ magnétique mesuré doit être supérieur au niveau de bruit, fixé comme un seuil. Par conséquent, il est indispensable d'examiner le niveau de bruit avant de prendre des mesures (faire des mesures à vide). La figure IV.24 montre l'influence de la hauteur sur le maximum de la focalisation. Une augmentation de la distance de balayage réduit considérablement la focalisation spatiale.

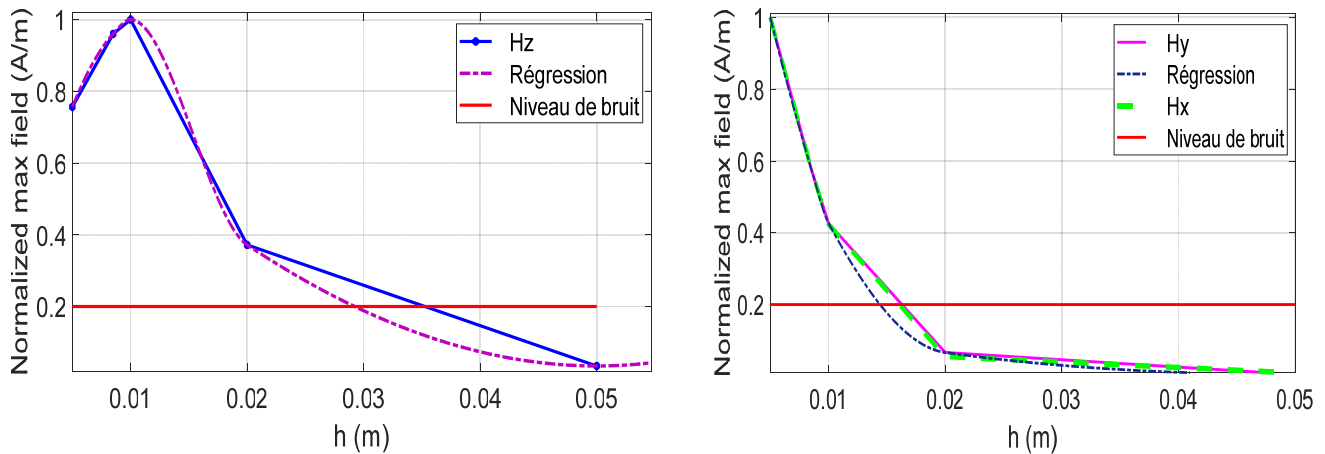


Figure IV. 23 : Influence de la hauteur de mesure sur les composantes de champ rayonné.

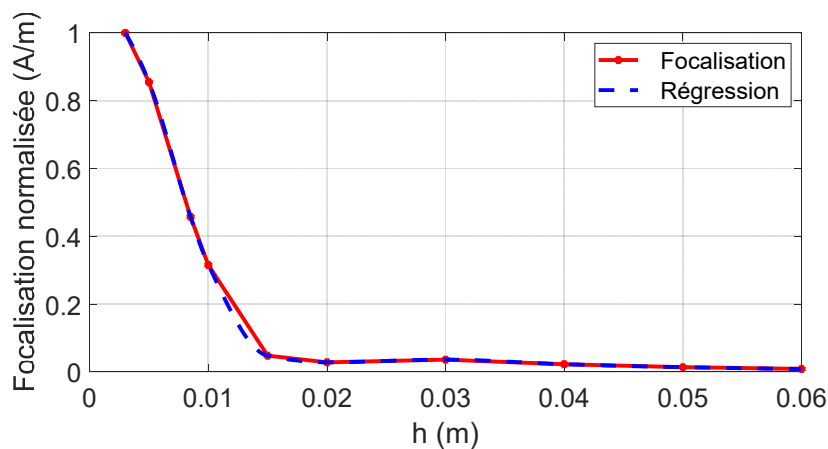


Figure IV. 24 : Influence de la hauteur de mesure sur la focalisation.

IV. 4. 2. Effet de la taille du MRT

Parmi les paramètres aussi importants impliqués dans la caractérisation des sources rayonnantes, nous trouvons la dimension de la zone de balayage que nous appelons miroir de retournement temporel. En fait, la surface de balayage est discrétisée avec un pas d'échantillonnage spatial préalablement choisi. En revanche, si nous avons une zone du circuit sous test qui n'est pas couverte par la zone du scan, certaines informations seront perdues et le modèle équivalent obtenu à partir de ces données comportera des erreurs notables. Les distributions de champ magnétiques obtenus dépendent énormément du routage, du placement et des caractéristiques des composants électroniques présents dans les systèmes et dont le rayonnement peut s'étendre vers l'extérieur du périmètre de la structure étudiée. Par conséquent, pour mieux représenter ces émissions, la zone de balayage doit couvrir au moins la surface du circuit et s'étendre, de préférence, au-delà. Idéalement, la zone du scan devrait

s'étendre jusqu'à ce que le champ EM mesuré sur les bords de la surface atteigne le niveau minimal mesurable (bruit).

Par contre, lorsque les acquisitions des données sont effectuées à une distance de mesure plus élevée, une même zone de balayage couvre moins de volume d'information. Généralement, afin d'obtenir une représentation adéquate des cartographies de rayonnement en champ proche, plus la distance de balayage est importante, plus la dimension de la surface du scan est grande. Par exemple, en utilisant une taille du MRT faible, le modèle équivalent obtenu pourrait être erroné. Cependant, en utilisant un MRT dense, un temps de calcul important est requis et des erreurs de mesure seront accumulées. Selon la densité de la structure étudiée, l'augmentation du nombre de sources rayonnantes entraîne une augmentation du nombre minimal de points de mesure. En effet, chaque source identifiée (définie comme dans II.B) nécessite la résolution d'un système de six équations correspondant à chaque paramètre du dipôle équivalent. Par conséquent, la dimension du MRT est définie comme suit :

$$N_{MRT} = 6 \times k \times N_{Srid} \quad \text{Eq IV-1}$$

avec $N_{MRT} = N_{x-axis} \times N_{y-axis}$ est le nombre des différents points de mesure, N_{Srid} est le nombre des sources identifiées et k est un facteur multiplicateur qui garantit que les sources sont indépendantes et ne reproduisent aucune corrélation ($k > 1$). L'influence du nombre d'éléments de MRT est examinée en fonction du champ magnétique et des résultats de focalisation. En effet, la méthode inverse EM basée sur RTEM est établie sur l'utilisation d'un MRT bidimensionnel (2D). Le choix est lié à la technique de mesure en champ proche dans laquelle il est recommandé de balayer toute la surface du circuit. Par conséquent, la zone du scan doit être planaire. Dans ce cas de test, nous utilisons plusieurs résolutions de balayage. La configuration des tests effectués est présentée dans le tableau IV.12. La hauteur de mesure est fixée à $h = 0,005 \text{ m}$ et le réseau de sources virtuelles est de dimension (15×15) .

Test	k	MRT	Résolution (m)	Erreur (%)	Temps de calcul (s)
# 1	1.2	(6×6)	0.0042	3.69	16.47
# 2	7.5	(15×15)	0.0015	1.64	37.22
# 3	61.6	(43×43)	0.0005	0.22	166.11

Tableau IV. 12 Influence du nombre d'éléments du MRT.

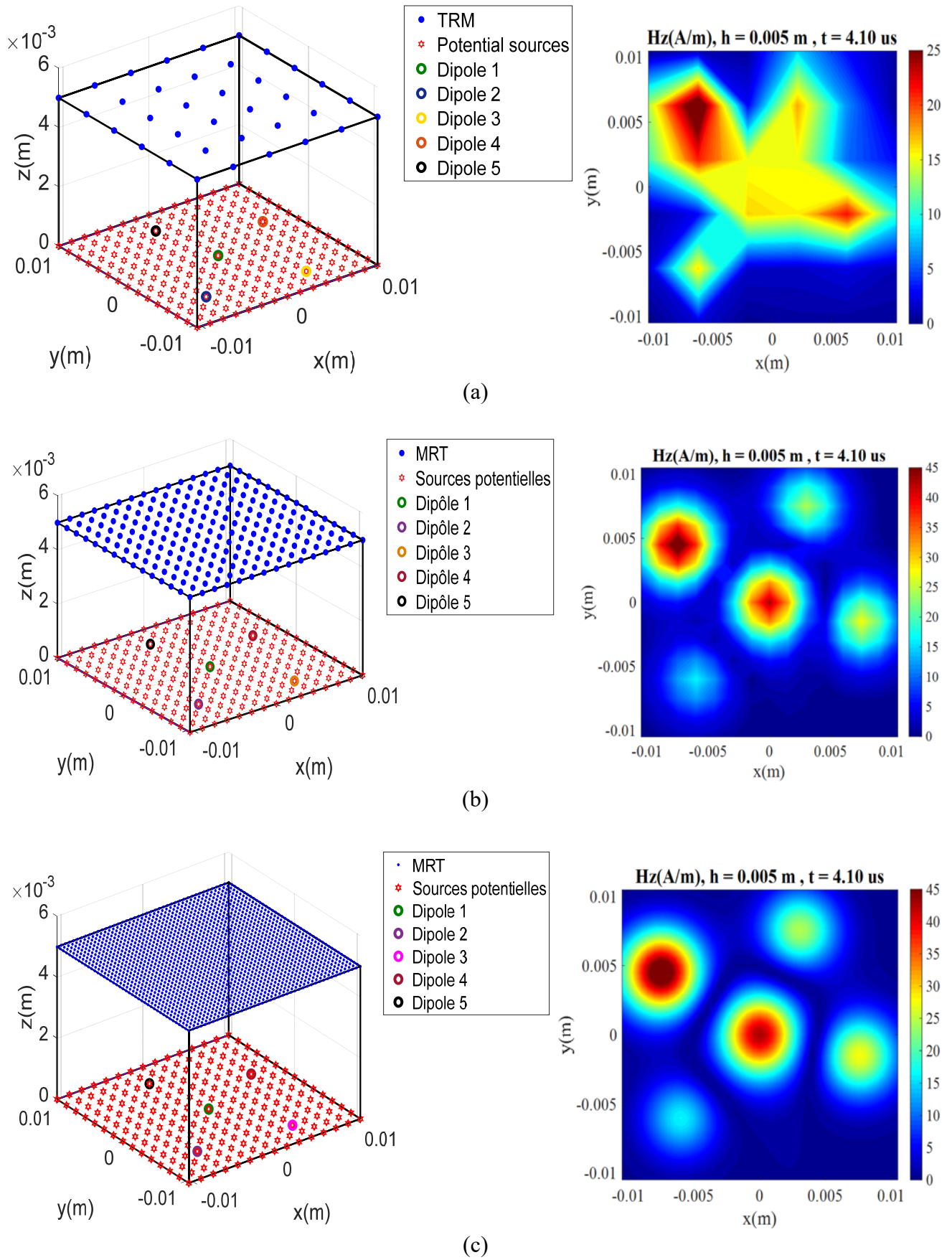


Figure IV. 25 : Influence du nombre d'éléments du MRT : (a) Test 1, (b) Test 2, (c) Test 3.

Comme le montre la figure IV.25 et le tableau IV.12, la qualité de la distribution de champ est améliorée lorsque la dimension du MRT augmente. Cela implique également que lorsqu'une zone du scan est suffisamment grande, l'augmentation de sa dimension n'améliore pas significativement la précision du modèle équivalent, comme dans le cas des tests 2 et 3. Cependant, pour les différents cas de tests, la caractérisation des sources de rayonnement est toujours efficace, figure IV.25. Ces résultats sont en accord avec les conclusions des travaux de recherche [26]. Par la suite, l'impact sur le maximum de focalisation en fonction du MRT a été étudié pour chaque dipôle identifié. L'amplitude du pic de focalisation (normalisé) a tendance à augmenter de manière quadratique avec le nombre d'éléments du miroir (récepteurs/émetteurs), comme le montre la figure IV.26. La focalisation est alors sensible à la densité du MRT, ce qui a été aussi approuvé dans [34].

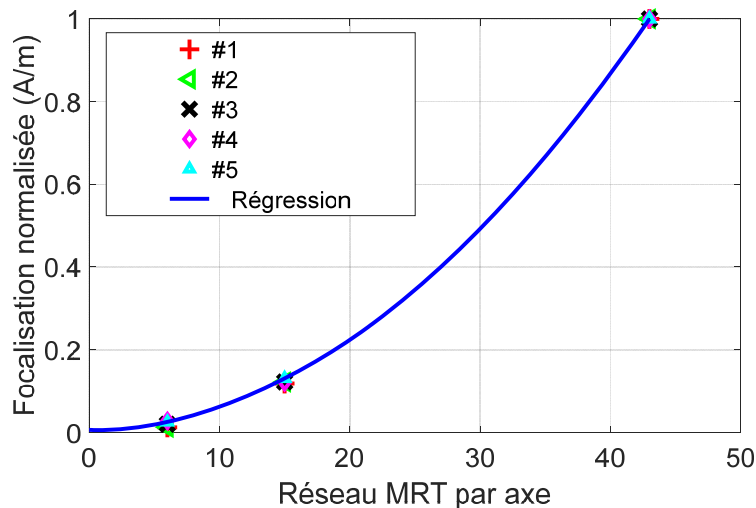


Figure IV. 26 : Influence du nombre de MRT sur la focalisation.

IV. 4. 3. Effet du réseau de sources potentielles

En se basant sur la théorie RTEM, le réseau de sources potentielles affecte directement la phase de la focalisation. En effet, le dipôle identifié en utilisant la méthode proposée correspond à la source potentielle ayant la plus grande amplitude de focalisation. Il est donc évident que les éléments du réseau de sources potentielles ont un effet important sur l'exactitude et l'efficacité de la méthode proposée. En fait, un nombre limité de sources potentielles conduit à un modèle équivalent erroné et nous n'obtenons pas une bonne estimation de la position des sources réelles. En revanche, en utilisant un réseau virtuel de grande dimension, l'identification prendra un temps de calcul considérable. Afin d'évaluer l'influence de la densité du réseau de sources virtuelles, nous avons appliqué la méthode RTEM pour différentes configurations dans lesquelles la taille de ce réseau est variable. Dans tous les cas de tests

suivants, la hauteur de mesure est $h = 0,005 \text{ m}$. La dimension de MRT est fixée à (15×15) points d'acquisition.

Test	Réseau Sr	Résolution (m)	Erreur (%)	Temps de calcul (s)
# 1	(6×6)	0.0042	7.53	17.89
# 2	(15×15)	0.0015	1.64	37.22
# 3	(43×43)	0.0005	1.82	116.63

Tableau IV. 13 Influence du nombre des sources potentielles.

En examinant le tableau IV.13, et les figures IV.27 et IV.28, nous observons l'influence de la dimension du réseau de sources potentielles sur la caractérisation des sources rayonnantes. Par exemple, dans le test 1, les paramètres des dipôles identifiés donnent une estimation erronée, figure IV.27. Cependant, si nous augmentons la taille du réseau de sources virtuelles, comme dans le test 2, une identification précise est obtenue, figure IV.28. Donc, la dimension du réseau de sources potentielles doit être au moins la même que celle du MRT. La focalisation spatiale a été améliorée et l'erreur relative entre les cartographies de référence et de rayonnement estimé a diminué, tableau IV.13. Les paramètres du modèle obtenus pour les essais 1 et 2 sont présentés dans le tableau IV.14.

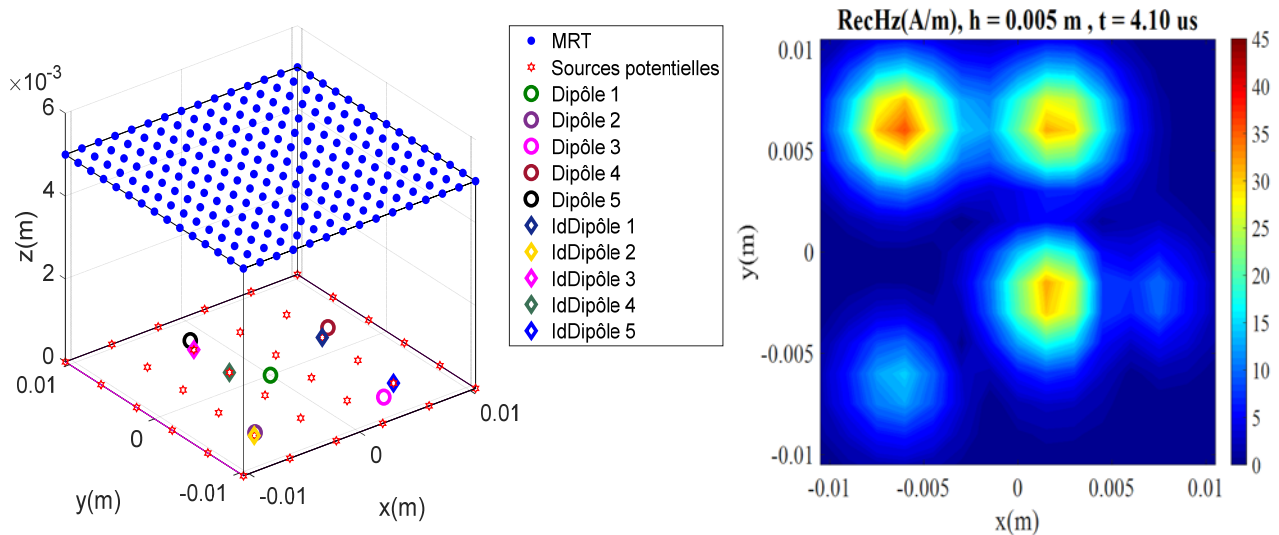


Figure IV. 27 : Influence du réseau des sources potentielles : Test 1.

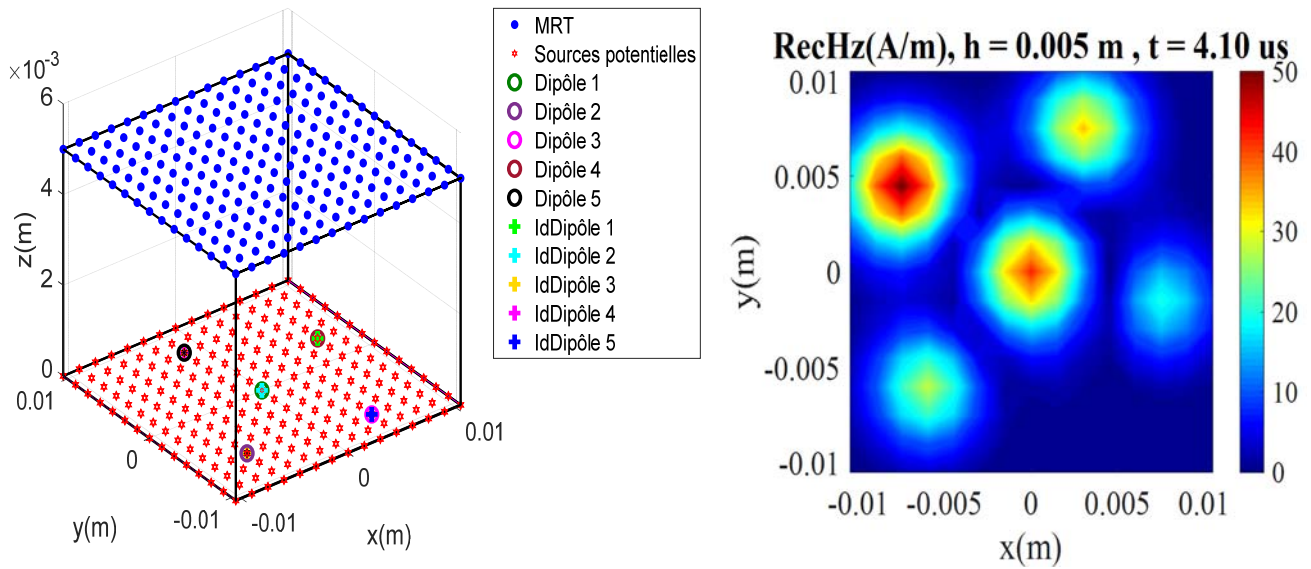


Figure IV. 28 : Influence du réseau des sources potentielles : Test 2.

	Test 1		Test 2	
	Moment (A.m ²) . 10 ⁻⁶	[X _d Y _d Z _d] (mm)	Moment (A.m ²) . 10 ⁻⁶	[X _d Y _d Z _d] (mm)
# 1	2.3	2.1 ; -2.1 ; 0	2.3	0 ; 0 ; 0
# 2	4.5	-6.3 ; -6.3 ; 0	4.3	-6 ; -6 ; 0
# 3	6.9	-6.3 ; 6.3 ; 0	4.9	-4.5 ; 7.5 ; 0
# 4	5	6.3 ; 2.1 ; 0	4	-7.5 ; 3 ; 0
# 5	2.5	-2.1 ; 6.3 ; 0	2.8	-1.5 ; 7.5 ; 0

Tableau IV. 14 Résultats obtenus dans les cas des tests 1 et 2.

La figure IV.29 illustre la reconstruction du moment magnétique pour chaque dipôle identifié. Nous observons une bonne estimation de ces signaux. La figure IV.30 montre la variation du maximum de focalisation en fonction de la dimension du réseau virtuel. L'amplitude de focalisation est normalisée par sa valeur maximale. Nous observons que l'intensité de focalisation se détériore lorsque la taille du réseau de sources potentielles augmente. Si nous affinons davantage ce maillage, nous pouvons obtenir des meilleurs résultats. Par contre, le traitement de l'ensemble du domaine de calcul dans ce cas pourrait prendre un temps de calcul plus élevé.

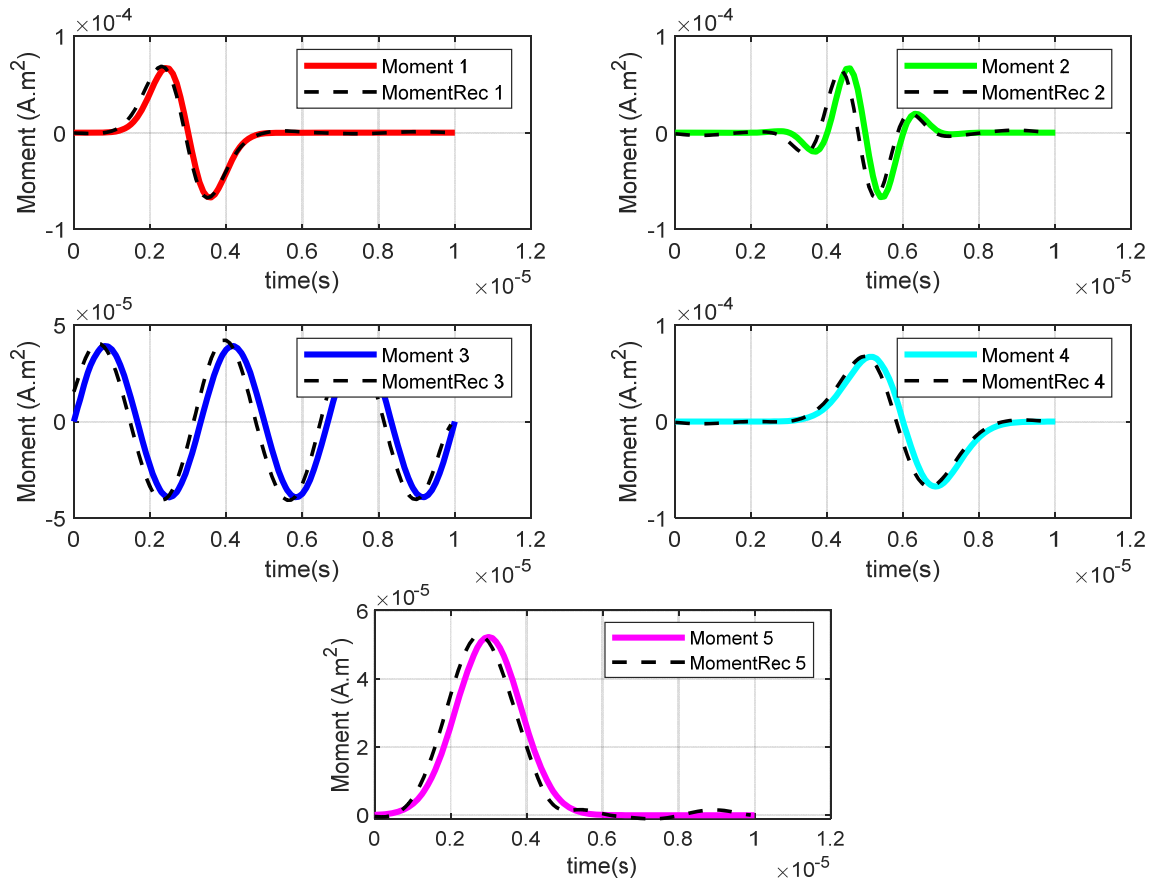


Figure IV. 29 : Reconstruction du moment magnétique de chaque dipôle : Test 2.

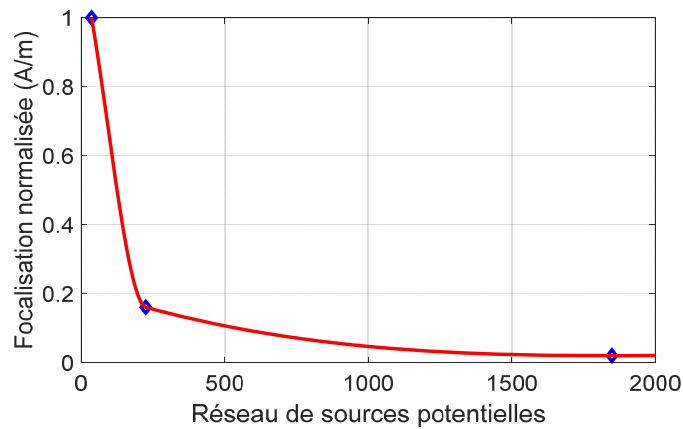


Figure IV. 30 : Influence du réseau des sources potentielles sur la focalisation .

IV. 5. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons proposé de valider expérimentalement la méthode inverse électromagnétique basée sur la technique de retournement temporel en utilisant des mesures temporelles réelles qui tiennent compte de l'aspect transitoire des émissions rayonnées en champ proche. Nous avons commencé par une étude comparative de la méthode proposée avec la méthode inverse électromagnétique basée sur les algorithmes génétiques dans les deux domaines fréquentiel et temporel en utilisant des structures académiques déjà étudiées au préalable. Ensuite, nous avons exploité la méthode RTEM dans le cas d'un système industriel réel de l'électronique de puissance en utilisant un convertisseur AC/DC basé sur le principe des alimentations à découpage. La validation du modèle équivalent obtenu a été effectuée en comparant les distributions de champ calculé en utilisant les paramètres obtenus avec la méthode RTEM et celles trouvées par la méthode inverse fréquentielle basée sur les algorithmes génétiques. En conclusion, la méthode proposée a prouvé son efficacité à identifier un modèle équivalent représentatif de tout le rayonnement de la structure sous test en un temps de calcul raisonnable après un seul balayage, ce qui permet aux concepteurs de circuits électroniques de mieux prédire les émissions EM et de caractériser correctement leurs sources.

Enfin, pour bien appréhender l'effet des paramètres de la configuration de mesure utilisée, une étude paramétrique a été réalisée en variant plusieurs paramètres tels que la hauteur du plan de scan (MRT), le nombre de points du MRT et la taille du réseau des sources potentielles. Il en résulte qu'un bon compromis entre la précision et la rapidité du temps calcul nécessite un choix rigoureux des paramètres impliqués dans le processus d'identification.

Conclusion générale

Les travaux décrits dans ce manuscrit portent sur la mise en œuvre d'une méthode inverse temporelle basée sur le retournement temporel électromagnétique en utilisant la technique du champ proche. Nous nous sommes particulièrement attachées aux développements des modèles équivalents des structures sous tests pour maîtriser les contraintes CEM en mode rayonné. En effet, l'identification des sources de rayonnement électromagnétique est un enjeu majeur pour la conception et la réalisation des circuits électroniques.

Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés à la caractérisation des émissions rayonnées générées par un dispositif électronique perturbateur en utilisant une représentation à base de dipôles magnétiques équivalents, permettant ainsi d'obtenir un modèle comportemental en champ proche qui rend compte des sources réellement présentes dans le dispositif étudié. Dans le cas général, il s'agit de la résolution d'un problème inverse permettant de déterminer les paramètres des dipôles équivalents à partir d'une cartographie de champ EM mesurée au voisinage de la structure rayonnante.

Les résultats obtenus par la méthode proposée sur différents cas de structures académiques avec des signaux non sinusoïdaux ont été concluants. En effet, le modèle équivalent est obtenu en utilisant les paramètres des dipôles équivalents retrouvés par la méthode développée et en faisant appel au champ magnétique proche calculé au-dessus de structures étudiées en se basant sur les équations analytiques décrivant le rayonnement de ces systèmes excités par des transitoires. Une première validation a été effectuée en utilisant l'outil FSV. Ensuite, une étude comparative entre la méthode proposée et la méthode inverse EM basée sur les algorithmes génétiques dans les deux domaines fréquentiel et temporel a été effectuée. De plus, une application expérimentale de la méthode proposée à un circuit de l'électronique de puissance (convertisseur de type AC/DC) a été également réalisée. Les résultats obtenus par la méthode proposée sur ce dernier dispositif ont été confirmés par des mesures expérimentales obtenues en champ proche en utilisant un banc de mesure opérant dans le domaine temporel.

En conclusion, la méthode développée dans ce travail de thèse permet d'identifier correctement les sources de rayonnement réellement présentes sur le système étudié (positions géométriques et moment magnétique). La méthode proposée a permis d'associer à chaque source dans le modèle un élément rayonnant qui lui correspond au cours de la période de test.

En perspectives, il serait intéressant d'optimiser l'emplacement des composants sur la carte électronique ou bien la position de la carte dans l'équipement à laquelle elle est destinée, et de préconiser par la suite des solutions de blindage local. Nous proposons ainsi d'utiliser la méthode développée pour faire des études de l'efficacité de blindage électromagnétique, en particulier en utilisant des blindages de type matériaux composites qui sont en forte expansion dans l'industrie ces dernières années. Ce dernier point nécessite l'investigation et le développement de nouveaux outils à associer à la méthode développée et qui permettent de prendre en compte les différentes caractéristiques de ce type de matériaux. De plus, il est envisageable d'enrichir la méthode proposée en incluant tous les types des dipôles équivalent (magnétiques et/ou électriques) et de s'intéresser au traitement de gammes de fréquences plus étendues, ainsi qu'à différents profils de sources temporelles afin d'augmenter la flexibilité de la méthodologie développée.

Pour finir, la réalisation des tests CEM et des mesures expérimentales à l'échelle d'un véhicule sont également assez importants, en particulier dans le cas des véhicules électriques incluant des dispositifs de recharge par induction électromagnétique. Dans ce contexte, il sera très intéressant d'exploiter la méthode développée sur ce type de circuits réels ayant de fortes contraintes électromagnétiques.

Références

- [1] «CEI, Commission Électrotechnique Internationale,» [En ligne]. Available: <http://www.iec.ch/index.html>.
- [2] C. R. Paul, Introduction to electromagnetic compatibility, vol. Vol. 184, John Wiley & Sons, 2006.
- [3] F. Costa et G. Rojat, «CEM en électronique de puissance. Sources de perturbations, couplages, SEM,» *Technique de l'ingénieur*, vol. D3290.
- [4] D. Baudry, «Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches-Application à la CEM,» Université de Rouen, Rouen, Avril 2005.
- [5] O. Aouine, «Corrélation entre le fonctionnement électrique et le rayonnement magnétique en champ proche d'un variateur de vitesse électronique,» Thèse de doctorat en Électronique Électrotechnique-Automatique de l'école normale supérieure de Cachan, 2009.
- [6] J. Cocquerelle, «CEM et électronique de puissance,» Sciences et Technologies Edition Technip, 1999.
- [7] B. Essakhi, D. Baudry, O. Maurice, A. Louis, L. Pichon, et B. Mazari, «Characterization of radiated emissions from power electronic devices : synthesis of an equivalent model from near-field measurement,» *European Physical Journal Applied Physics*.
- [8] L. Beghou, «Modélisation des rayonnements électromagnétiques par des sources équivalentes-Application à l'électronique de puissance,» Université Paris Sud, France, thèse soutenue le 26 Octobre 2013.

- [9] C. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*, New York: 2nd edition. Jhon Wiley & sons Inc., 1997.
- [10] S. Sofiene, «Développement de la technique du champ proche pour les applications en électronique de puissance,» ENIT Tunisie, thèse soutenue le 26 Octobre 2013.
- [11] H. Shall, «Modélisation 3D des émissions rayonnées et étude des couplages entre composants et interconnexions,» Thèse de doctorat de l'université de Rouen, Avril 2014.
- [12] Z. Bessem, «Développement et mise en œuvre de la méthode inverse électromagnétique dans le domaine temporel,» ENIT , Tunisie, thèse soutenue le 13 Avril 2016.
- [13] «Laboratoire Génie électrique et électronique de Paris,» [En ligne]. Available: <http://www.lgep.supelec.fr/index.php?page=champ-proche>.
- [14] B. Fethi, «Caractérisation en champ proche des émissions rayonnées de boîtiers de blindage électromagnétique,» Université de Nantes France, thèse soutenue le 02 Février 2019.
- [15] W. Labiedh, «Modèles des composants adaptés pour l'étude de CEM conduite et rayonné dans les circuits de l'électroniques de puissance,» ENIT Tunisie, thèse soutenue le 06 Juin 2015.
- [16] Y. Liu, «Study of electronic circuit radiated near- field emissions in time-domain,» Thesis report, University of Rouen, France, 2011.
- [17] Liu Yang, and Blaise Ravelo, «Fully time-domain scanning of EM near-field radiated by RF circuits,» *Progress in Electromagnetics Research*, n°157, pp. 21-46, 2014.
- [18] «IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9 kHz to 40 GHz,» *IEEE Std* , pp. 1309-1996, 1996.
- [19] P. F. López, «Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM,» Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, 2011.
- [20] L. Beghou, F. Costa and L. Pichon, «Detection of Electromagnetic Radiations Sources at the Switching Time Scale Using an Inverse Problem-Based Resolution Method—Application to

Power Electronic Circuits,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, pp. 52-60, Feb. 2015.

- [21] X. Tong, «Simplified equivalent modelling of electromagnetic emissions from printed circuit boards,» PhD thesis, University of Nottingham, 2010.
- [22] S. Saidi and J. Ben Hadj Slama, «A Near-Field Technique Based on PZMI, GA, and ANN: Application to Power Electronics Systems,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, n°14, pp. 784-791, Aug. 2014.
- [23] J. Ben Hadj Slama and S. Saidi, «Coupling the electromagnetic inverse problem based on genetic algorithms with Moment's method for EMC of circuits,» *Melecon 2010 - 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 709-714, 2010.
- [24] S. Saidi and J. Ben Hadj Slama, «The PZMI and Artificial Neural Network to identify the electromagnetic radiation sources,» *2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 412-416, 2012.
- [25] S. Lalléchère, «Modélisations numériques temporelles des CRBM en comptabilité électromagnétique. Contribution aux schémas volumes finis,» Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 12 décembre 2006.
- [26] I. El Baba, «Contributions numériques en compatibilité électromagnétique impulsionnelle. Paradigme pour la caractérisation temporelle d'équipements,» France, Thèse soutenue le 28 Mars 2012.
- [27] Y. Liu, B. Ravelo and P. Fernandez-Lopez, «Modeling of Magnetic Near-Field Radiated by Electronic Devices Disturbed by Transient Signals with Complex form,» *Applied Physics Research (APR)*, vol. 4, n°11, Feb 2012.
- [28] M. Fink, «Time Reversed Acoustics,» *Physics Today*, vol. 50, pp. 34-40, 1997.
- [29] M. Kafal, «Techniques d'imagerie pour la détection et la localisation de défauts non francs dans les réseaux de câblage,» Doctoral dissertation, 2016.

- [30] F. Rachidi, M. Rubinstein and M. Paolone, «Electromagnetic time reversal: application to EMC and power systems,» John Wiley & Sons, 2017.
- [31] J. Benoit, C. Chauvière, P. Bonnet, «Source identification in time domain electromagnetic,» *Journal of Computational Physics, Elsevier*, vol. 23, n°18, pp. 3446-3456, 2012.
- [32] A. Ungureanu, T.P. Vuong, F. Ndagijimana, «Electromagnetic Source Synthesis by Reversed-TLM Method,» *International Microwave Symposium (IMS), Baltimore, USA*, 5-10 June 2011.
- [33] M. Benhamouche, «Retournement temporel électromagnétique: cartographies d'énergie et localisation, du modèle numérique à l'expérimentation contrôlée,» Doctoral dissertation, Paris 11, France, 2012.
- [34] Mehdi Benhamouche, Laurent Bernard, Mohammed Serhir, Lionel Pichon and Dominique Lesselier, «Wideband Electromagnetic Time Reversal With Finite Integration Technique: Localization in Heterogeneous Media and Experimental Validation,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n°12, 2014.
- [35] D. Cassereau and M. Fink , «Time-reversal of ultrasonic fields. III : Theory of the closed time-reversal cavity,» *ETATS-UNIS: Institute of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 39, 1992.
- [36] Prada, C., & Fink, M. , «Eigenmodes of the time reversal operator: A solution to selective focusing in multiple-target media,» *Wave motion*, vol. 20(2), pp. 151-163, 1994.
- [37] G. F. Edelmann, «An overview of time-reversal acoustic communications,» *In Turkish International Conference in Acoustics*, 2005.
- [38] P. Kosmas and C. M. Rappaport, «FDTD-based time reversal for microwave breast cancer detection-localization in three dimensions,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n°14, pp. 1921-1927, June 2006.
- [39] N. Quieffin, «Etude du rayonnement acoustique de structures solides: vers un système d'imagerie haute résolution,» Doctoral dissertation), 2004.
- [40] M. I. Neyrat, «Contribution à l'étude de GPR (Ground Penetrating Radar) multicapteurs: Méthodes directes et inverses en temporel,» Doctoral dissertation, Limoges, 2009.

- [41] Lerosey, G., De Rosny, J., Tourin, A., Derode, A., Montaldo, G., & Fink, M. , «Time reversal of electromagnetic waves,» *Physical review letters*, vol. 92, n°119, p. 93904, 2004.
- [42] Liu, D., Kang, G., Li, L., Chen, Y., Vasudevan, S., Joines, W., & Carin, L. , «Electromagnetic time-reversal imaging of a target in a cluttered environment,» *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 53, n°19, pp. 3058-3066, 2005.
- [43] M. Davy, J. de Rosny, M. Fink., « Focalisation et amplification d’ondes électromagnétiques par retournement temporel dans une chambre réverbérante,» *Journées scientifiques d’URSI, Propagation et Télédétection, France, 2009.*
- [44] G. Lerosey, « Retournement temporel d’ondes électromagnétiques et application à la télécommunication en milieux complexes,» Université Paris 7 – Denis Diderot , France, thèse soutenue le 13 Décembre 2008.
- [45] H. Moussa, «Etude théorique et expérimentale des techniques de retournement temporel: application à la caractérisation de composants et dispositifs dans une chambre réverbérante,» Université Paris-Sud , France, thèse soutenue le 11 Juillet 2011.
- [46] L. Abboud, «Application des techniques de retournement temporel au diagnostic filaire automobile et avionique,» Supelec, France, thèse soutenue le 19 Mars 2012.
- [47] C. Fannjiang, «On time reversal mirrors. Inverse Problems,» vol. 25, n°19, p. 1–20, 2009.
- [48] M. Fink and C. Prada, «Acoustic time-reversal mirrors.,» *nverse Problems*, vol. 17, n°11, p. R1–R38, 2001.
- [49] W.A.Kuperman, W.S.Hodgkiss, H.C.Song, T.Akal, C.Ferla, and D.R.Jackson, «Phase conjugation in the ocean : Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror,» *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 103, n°11, pp. 25–40,, 1998.
- [50] G. RIBAY, «Localisation de source en milieu réverbérant par retournement temporel,» Thèse de Doctorat de l’Université Denis Diderot, France, 13 décembre 2006.
- [51] J. D. Jackson, *Classical electrodynamics*, 841-842, 1999.

- [52] G. a. M. H. Tortel, «Decomposition of the time reversal operator for electromagnetic scattering,» *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 17, n°15, p. 687–719, 1999.
- [53] D. H. Chambers and J. G. Berryman, «Analysis of the time-reversal operator for a small spherical scatterer in an electromagnetic field,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, n°17, p. 1729–1738, 2004.
- [54] M. Kafal, A. Cozza and L. Pichon, «Locating Multiple Soft Faults in Wire Networks Using an Alternative DORT Implementation,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, n°12, pp. 399-406, Feb. 2016.
- [55] M. a. F.L.Teixeira, «Fulltime domain DORT for ultrawide band electromagnetic fields in dispersive, random inhomogeneous media,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n°18, p. 2305–2315, 2006.
- [56] F.D.Philippe, C.Prada, D.Clorennec, M.Fink, and T.Folegot , «Construction of the temporal invariants of the time-reversal operator,» *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 126, n°11, p. EL8–EL13, 2009.
- [57] S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, «A full time domain methodology based on near field time reversal for equivalent source identification,» *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 141-146, 2018.
- [58] S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, «Electromagnetic Time Reversal for Radiating Source Identification in Time Domain,» *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), Yasmine Hammamet, Tunisia*, 2018.
- [59] «FSV2D tool, Engineering Faculty, University of L’Aquila, Italy.» [En ligne]. Available: http://orlandi.ing.univaq.it/pub/FSV_Tool_20/ . [Accès Décembre 2018].
- [60] I. S. 1597. [En ligne]. Available: https://standards.ieee.org/standard/1597_2-2010.html.

- [61] J. Bongiorno and A. Mariscotti, «Variability and Consistency of Feature Selective Validation (FSV) Method Implementation,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, n°15, pp. 1474-1481, Oct. 2017.
- [62] «Comparaison de données entachées d'Incertitudes : Indicateurs de satisfaction,» [En ligne]. Available: <https://gdr-ondes.cnrs.fr/groupe-de-reflexion/gr-cdiis-comparaison-de-donnees-entachees-dincertitudes-indicateurs-de-satisfaction/>. [Accès Juin 2020].
- [63] Litman, A., Roueff, A., Etchessahar, B., Besnier, P., Geffrin, J. M., & Maze-Merceur, G., «Comparaison de critères permettant la comparaison de données entachées d'incertitude proposés par le Groupe de réflexion CDIIS du GdR Ondes,» *XXIèmes Journées Nationales Microondes, Caen*, 14-17 Mai 2019.
- [64] Hedia, S., Zitouna, B., Slama, J. B. H., & Pichon, «Comparative study between EMTR technique and a GA-based method for modeling EM radiation source in the Near Field,» *In 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE*, pp. 25-30, 2019, September.
- [65] L. R. Arnaut, C. S. Obiekezie, and D. W. P. Thomas, «Empirical Emission Eigenmodes of Printed Circuit Boards,» *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, vol. 56, n°13, pp. 715-725, 2014.
- [66] Thomas, David WP, Baharunddin, Mohd H., Smartt, Christopher, et al., «Near-field scanning of stochastic fields considering,» *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE. IEEE*, pp. 1-6, 2017.
- [67] S. Saidi and J. Ben Hadj Slama, «Effect of Genetic Algorithm parameters on convergence of the electromagnetic inverse method,» *Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Sousse*, pp. 1-5, 2011.
- [68] Hedia, S., Zitouna, B., Slama, J. B. H., & Pichon, L., «Electromagnetic Time Reversal in the Near Field: Characterization of Transient Disturbances in Power Electronics,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2020.

Annexe

Annexe 1 : Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell sont des lois fondamentales de la physique, et qui se rapportent à la description des phénomènes magnétiques, électriques, et lumineux.

En tout point $M(x, y, z)$, à l'instant t , on désigne par :

- $E(M, t)$: Champ électrique (V/m)
- $B(M, t)$: Induction magnétique (T)

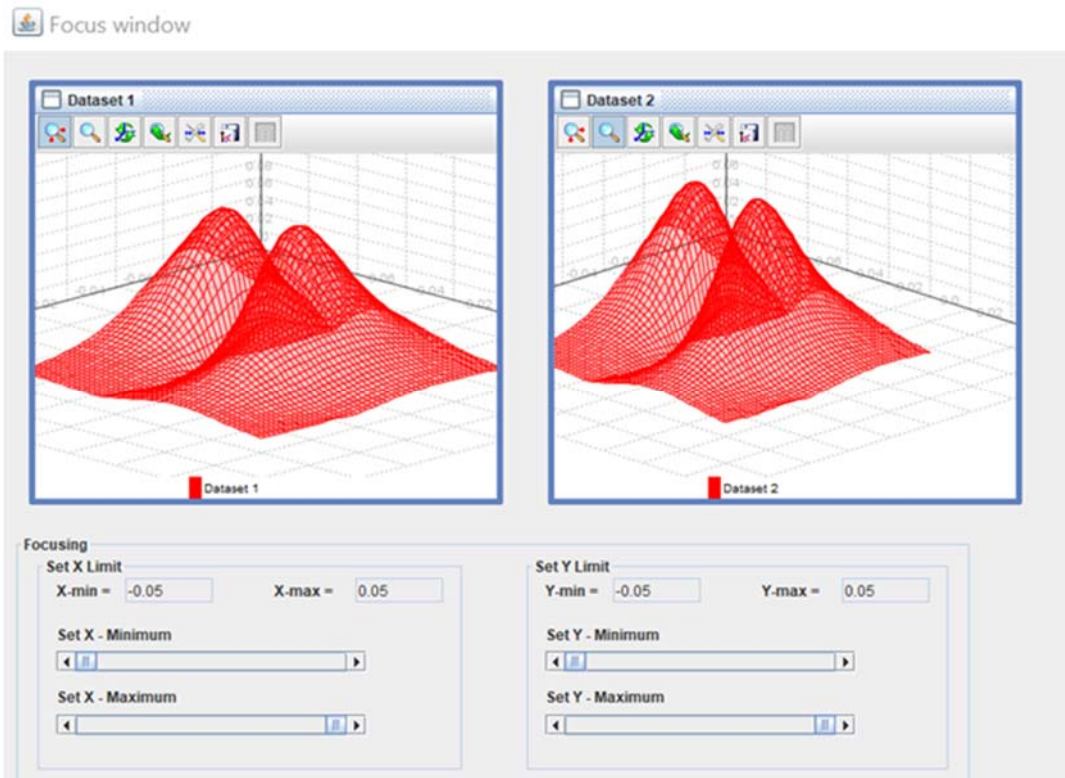
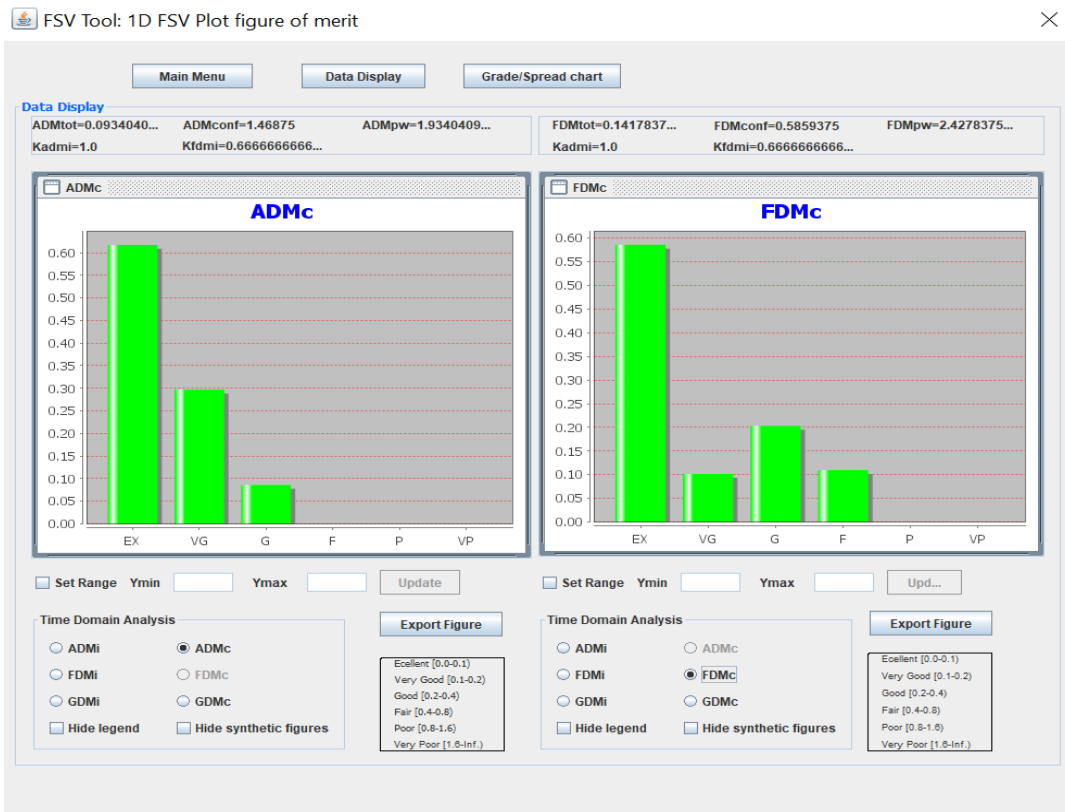
Ces grandeurs vérifient les équations présentées ci-dessous :

- ✓ Maxwell - Faraday : $\overrightarrow{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$
- ✓ Maxwell - Flux : $div(\vec{B}) = 0$
- ✓ Maxwell - Ampère : $\overrightarrow{rot}(\vec{B}) = \mu_0 \vec{J} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$
- ✓ Maxwell - Gauss : $div(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon_0}$

avec :

- \vec{j} : Est la densité de courant et on a $div(\vec{J}) + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$
- ρ : La densité de charge électrique
- ϵ_0 : La permittivité diélectrique du vide ($\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9} Fm^{-1}$)
- μ_0 : La perméabilité magnétique du vide ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} Hm^{-1}$)

Annexe 2 : Interface Feature Selective Validation



Liste des publications

➤ Revue internationale indexée ISI Thomson avec facteur d'impact :

S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, "Electromagnetic Time Reversal in the Near Field: Characterization of Transient Disturbances in Power Electronics," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. Id: 10.1109/TEMPC.2020.2965735

S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, "Time Domain sources Identification in the Near Field: Comparison between Electromagnetic Time Reversal and Genetic Algorithms-based Methods," in *IET Science, Measurement & Technology*. Id: SMT.2020.0033.

➤ Communications internationales avec comité de lecture :

S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, "Electromagnetic Time Reversal for Radiating Source Identification in Time Domain," *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, Hammamet, 2018, pp. 531-536. doi: 10.1109/SSD.2018.8570428

S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, "A full time domain methodology based on near field time reversal for equivalent source identification," *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, Singapore, 2018, pp. 141-146. doi: 10.1109/ISEMC.2018.8393755

S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, "Comparative study between EMTR technique and a GA-based method for modeling EM radiation source in the Near Field," *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spain, 2019, pp. 25-30. doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8872044

S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama and L. Pichon, "Characterization of Radiating Sources in the Near Field Using EMTR Technique: A Parametric Study". *2020 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, Tunis, Tunisie, 2020.

Titre : Identification des sources de perturbations par retournement temporel : Application à la compatibilité électromagnétique en champ proche.

Mots clés : Compatibilité électromagnétique, méthode inverse temporelle, émissions rayonnées, Retournement Temporel, technique du champ proche.

Résumé : Le progrès technologique, en particulier la montée en fréquences et l'intégration des systèmes embarqués, crée des interférences électromagnétiques (EMI) et des problèmes critiques. D'où la présence de multiples sources de perturbation pouvant affecter le bon fonctionnement des circuits électroniques et électriques. C'est pourquoi la caractérisation de ces sources est devenue essentielle permettant ainsi l'évaluation des émissions rayonnées et la prédiction du comportement des dispositifs électroniques. Les travaux présentés dans cette thèse s'intéressent à l'élaboration de modèles de rayonnement équivalents qui permettent de prendre en compte les aspects CEM pour réduire les perturbations EM. Premièrement, l'étude réalisée consiste à la mise en œuvre d'une méthode inverse temporelle basée sur le retournement temporel électromagnétique en utilisant le champ proche mesuré au-dessus du système. Ensuite, nous avons exploité la méthode proposée pour analyser des structures qui émettent des signaux transitoires. Une validation de la méthode proposée a été réalisée dans une première étape en se basant sur des cartographies de champs EM calculés avec les équations analytiques qui décrivent le champ EM rayonné.

Dans ce cas, les structures sous tests contiennent des sources de rayonnement connues à l'avance et qui sont excités chacune par un signal temporel de type gaussien. En deuxième étape, la validation expérimentale de la méthode a été effectuée en utilisant des mesures en champ proche au-dessus des structures réelles et en utilisant des signaux d'excitation judicieusement choisis et qui sont riches en fréquences. Les résultats obtenus ont pu montrer la robustesse de notre méthode vis-à-vis des erreurs de mesures. En plus des validations sur des circuits académiques, nous avons appliqué la méthode proposée à un circuit de l'électronique de puissance : un convertisseur de commerce de type AC/DC. Enfin, pour évaluer la performance de la méthode inverse temporelle basée sur le retournement temporel électromagnétique, nous avons mené une étude comparative avec la méthode inverse classique basée sur les algorithmes génétiques dans les deux domaines fréquentiel et temporel. Les résultats obtenus ont montré les performances et l'efficacité de la méthode proposée à fournir un modèle équivalent du système étudié sur de larges bandes de fréquences en un temps de calcul restreint.

Title : Radiated sources identification based on time reversal technique: An EMC application in the near field

Keywords : Electromagnetic compatibility, time-domain inverse problem, radiated emissions, Time Reversal, near-field technique.

Abstract : The technological progress, in particular the increase in frequencies and the integration of embedded systems, creates critical problems of electromagnetic interference (EMI). Hence, the presence of multiple disturbance sources may affect the proper functioning of electronic circuits. Therefore, the characterisation of these sources becomes essential for the evaluation of radiated emissions and the prediction of the behaviour of electronic devices. The main purpose of this thesis is to study the development of equivalent radiation models that allow EMC considerations and reduce EM disturbances. First, the implementation of the inverse time domain (TD) method based on the electromagnetic time reversal technique has been carried in the near field. The aim here is to use the proposed method for structures that emit transient signals. A validation of the proposed method has been performed based on EM field maps calculated with analytical equations that describe the radiated EM field.

In this case, structures under test contain radiating sources that are controlled in advance and excited by a Gaussian type signal. In addition, an experimental validation of the proposed method has been also performed using near field measurements in two different cases of real structures and using a well-chosen excitation signal, which contains many frequencies of resonance. Furthermore, in addition to the academic circuits, we have carried out an experimental application of the proposed method using a power electronics circuit (AC/DC converter). Finally, in order to evaluate the performance of the inverse TD method based on electromagnetic time reversal, a comparative study has been conducted using the classical inverse method based on genetic algorithms in both frequency and time domains. Predicted results have shown the high performance and the efficiency of the proposed method and demonstrated that it provides an adequate equivalent model of the device under test on a wide frequency band and in a limited calculation time.