



HAL
open science

CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DES PHÉNOMÈNES RADIATIFS EN CHAMP PROCHE DES COMPOSANTS ET DES DISPOSITIFS ÉLECTRONIQUES

Z. Riah

► **To cite this version:**

Z. Riah. CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DES PHÉNOMÈNES RADIATIFS EN CHAMP PROCHE DES COMPOSANTS ET DES DISPOSITIFS ÉLECTRONIQUES. Electronique. Université de Rouen, 2015. tel-02435179

HAL Id: tel-02435179

<https://normandie-univ.hal.science/tel-02435179>

Submitted on 10 Jan 2020

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.

Travaux Scientifiques

Présentés à

L'UNIVERSITÉ DE ROUEN

Pour obtenir le

DIPLÔME D'HABILITATION À DIRIGER DES RECHERCHES

Spécialité : Électronique (section 63)

Par

Zouheir RIAH

**CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DES
PHÉNOMÈNES RADIATIFS EN CHAMP PROCHE DES
COMPOSANTS ET DES DISPOSITIFS ÉLECTRONIQUES**

Soutenue le 20/11/2015 à 14h00 à l'ESIGELEC devant la commission d'examen :

Lionel PICHON	Rapporteur	Directeur de recherche au GeePs
Odile PICON	Rapporteur	Professeur émérite à l'Université Paris-EST MLV
Bernard DÉMOULIN	Rapporteur	Professeur émérite à l'Université de Lille
Fabien NDAGIJIMANA	Examineur	Professeur à l'UJF de Grenoble
Laurent CHUSSEAU	Examineur	Directeur de recherche à l'IES Montpellier
Georges BARAKAT	Examineur	Professeur à l'Université du Havre
Moncef KADI	Examineur	Enseignant-chercheur, HDR à l'ESIGELEC

Sommaire

I	Introduction générale	5
II	Caractérisation et calibrage de sondes de mesure du champ proche.....	8
II.1	Introduction.....	8
II.2	Caractérisation de la sonde dipôle électrique.....	9
II.2.1	Sélectivité	10
II.2.2	Facteur d'antenne	11
II.2.3	Calcul de sensibilité	12
II.2.4	Résolution spatiale	13
II.2.5	Bande de fréquence	14
II.3	Post-traitement des mesures champ proche	15
II.3.1	Théorie du spectre d'ondes planes	15
II.3.2	Propriété de translation	17
II.3.3	Réponse de la sonde	19
II.4	Conclusion	22
II.5	Disséminations.....	22
III	Modélisation tempo-fréquentielle des émissions rayonnées des circuits miniatures	23
III.1	Introduction.....	23
III.2	Limites du modèle existant d'émissions rayonnées.....	24
III.2.1	Nouvelle approche de modélisation	24
III.2.2	Extension au modèle large bande.....	32
III.3	Conclusion	34
III.4	Disséminations.....	34
IV	Modélisation de couplages entre des circuits rayonnants et des lignes de transmission...	35
IV.1	Introduction.....	35
IV.2	Adaptation du banc champ proche de l'IRSEEM pour une mesure 3D.....	36
IV.3	Modélisation 3D des émissions rayonnées des dispositifs électroniques	38
IV.3.1	Principe de l'approche 3D	38
IV.3.2	Description mathématique	39
IV.3.3	Validation du modèle 3D.....	40
IV.4	Prédiction du couplage EM entre des structures rayonnantes et des interconnexions en champ proche.....	43
IV.4.1	Modèles analytiques pour la prédiction du couplage électromagnétique.....	44

IV.4.2	Résolution des équations de couplage : équations de « BLT ».....	46
IV.4.3	Calcul du couplage en champ proche avec des lignes de transmission.....	46
IV.4.4	Cas d'une ligne de transmission de type PCB	50
IV.5	Conclusion	53
IV.6	Disséminations.....	54
V	Modélisation et simulation CEM de cartes électroniques	55
V.1	Introduction.....	55
V.2	Modélisation de cartes en émission conduite (le modèle EBEM-CE)	55
V.2.1	Modélisation des composants passifs.....	57
V.2.2	Modèle du microcontrôleur DSPIC33F.....	58
V.2.3	Modélisation du PCB	59
V.2.4	Modèle EBEM-CE de la carte VT5.2D	60
V.2.5	Comparaisons entre mesures et simulations.....	61
V.3	Conclusion	62
V.4	Disséminations.....	62
VI	Conclusion générale et perspectives	63
VII	Bibliographie	68
VIII	Synthèse de mon parcours et de mes travaux.....	72
VIII.1	Curriculum Vitae	72
VIII.2	Activités d'enseignement.....	74
VIII.2.1	Electronique analogique basse fréquence	74
VIII.2.2	Electronique numérique.....	77
VIII.2.3	Electronique radiofréquence.....	78
VIII.3	Activités de recherche	81
VIII.3.1	Encadrement de thèses	81
VIII.3.2	Encadrement/Co-encadrement de stages ingénieurs et/ou masters.....	82
VIII.3.3	Encadrement des travaux de post doctorat.....	83
VIII.3.4	Programmes et projets de recherche collaboratifs.....	83
VIII.3.5	Contrats et coopérations industriels	87
VIII.3.6	Animations scientifiques et responsabilités collectives.....	87
VIII.3.7	Travaux et publications	88

I Introduction générale

Le progrès et le développement incessant de l'industrie des semi-conducteurs, depuis plusieurs décennies, ont continué d'influencer la conception des circuits et systèmes électroniques dans tous les secteurs d'activités dépendant de l'électronique. Ainsi, à l'échelle des composants, nous pouvons noter l'avènement progressif de plusieurs filières de transistor (GaAs, SiC, GaN,...) de technologies différentes dédiées principalement aux applications des hautes fréquences et de puissance. De même, à l'échelle de circuits intégrés, nous observons non seulement une miniaturisation de plus en plus accrue, due à l'intégration poussée de transistors sur la même puce, mais aussi la cohabitation des technologies hétérogènes sur le même substrat. La conséquence directe de cet essor est l'augmentation de la complexité des dispositifs électroniques, supportant une augmentation de fonctions dans un espace restreint. Cela s'est traduit par une augmentation du nombre de broches des circuits intégrés, accompagnée d'un surcroît du nombre des niveaux métalliques aussi bien les interconnexions que les plots d'alimentations. Encore plus, avec l'apparition de l'aspect tout électrique au niveau système, la cohabitation entre l'électronique de forte puissance et l'électronique de signal devient une réalité inquiétante. S'ajoutent à cela, la réduction des tensions d'alimentation des composants actifs, la montée en fréquences ainsi que l'utilisation de signaux de plus en plus rapides. Tout cela n'est pas sans conséquence sur la compatibilité électromagnétique (CEM) des dispositifs électroniques qui représente le sujet principal dans ce dossier de HDR.

Afin de tenir compte de la CEM dès les premières phases de conception, le besoin en modélisation relatif à cette contrainte est nécessaire, voire indispensable, pour garantir des meilleures performances de fonctionnement à moindre coût. Les travaux autour de ce sujet, sont très récents comparés à ceux portant sur d'autres domaines scientifiques et techniques. Cette thématique est connue avec ses quatre problématiques, généralement indissociables, que sont l'émission rayonnée, l'émission conduite, l'immunité rayonnée et l'immunité conduite. Dans ce contexte, le pôle Electronique & Systèmes de l'IRSEEM, développe depuis plusieurs années des méthodologies de modélisation et de caractérisation CEM de circuits et d'équipements électroniques. Ma participation à l'aboutissement de ces travaux de recherche est considérable.

Je présente dans ce rapport de HDR la synthèse de plusieurs années d'investissement dans une recherche menée sur des sujets complémentaires. L'intitulé que j'ai donné à ce manuscrit est : caractérisation et modélisation des phénomènes radiatifs en champ proche des composants et des dispositifs électroniques.

J'ai pris le choix de ne pas aborder dans ce rapport mes travaux de thèse réalisés au sein du laboratoire IRCOM (aujourd'hui XLIM) de l'Université de Limoges, puisque la thématique traitée est périphérique à la problématique CEM. Ces travaux ont porté essentiellement sur le développement de la simulation globale qui tient compte de tous les phénomènes physiques pouvant coexister dans un système électronique. Avec l'essor des moyens informatiques, ce type de simulation pourrait représenter une meilleure alternative, en termes de précision de résultats, à la modélisation et à la simulation communément pratiquées. L'intérêt est d'arriver au prototypage virtuel des systèmes, lequel représente une demande grandissante de la part des industriels. J'ai travaillé principalement sur la modélisation mathématique et la simulation numérique du couplage entre les phénomènes physiques dans les semi-conducteurs (le transistor bipolaire à hétérojonction GaAs/InGaP),

et les équations de Kirchhoff qui régissent les lois et les théorèmes de l'électricité dans les circuits électroniques. J'ai développé des algorithmes de résolutions de systèmes matriciels linéaires et non-linéaires de grande taille dans les deux domaines temporel et fréquentiel. Cette compétence acquise m'a été utile pour améliorer les travaux de l'IRSEEM sur la modélisation des émissions rayonnées, comme je le développerai ultérieurement dans ce manuscrit.

En intégrant le pôle Electronique & Systèmes de l'IRSEEM en 2005, j'ai découvert pour la première fois, la notion de compatibilité électromagnétique, laquelle représente l'activité de recherche principale de cette équipe. Dans la thématique du champ proche, j'ai travaillé sur la caractérisation et le calibrage de sondes de mesures du champ électromagnétique (EM) proche. Il s'agit de petites antennes permettant de collecter localement le champ électromagnétique au voisinage immédiat des dispositifs sous tests. Cette étape de caractérisation est indispensable pour étudier et modéliser le comportement radiatif des composants et des dispositifs électroniques et, par conséquent, comprendre le phénomène d'interférences électromagnétiques (EMI). Deux axes de recherche différents ont été investigués pour appréhender le fonctionnement de ces sondes. Le premier est purement technologique. Cinq paramètres caractéristiques de ces sondes (facteur d'antennes, sensibilité, sélectivité, résolution spatiale et bande de fréquence de fonctionnement), fortement liés, ont été identifiés et étudiés. Ils dépendent principalement de leurs paramètres physiques et géométriques. Le deuxième axe est une méthode de post-traitement basée sur la technique de spectre d'ondes planes (SOP) permettant à la fois de supprimer l'effet des sondes sur les résultats des mesures mais aussi de modéliser les émissions rayonnées.

L'activité de modélisation des émissions rayonnées a été entreprise au sein de l'équipe Electronique & Systèmes en parallèle de mon post-doctorat. Des résultats intéressants ont vu le jour. Basés sur un réseau de dipôles électriques et/ou magnétiques, des modèles d'émissions rayonnées des dispositifs électroniques ont été développés. Dans la continuité de ces travaux, j'ai participé dans le cadre de la thèse de A. RAMANUJAN, à l'amélioration de ces modèles. En voulant nous affranchir des inconvénients des modèles développés antérieurement, notamment de la précision et de la difficulté d'obtenir le champ électrique en mesures, nous avons proposé un nouveau modèle basé sur une méthode de résolution mathématique non linéaire qui prend en considération le sens physique des paramètres des équations régissant le modèle. L'autre avantage offert par ce dernier est la prédiction des six composantes du champ électromagnétique en se référant seulement à deux composantes du champ magnétique ainsi que la permittivité relative effective du milieu de propagation.

J'ai poursuivi cette activité, toujours autour du champ proche, en m'attaquant cette fois-ci, dans le cadre de la thèse de H. SHALL, à la modélisation des interférences électromagnétiques en champ proche. Nous avons travaillé sur le développement d'une nouvelle technique de modélisation du couplage entre des sources de rayonnements quelconques et des interconnexions de type ligne au-dessus d'un plan de masse ou d'un circuit imprimé. La nouvelle approche proposée est scindée en deux parties indivisibles. Tout d'abord, pour une meilleure prédiction des interférences, un modèle 3D d'émissions rayonnées remplace la source rayonnante. Ensuite, ce modèle est combiné avec des modèles analytiques (Taylor, Agrawal et Rachidi) pour estimer les tensions induites aux extrémités chargées des interconnexions placées dans la zone champ proche de la source rayonnante. En parallèle, dans le cadre de la thèse de A. HAMOUDA, nous avons abordé la

problématique des émissions conduites dans les cartes contenant des composants pouvant émettre des signaux parasites. La méthode proposée est inspirée de l'approche bottom-up, dans laquelle nous remplaçons chaque élément de la carte (composants passifs et actifs, microcontrôleurs, PCB, circuits intégrés) par son modèle électrique avant de les assembler pour réaliser une simulation électrique globale. L'intérêt majeur de développer ce type de modèles est de pouvoir renforcer le test virtuel pendant les étapes de requalification CEM dans la vie série d'un dispositif électronique.

Aujourd'hui, je suis pleinement impliqué dans des travaux de recherche que j'ai, pour la plus part, moi-même lancés et qui représentent en grande partie la suite logique de ceux que j'ai déjà entrepris. Nous travaillons dans le cadre du post-doctorat de H. SHALL sur l'amélioration de la précision des résultats de mesures en champ proche. Pour cela, et en partant des conclusions tirées antérieurement de mes travaux de post-doctorat, nous développons deux approches distinctes mais complémentaires capables ensemble de rendre meilleures à la fois la sensibilité et la résolution spatiale des sondes de mesures qui sont deux critères contradictoires. La première approche concerne la conception et la réalisation d'une sonde dite active constituée d'un capteur du champ de taille réduite et d'un amplificateur de puissance faible bruit montés sur le même substrat. L'objectif est d'atteindre une sensibilité convenable pour une bonne résolution spatiale. En parallèle, nous voulons remédier au problème de la technique de spectre d'ondes planes relatif à sa sensibilité au bruit puisque nous avons déjà montré qu'elle était adaptée à la suppression de l'effet des sondes sur les mesures. Conjointement, je travaille avec mon collègue C. Niamien sur la mesure temporelle en champ proche. Nous tâcherons de mettre en place un banc de mesures champ proche temporel qui permettra de donner l'évolution dans le temps du champ électromagnétique rayonné par les DSTs ainsi que la localisation des chemins de courants lors des tests CEM sur des circuits intégrés. Je suis aussi engagé dans les travaux de recherche de M. Vincent qui se déroulent dans le cadre d'une collaboration CIFRE entre l'IRSEEM et PSA. L'objectif primordial est de maîtriser les émissions conduites et rayonnées produites par les chaînes de traction des véhicules électriques.

La figure suivante représente un schéma simplifié de mes activités de recherche réalisées et en cours de développement.

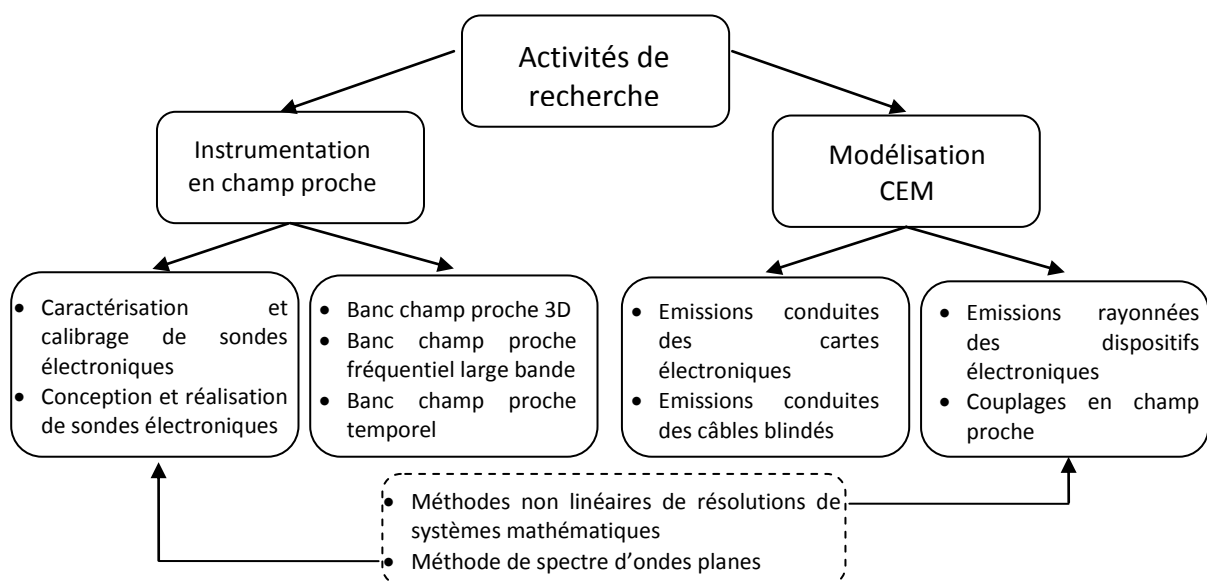


Figure 1 : Mes activités de recherche

II Caractérisation et calibrage de sondes de mesure du champ proche

II.1 Introduction

Ce travail a été réalisé en partenariat avec l'université du Kent-Grande Bretagne, dans le cadre du projet APMEN (Active Probe for Measurement of Electromagnetic Near-Field) (juillet 2005 - décembre 2007) sous le financement de l'INTERREG IIIA. J'avais en charge, en tant que post-doctorant à l'IRSEEM, de travailler sur le développement d'une méthodologie de caractérisation et de calibrage de sondes de mesure utilisées en champ proche.

L'IRSEEM disposait déjà d'un banc de mesure champ proche (Figure 2) basé sur la méthode directe [1]. Dans cette méthode une sonde de mesure mobile électrique ou magnétique collecte des informations sur le champ rayonné au voisinage immédiat du dispositif sous test (DST). Le déplacement de la sonde est assuré par le bras d'un robot ayant cinq degrés de liberté qui sont les trois directions de l'espace et deux rotations.

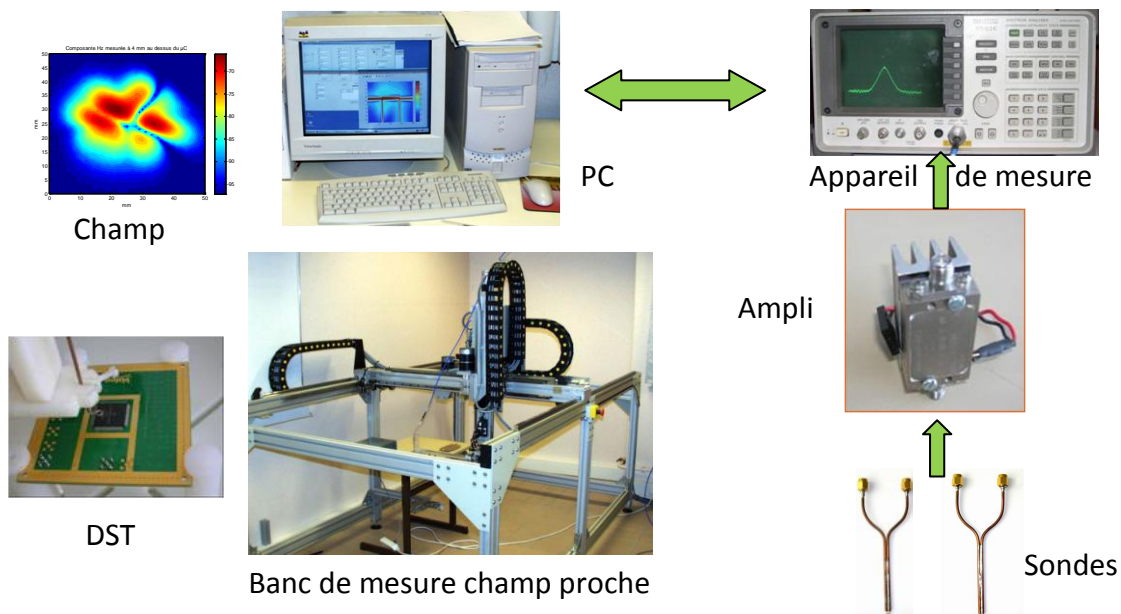


Figure 2 : Banc de mesure champ proche de l'IRSEEM

Ce type de banc représente un outil intéressant pour réaliser des investigations en CEM [2]. Son élément principal est la sonde de mesure [3]. Dans un premier temps, nous avons identifié les paramètres nécessaires pour la caractérisation de ces sondes [4]-[5] avant de les appliquer à la sonde dipôle électrique (Figure 3). Ces paramètres sont décrits ci-dessous :

En effet, la localisation de sources de rayonnement peut être réalisée avec une grande précision si la résolution spatiale de la sonde de mesure est largement inférieure aux dimensions du plus petit composant présent dans le circuit à tester. Plus la sonde est de petite taille plus sa résolution spatiale est bonne à condition qu'elle reste sensible puisque une réduction de ses dimensions dégrade énormément la sensibilité de mesure.

Le facteur d'antenne qui permet d'effectuer la conversion entre la tension délivrée par l'appareil de mesure et la composante réelle du champ électromagnétique en un point de mesure. Ce paramètre est valable dans le cas d'une mesure ayant une bonne résolution spatiale, c.à.d. une mesure ponctuelle.

La sélectivité qui représente l'aptitude d'une sonde à mesurer majoritairement une composante du champ EM à laquelle elle est destinée. Cette grandeur se dégrade avec l'augmentation des fréquences d'utilisation.

Enfin, la bande de fréquence de fonctionnement de la sonde dont les fréquences F_{min} et F_{max} sont respectivement liées aux deux critères sensibilité et sélectivité.

Il s'avère que ces critères sont un peu contradictoires, ce qui rend parfois difficile de faire un compromis afin d'obtenir une solution acceptable permettant la réalisation de ces sondes pour un cahier des charges donné. Pour cela, le travail de caractérisation sur la sonde dipôle électrique a été complété par une étape de post-traitement basée sur la méthode de spectre d'ondes planes [6] permettant à la fois de modéliser les émissions rayonnées mais aussi de corriger les mesures afin de remonter au champ électrique réel.

Les résultats scientifiques issus du développement de ce projet sont divers et variés. Les plus intéressants sont :

- La mise en place d'une méthodologie de caractérisation de sondes de mesure du champ proche.
- La modélisation des émissions rayonnées des dispositifs électroniques par utilisation de la propriété de translation de la méthode de spectre d'ondes planes.
- La correction des mesures réalisées avec une sonde dipôle électrique de mauvaise résolution spatiale.

II.2 Caractérisation de la sonde dipôle électrique

Nous développons dans cette partie des méthodes permettant de déterminer les cinq paramètres caractéristiques de la sonde dipôle électrique présentée Figure 3.

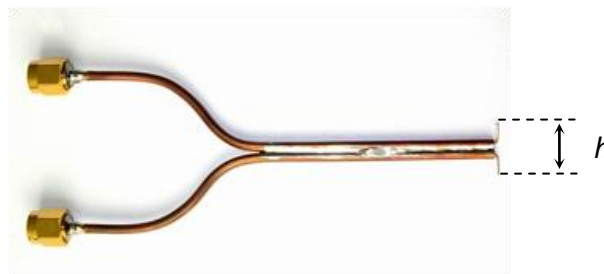
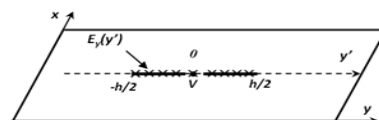


Figure 3 : Sonde dipôle électrique ($h=10\text{ mm}$)

Le paramètre le plus influent pour cette topologie de capteur (sonde) est la longueur du dipôle h . En effet, la tension aux bornes de la sonde est liée au champ électrique tangentiel par la relation suivante [7] :

$$V = - \int_{-h/2}^{h/2} \sin \left[k \left(\frac{h}{2} - |y| \right) \right] E_y(y) dy \quad (1)$$



où $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde et λ est la longueur d'onde.

Dans la chaîne de mesure, cette sonde doit être connectée à un coupleur hybride 180° permettant de transformer la tension différentielle entre les deux brins des deux câbles coaxiaux en tension de mode commun qui sera récupérée par l'instrument de mesure.

L'orientation de la sonde par rapport aux axes x et y permet de détecter la composante tangentielle du champ électrique souhaitée (E_x ou E_y).

II.2.1 Sélectivité

La sélectivité de la sonde dipôle électrique présentée Figure 3 est étudiée par simulation avec l'outil CST Microwave Studio. Une onde plane de fréquence 1 GHz se propage selon l'axe des x pour illuminer la structure présentée Figure 4. L'angle entre le vecteur champ électrique et les brins du dipôle est considéré variable.

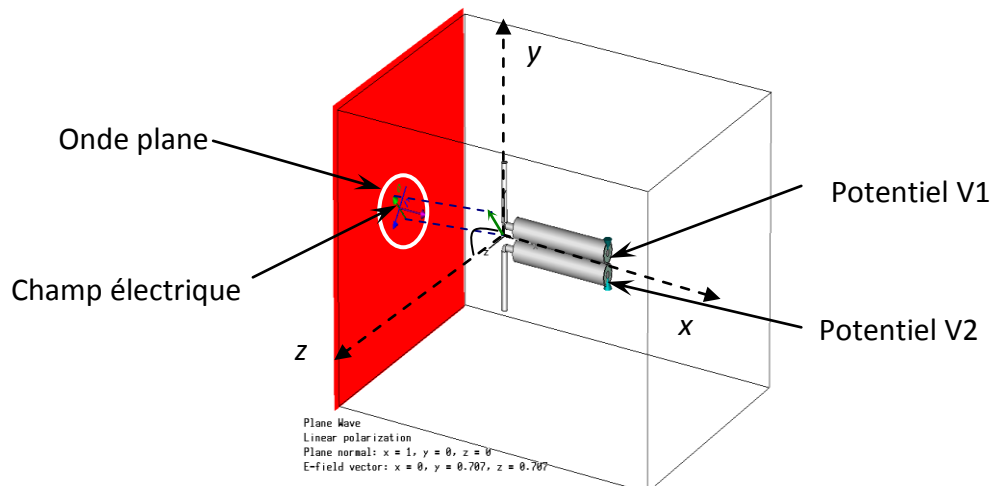


Figure 4 : Configuration de la simulation de la sélectivité

Les deux profils représentant le champ électrique tangentiel au dipôle, et la tension normalisée entre les deux brins des deux câbles coaxiaux à la sortie de la sonde sont comparés (Figure 5).

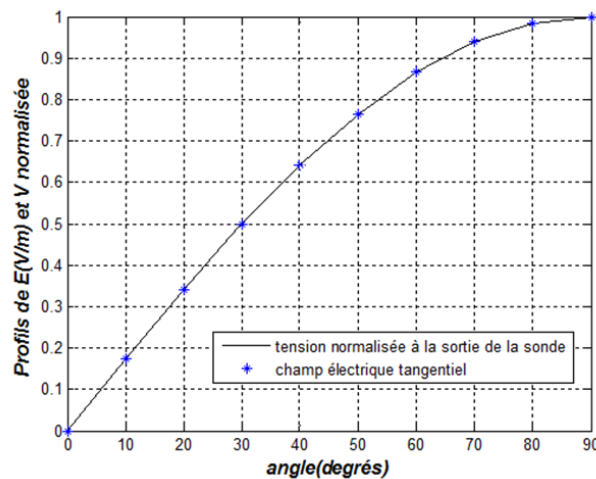


Figure 5 : Profils du champ électrique tangentiel au dipôle et de la tension à la sortie de la sonde dipôle électrique

Dans la Figure 5, le champ électrique tangentiel aux brins du dipôle représente le module du champ électrique de l'onde plane pris égal à la valeur 1 V/m , multiplié par le sinus de l'angle formé entre le vecteur champ électrique et l'axe z . La tension V est calculée après simulation, elle représente la différence de potentiels entre $V1$ et $V2$, et elle est normalisée par rapport à sa valeur maximale. Nous constatons une très bonne concordance entre les profils des deux courbes, ce que signifie que le dipôle électrique est très sélectif.

II.2.2 Facteur d'antenne

Le facteur d'antenne est nécessaire pour réaliser une mesure de la valeur absolue du champ électromagnétique dans le cas des tests d'interférences électromagnétiques (EMI). Il est défini comme étant le rapport entre le champ électrique d'une onde plane incidente et la tension détectée à la sortie par l'appareil de mesure (voir Figure 6) (équation (2)) [8].

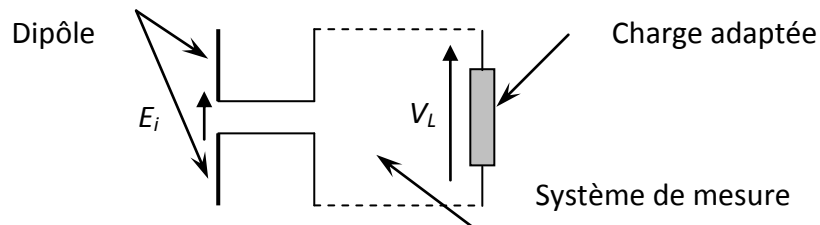


Figure 6 : Schéma de mesure du facteur d'antenne

$$AF(1/m) = \frac{E_i(V/m)}{V_L(V)} \quad (2)$$

Nous avons développé deux approches distinctes, permettant l'évaluation du facteur d'antenne sur une large bande de fréquence incluse dans l'intervalle $[F_{min}, F_{max}]$. Ces méthodes utilisent et combinent le calcul analytique, la simulation électromagnétique 3D (EM 3D) et la tension mesurée du champ capté par la sonde.

La sonde étudiée est constituée d'un dipôle filaire couplé à un hybride 180° (Figure 7). Le dipôle a une longueur de 10 mm et est constitué de deux brins de $0,5\text{ mm}$ de diamètre.

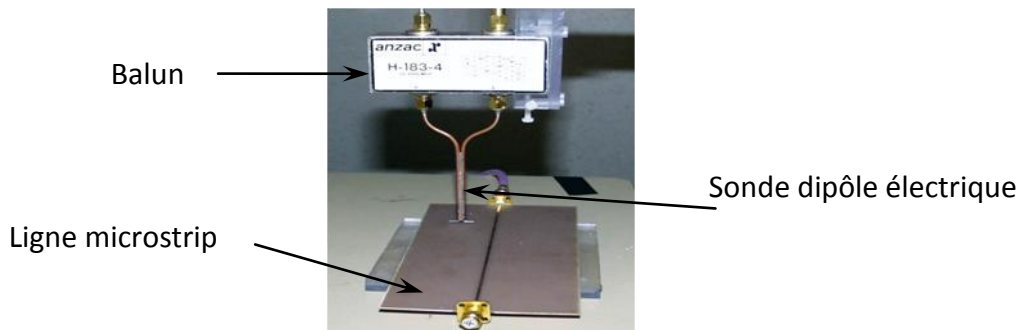


Figure 7 : Sonde étudiée

Dans la première approche, le champ électrique est mesuré avec le banc champ proche (Figure 2), à une distance d au-dessus d'une ligne microstrip (Figure 7) représentant un circuit étalon. La composante réelle du champ électrique à cette même distance est simulée avec un outil EM 3D (CST Microwave Studio). Ainsi, le facteur d'antenne est calculé en faisant le rapport entre le maximum du champ simulé et le maximum de la tension mesurée.

Dans la deuxième approche, le calcul analytique du facteur d'antenne est basé sur l'équation (3), qui est déduite du schéma électrique équivalent de la Figure 8 [8]-[9] :

$$AF = -\frac{1}{h_{eff}} \frac{Z'_0 + Z_a}{\sqrt{Z_0 Z'_0}} \frac{1 - S'_{11} \Gamma_a}{S'_{21}} \quad (3)$$

La hauteur effective du capteur h_{eff} et l'impédance d'entrée du dipôle Z_a sont déterminées analytiquement à partir des expressions données respectivement par les équations (4) et (5) à partir des caractéristiques géométriques du dipôle étudié. Γ_a est le coefficient de réflexion en entrée, il dépend de Z_a . L'impédance caractéristique Z_0 du câble coaxial vaut 50 Ohm , et l'impédance caractéristique Z'_0 de la ligne bifilaire formée par l'association des brins émergents des deux câbles coaxiaux représentant la transition dipôle/balun vaut 100 Ohm . Les paramètres S'_{11} et S'_{21} sont calculés à partir des paramètres S_{ij} mesurés aux trois ports du balun. $2h$ est la longueur du dipôle et $2a$ est le diamètre du brin émergent.

$$h_{eff}(f) = \frac{h(\Omega - 1)}{\Omega - 2 + \ln(4)} \quad \text{avec } \Omega = 2 \ln\left(\frac{2h}{a}\right) \quad (4)$$

$$Z_a(f) = -j \frac{\eta_0}{2\pi\beta h} (\Omega - 2 - \ln(4)) \quad (5)$$

avec β le vecteur d'onde et $\eta_0 = 120\pi \text{ Ohm}$ est l'impédance d'onde en espace libre.

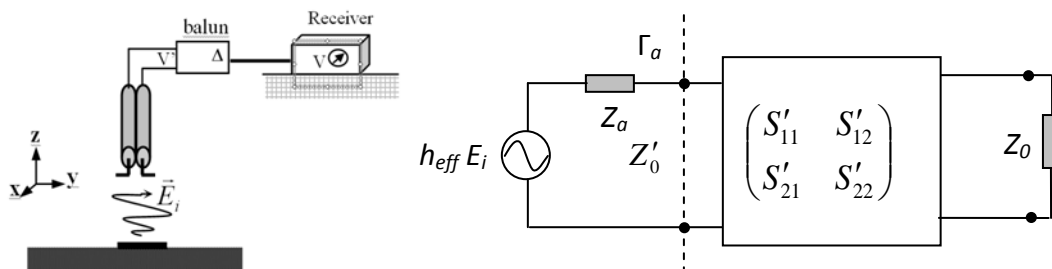


Figure 8 : Schéma électrique équivalent

La Figure 9 montre la comparaison du facteur d'antenne avec les deux approches.

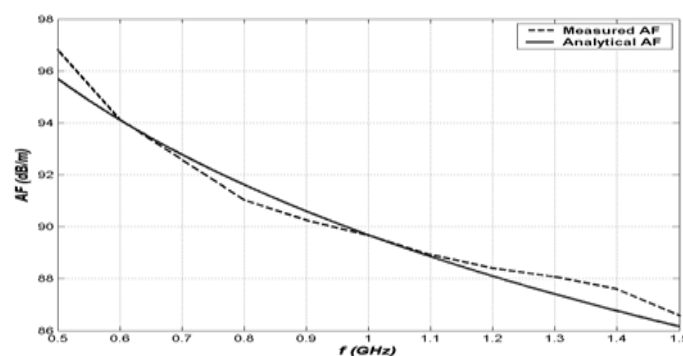


Figure 9 : Comparaison du facteur d'antenne

II.2.3 Calcul de sensibilité

La sensibilité correspond au niveau minimum détectable de la grandeur mesurée par la chaîne de mesure. Cette grandeur est directement liée au facteur d'antenne de la sonde et au niveau de bruit de l'instrument de mesure (analyseur de réseau ou analyseur de spectre). La Figure 10 présente un exemple de calcul de sensibilité dans la gamme de fréquence $0,5 \text{ GHz} - 1,5 \text{ GHz}$ du dipôle de la Figure 3, associé à un analyseur de spectre de type HP8563E. Ce dernier présente un niveau de bruit de -110 dBm .

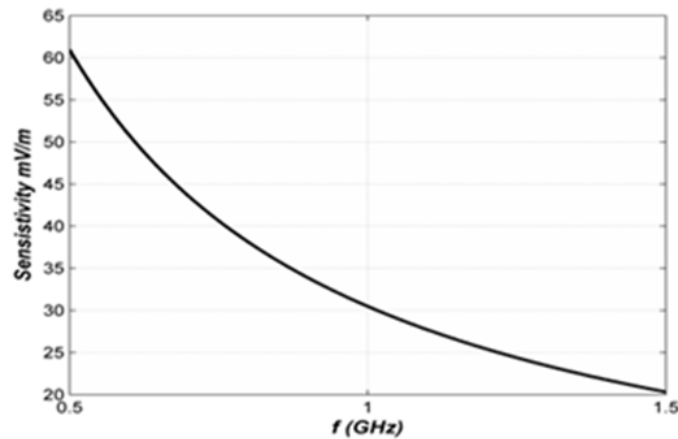


Figure 10: Courbe de sensibilité du système de mesure

Ce résultat montre que la sensibilité de cette sonde dépend de la fréquence du signal mesuré. Plus on monte en fréquence plus la sonde est sensible.

II.2.4 Résolution spatiale

La résolution spatiale représente la distance minimale entre deux sources adjacentes qu'une sonde de mesure peut dissocier. Ce paramètre est lié à la taille du capteur et à la distance le séparant du dispositif sous test (DST). Nous avons utilisé la structure de la Figure 11 pour générer deux sources du champ EM séparées d'une certaine distance. Cette structure symétrique est composée de deux lignes microrubans qui rayonnent le même champ EM.

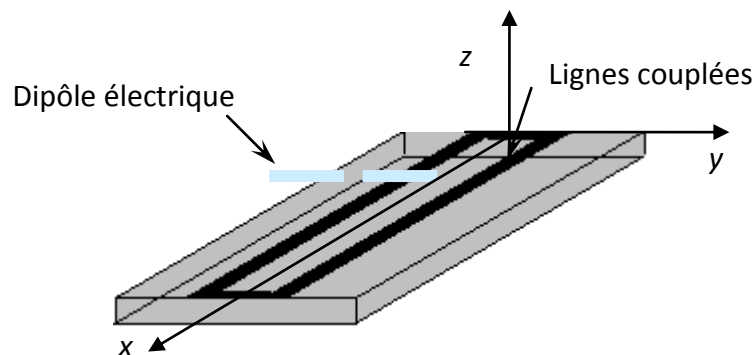


Figure 11: Configuration étudiée

Nous avons considéré un dipôle électrique de longueur 10 mm et trois lignes couplées ayant une largeur de ruban de 1.5 mm et des largeurs de fente différentes, respectivement 4 mm , 5 mm et 6 mm . Tout d'abord, nous avons simulé la composante y du champ électrique au centre et à $100\text{ }\mu\text{m}$ au-dessus de chaque structure afin de déterminer avec précision la distance séparant les deux maximums du champ électrique situés dans la fente (Figure 12 (a), Figure 13 (a) et Figure 14 (a)). Ensuite, nous avons simulé le coefficient de transmission entre l'accès de chaque ligne et le dipôle électrique. Ce résultat de simulation a été comparé à celui obtenu par intégration du champ réel le long des brins du dipôle électrique conformément à l'équation (1) donnée dans [7] (Figure 12 (b), Figure 13 (b) et Figure 14 (b)).

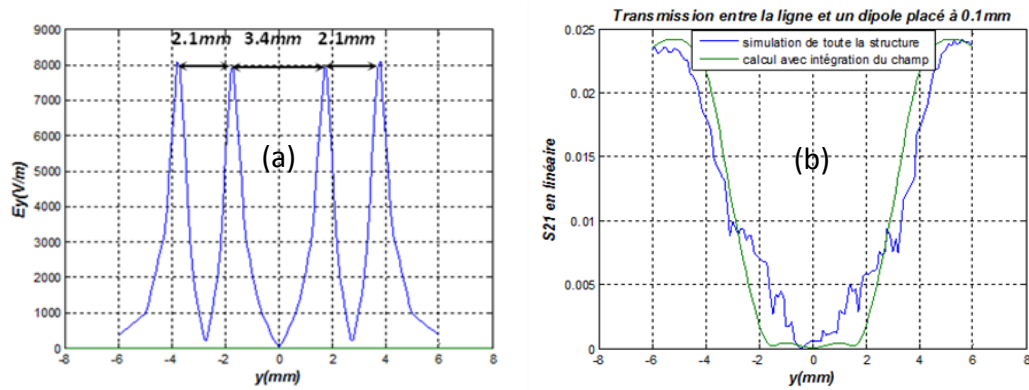


Figure 12 : Résultats de simulation des lignes couplées de largeur de fente 4 mm

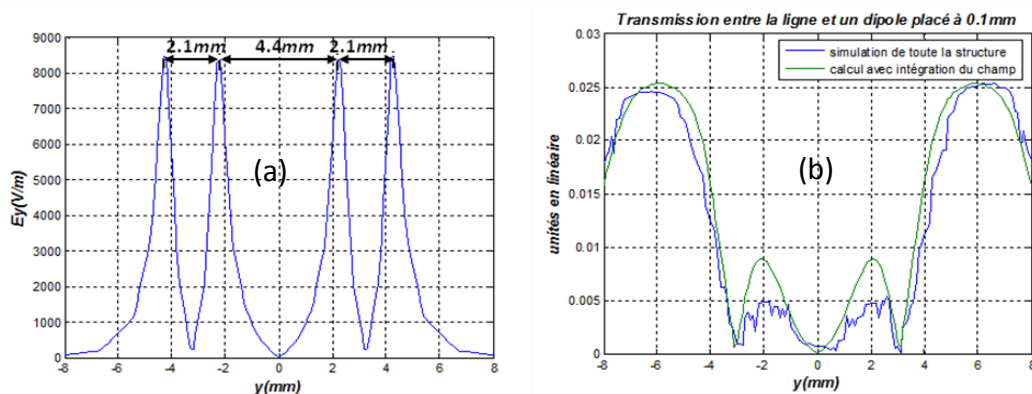


Figure 13 : Résultats de simulation des lignes couplées de largeur de fente 5 mm

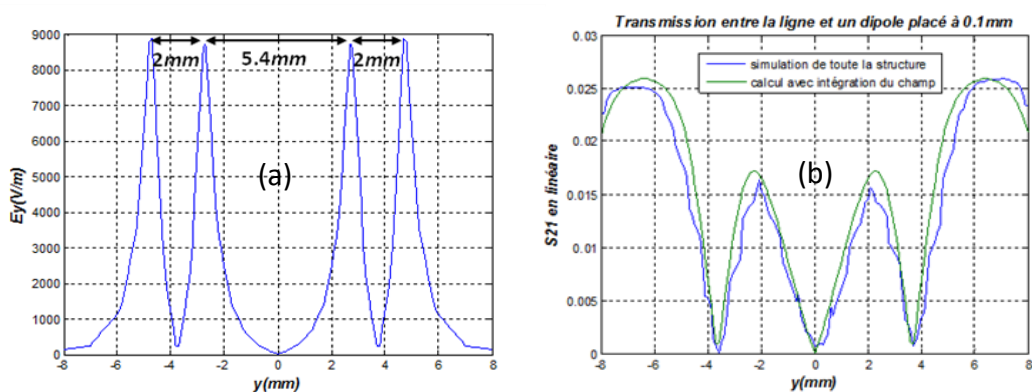


Figure 14 : Résultats de simulation des lignes couplées de largeur de fente 6 mm

Nous remarquons que le dipôle arrive à distinguer avec précision les maximums centraux pour la ligne couplée de largeur de fente 6 mm. Nous calculons alors la résolution spatiale du dipôle 10 mm placé à 100 μm au-dessus de la ligne en mesurant la distance séparant les deux pics du champ électrique situés au milieu de la courbe de la Figure 14 (a). Cette valeur est estimée à la moitié de la longueur du dipôle.

II.2.5 Bande de fréquence

La bande de fréquence traduit l'intervalle $[F_{min}, F_{max}]$ dans lequel la sonde peut être utilisée. Pour la sonde électrique différentielle (Figure 7), la bande de fréquence a été estimée de 30 MHz à 3 GHz. Pour illustrer ce résultat, un calibrage analytique a été réalisé à

la fréquence 110 kHz pour le circuit câble au-dessus d'un plan de masse de la Figure 15. Les résultats obtenus sont présentés dans la même figure.

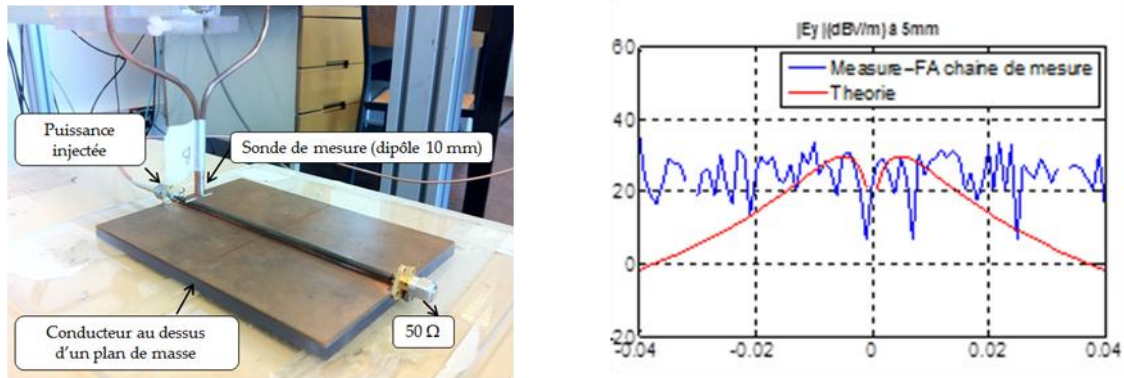


Figure 15 : Comparaison entre champ électrique mesuré et champ électrique calculé à la fréquence $f=110$ kHz

Les résultats montrent que la sonde n'est pas fonctionnelle à la fréquence 110 kHz : elle présente une très mauvaise sensibilité à cette fréquence.

II.3 Post-traitement des mesures champ proche

Le facteur d'antenne n'est pas suffisant pour compenser la sonde de mesure dipôle électrique comme le montre la Figure 16. Cette différence est due à la fonction de transfert de la sonde. Une étape de post-traitement est alors nécessaire pour permettre de corriger les mesures afin de remonter au champ électrique réel. Cette étude a été abordée avec l'approche du spectre d'ondes planes [10]-[11].

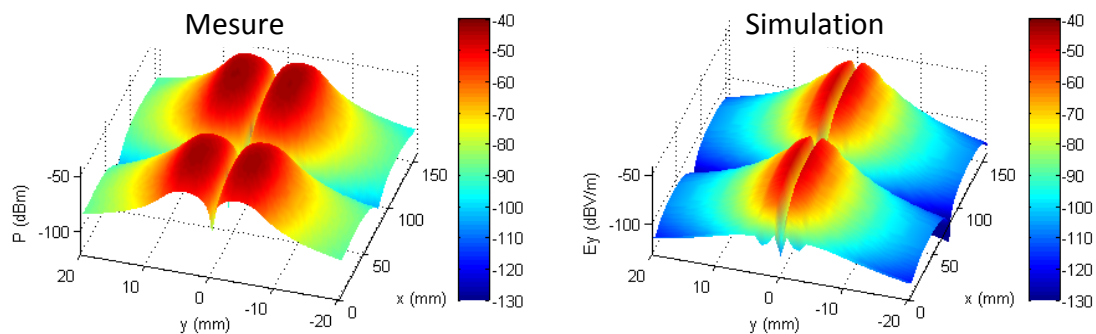


Figure 16 : Mesure et simulation, réalisées au-dessus d'une ligne microstrip court-circuitée

II.3.1 Théorie du spectre d'ondes planes

Un vecteur champ électrique rayonné peut être représenté par la superposition de plusieurs vecteurs d'ondes planes de même fréquence se propageant dans diverses directions de l'espace [10]-[11]. Cette définition peut se traduire par la représentation mathématique de la transformée de Fourier inverse. En effet, en un point donné de l'espace défini par ses coordonnées (x, y, z) , le champ électrique se décrit par l'équation suivante :

$$\vec{E}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [\vec{F}(k_x, k_y) e^{-jk_z z}] e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (6)$$

$\vec{F}(k_x, k_y)e^{-jk_z z}$ est appelée spectre d'ondes planes du champ $\vec{E}(x, y, z)$. Elle se calcule à partir du champ électrique à l'aide de la formule (7) et représente finalement la transformée de Fourier directe en deux dimensions.

$$\vec{F}(k_x, k_y)e^{-jk_z z} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{E}(x, y, z)e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (7)$$

où k_x, k_y et k_z sont les trois composantes spatiales du nombre d'ondes k . Elles sont reliées par la relation suivante :

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (8)$$

$\frac{k_x}{2\pi}$ et $\frac{k_y}{2\pi}$ sont respectivement les fréquences spatiales selon les directions x et y .

Dans le cas des mesures en champ proche [6] les signaux obtenus sont échantillonnés puisque la mesure s'effectue en déplaçant la sonde sur des points discrets appartenant à un plan choisi. Cela nous conduit à discrétiser le problème mathématique [12]. Ainsi les transformées de Fourier continues (6) et (7) se transforment sous une nouvelle forme discrète (équation (9)).

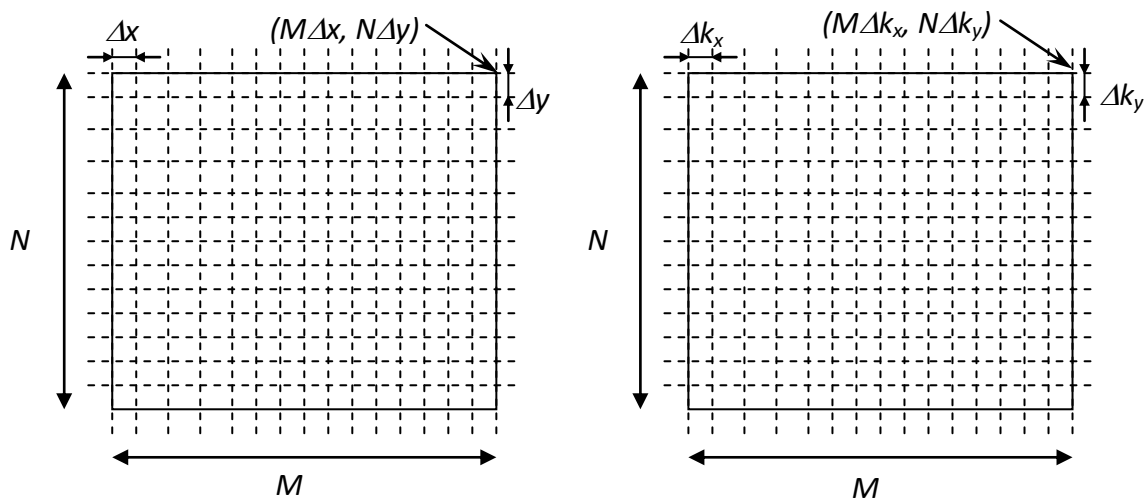


Figure 17 : Plan spatial et plan spectral

$$\begin{cases} E_x(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} [F_x(m\Delta k_x, n\Delta k_y)e^{-jk_z z}] e^{-j(m\Delta k_x + n\Delta k_y)\Delta k_x \Delta k_y} \\ E_y(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} [F_y(m\Delta k_x, n\Delta k_y)e^{-jk_z z}] e^{-j(m\Delta k_x + n\Delta k_y)\Delta k_x \Delta k_y} \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{avec } \begin{cases} x = x_0 + m\Delta x \\ y = y_0 + n\Delta y \end{cases} \text{ et } \begin{cases} k_x = m\Delta k_x = \frac{2\pi}{M\Delta x} \\ k_y = n\Delta k_y = \frac{2\pi}{N\Delta y} \end{cases}, \quad \begin{cases} m = 0, \dots, M-1 \\ n = 0, \dots, N-1 \end{cases}$$

Δx et Δy sont les pas d'échantillonnage, M et N sont respectivement les nombres de points selon x et y .

L'opération de mesure des composantes du champ électrique peut être effectuée sur un plan situé à $z = z_t$ par exemple, ainsi nous pouvons calculer le spectre d'ondes planes au niveau de ce plan avec la transformée de Fourier directe discrète :

$$\begin{cases} F_x(k_x, k_y)e^{-jk_z z_t} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} E_x(x_0 + m\Delta x, y_0 + n\Delta y, z_t) e^{j[k_x(x_0 + m\Delta x) + k_y(y_0 + n\Delta y)]} \Delta x \Delta y \\ F_y(k_x, k_y)e^{-jk_z z_t} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} E_y(x_0 + m\Delta x, y_0 + n\Delta y, z_t) e^{j[k_x(x_0 + m\Delta x) + k_y(y_0 + n\Delta y)]} \Delta x \Delta y \end{cases} \quad (10)$$

Nous pouvons obtenir la composante normale du spectre d'ondes planes à partir de ses composantes tangentielles :

$$F_z(k_x, k_y) = \frac{-k_x F_x(k_x, k_y) - k_y F_y(k_x, k_y)}{k_z} \quad (11)$$

Ainsi les trois composantes du spectre d'ondes planes sont exprimées en fonction des expressions des composantes du champ électrique présent dans un plan z donné. Connaissant le spectre d'ondes planes dans un plan quelconque, il est possible de connaître facilement le champ électrique E dans un autre plan (équation (10)).

Nous avons exploité la technique du spectre d'ondes planes dans la caractérisation de sondes de mesure en champ proche :

II.3.2 Propriété de translation

D'après l'équation (10), le terme $e^{-jk_z z_t}$ signifie que nous pouvons calculer le spectre du champ électromagnétique à des hauteurs différentes à partir de spectre du champ connu à une hauteur donnée (Figure 18). Dans le cas pratique des mesures en champ proche (Figure 2), cette propriété est très importante puisqu'elle permet à partir d'une seule mesure réalisée au voisinage d'un DST de calculer le champ EM à n'importe quelle hauteur. Cela nous conduit à accéder au champ EM dans des zones éloignées du DST et inaccessibles en mesure à cause de la sensibilité limitée des sondes utilisées.

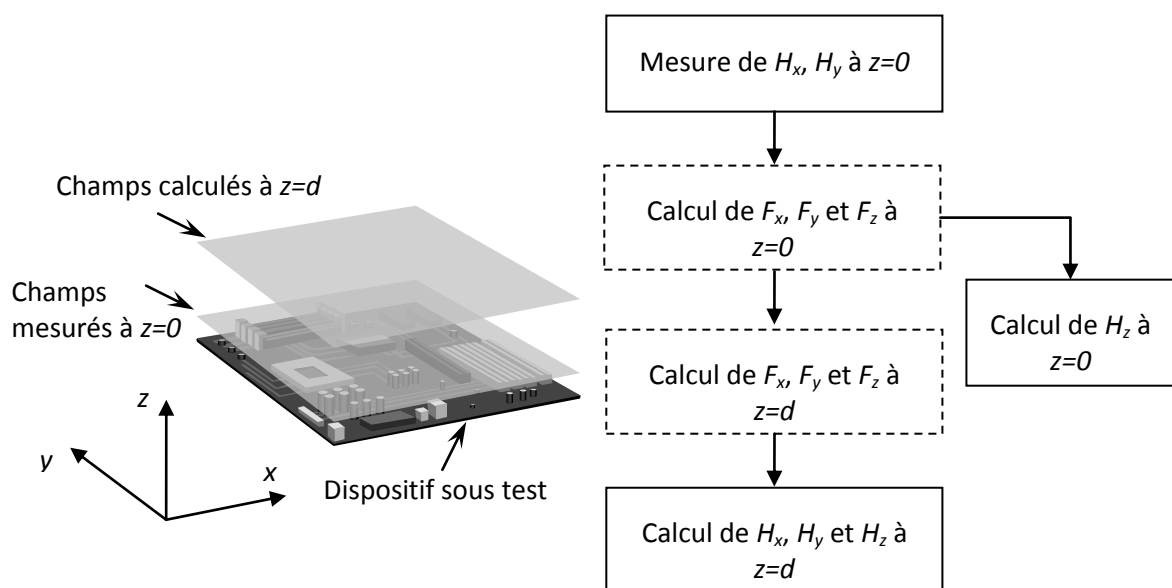


Figure 18 : Calcul du champ avec le spectre d'ondes planes

Cette propriété a été validée sur plusieurs cas test, pour le champ électrique comme pour le champ magnétique. Nous présentons ci-dessous des résultats de validation sur une ligne microstrip en circuit ouvert.

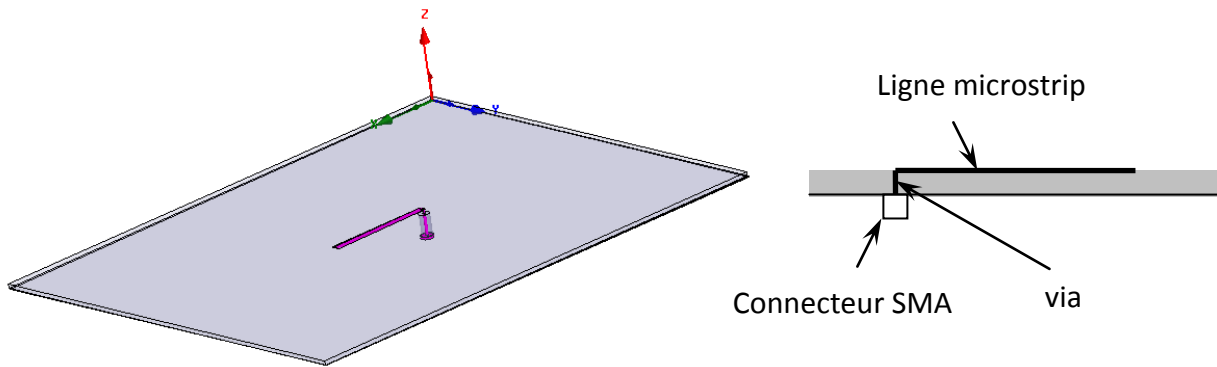


Figure 19 : Ligne microstrip en circuit ouvert

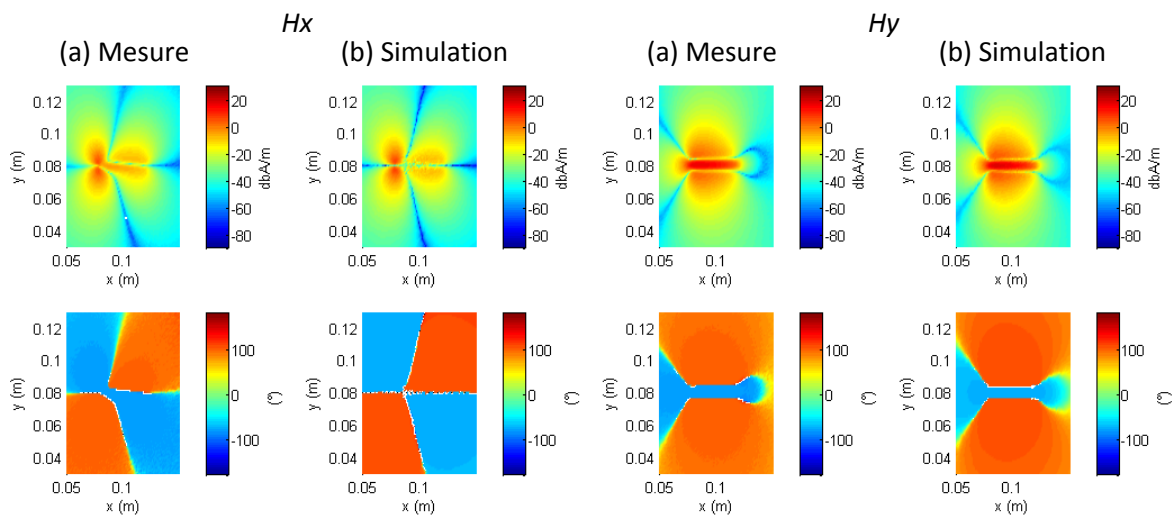


Figure 20 : Champ magnétique mesuré (a) et simulé (b) à $f=500\text{ MHz}$, $h=2\text{ mm}$

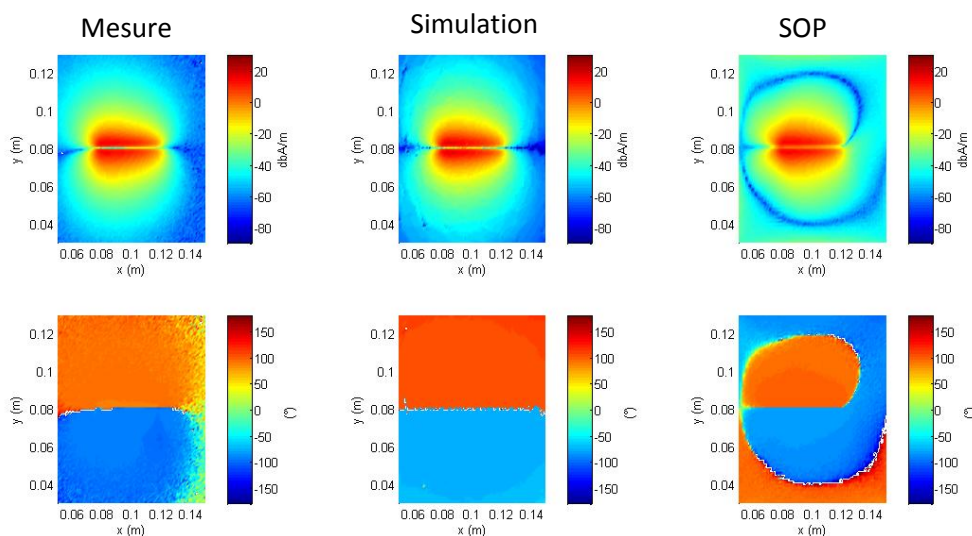


Figure 21 : La composante H_z mesurée, simulée et calculée par la SOP

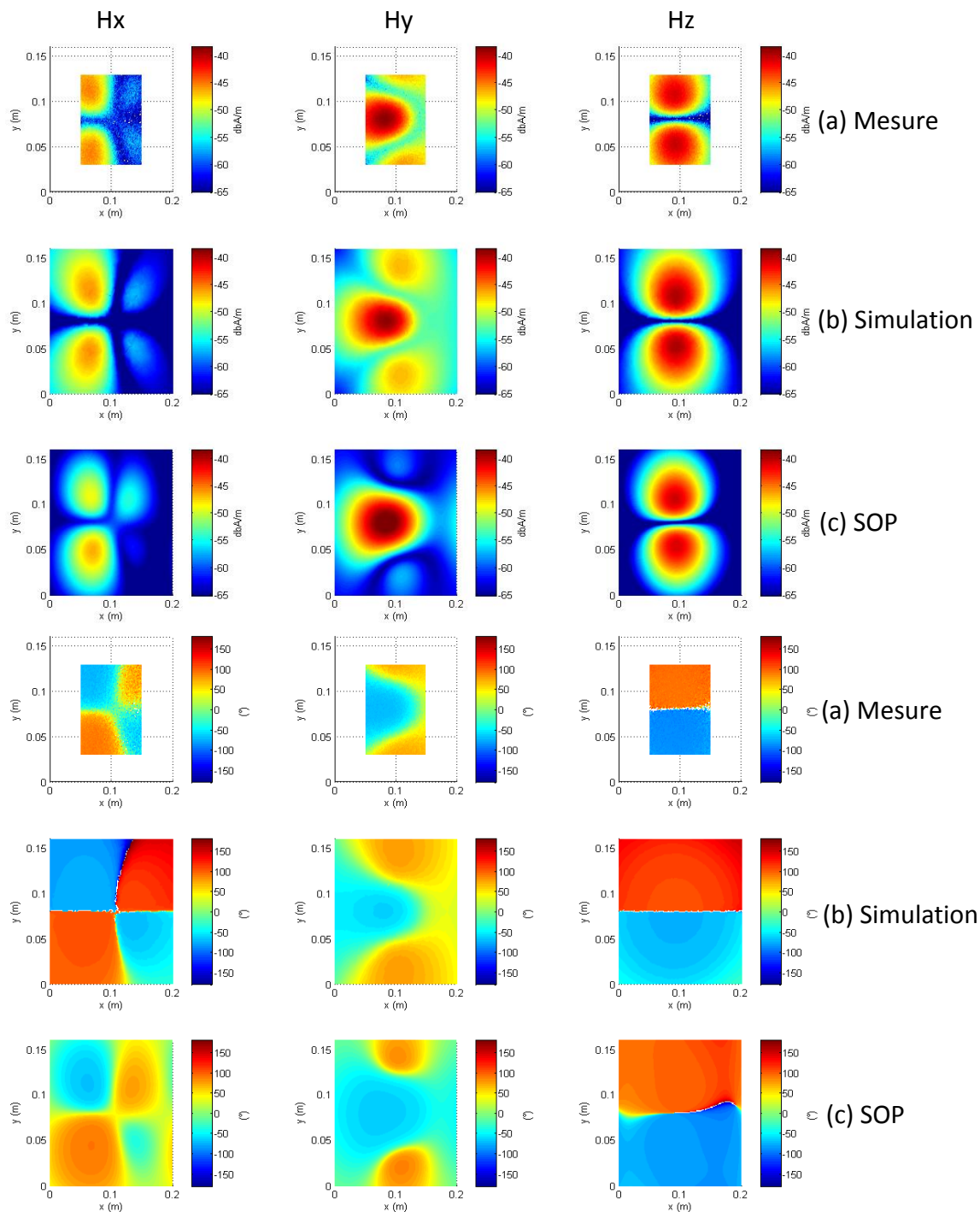


Figure 22 : Champ magnétique mesuré (a), simulé (b) et calculé (c) à $f=500$ MHz, $h=50$ mm

II.3.3 Réponse de la sonde

Le principe est simple, nous calculons la réponse de la sonde [13] à partir d'un circuit étalon. Il s'agit, soit du circuit "ligne au-dessus d'un plan de masse" [14], soit d'un circuit passif qu'on peut simuler avec un outil EM 3D. Ensuite nous utilisons cette réponse pour corriger les résultats de mesure de n'importe quelle structure à n'importe quelle hauteur comme le montre la Figure 23.

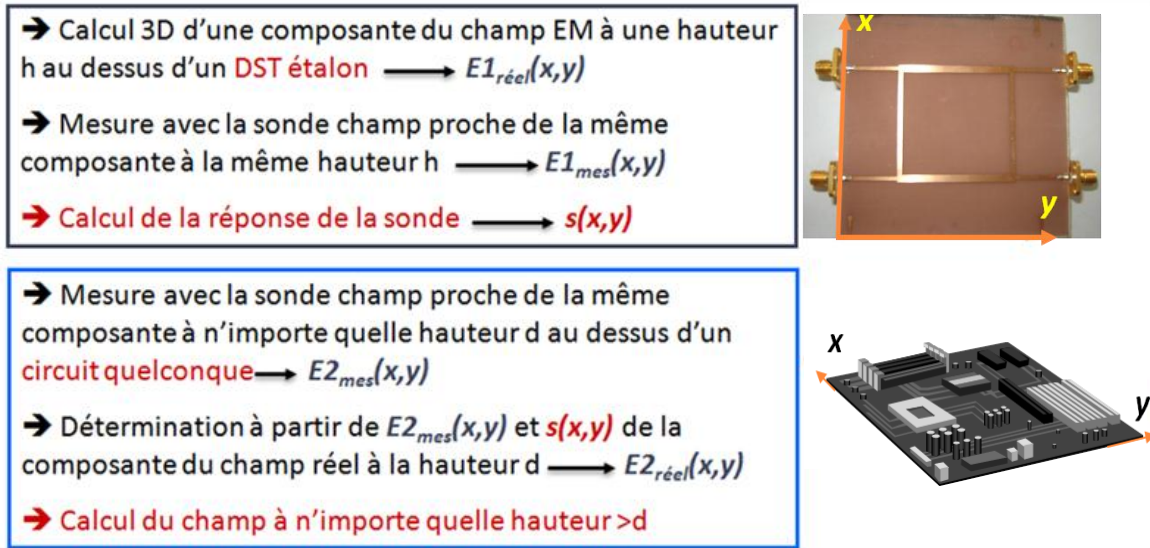


Figure 23 : Correction des mesures avec la réponse de la sonde

Puisque le système de mesure est linéaire (Figure 6), le champ mesuré $V(x, y)$ à une hauteur donnée, est le produit de convolution entre le champ simulé $E(x, y)$ et la réponse spatiale de la sonde $s(x, y)$. Cela se traduit dans le domaine spectral par un produit simple entre le spectre simulé et la réponse spectrale de la sonde (équation (12)).

$$\vec{F}_{mes}(k_x, k_y) = \vec{F}_{réel}(k_x, k_y) \times \vec{S}(k_x, k_y) \tag{12}$$

Le calcul de $\vec{F}_{mes}(k_x, k_y)$ et $\vec{F}_{réel}(k_x, k_y)$ se fait avec l'expression de l'équation (10).

Dans une première étape, nous avons prouvé de manière théorique, la validité de l'approche donnée par la Figure 23. Nous avons simulé le champ réel $E(x, y)$ avec CST Microwave Studio. Ensuite, à l'aide de l'équation (1), nous avons calculé le champ mesuré $V(x, y)$. Cette équation traduit l'intégration du champ électrique le long des brins du dipôle [7]. Le calcul est établi avec une longueur de dipôle de 10 mm. Les résultats présentés sur la Figure 24 confirment l'efficacité de cette technique pour supprimer l'effet de la fonction de transfert de la sonde dipôle.

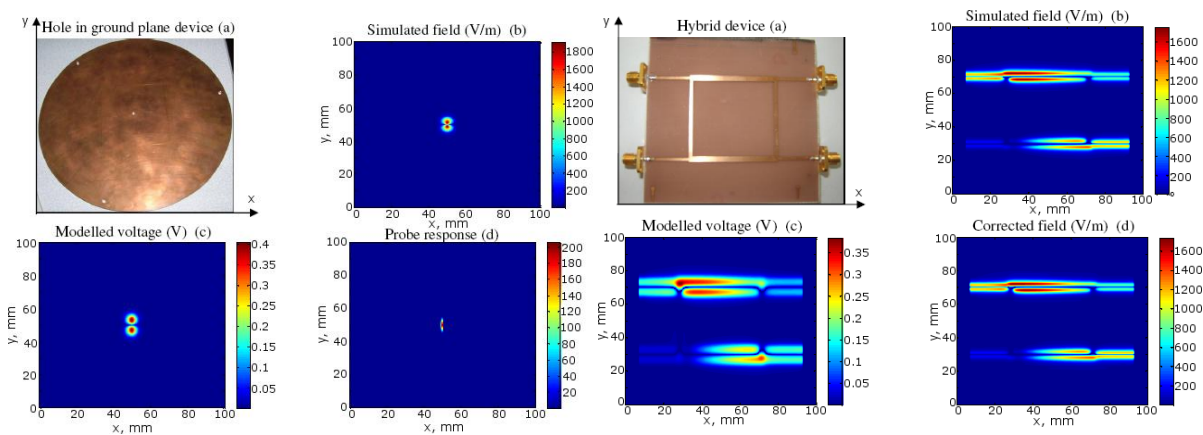


Figure 24 : Suppression de l'effet de la fonction de transfert de la sonde dipôle électrique avec la technique du spectre d'ondes planes.

Les erreurs relatives au positionnement de la sonde, à son orientation et à sa géométrie dégradent le signal mesuré. Les différents éléments de la chaîne de mesures (balun, câbles, ampli,...) rajoutent davantage d'incertitudes au signal mesuré. De plus, dans les zones où l'amplitude du champ est inférieure à la sensibilité de la chaîne de mesures, le signal mesuré est noyé dans le bruit. Pour toutes ces raisons [15], et afin de tenir compte uniquement de l'effet de la fonction de transfert de la sonde, nous avons simulé dans CST les deux grandeurs $V(x, y)$ et $E(x, y)$ entre un dipôle électrique de longueur 10 mm et le circuit de la Figure 25.

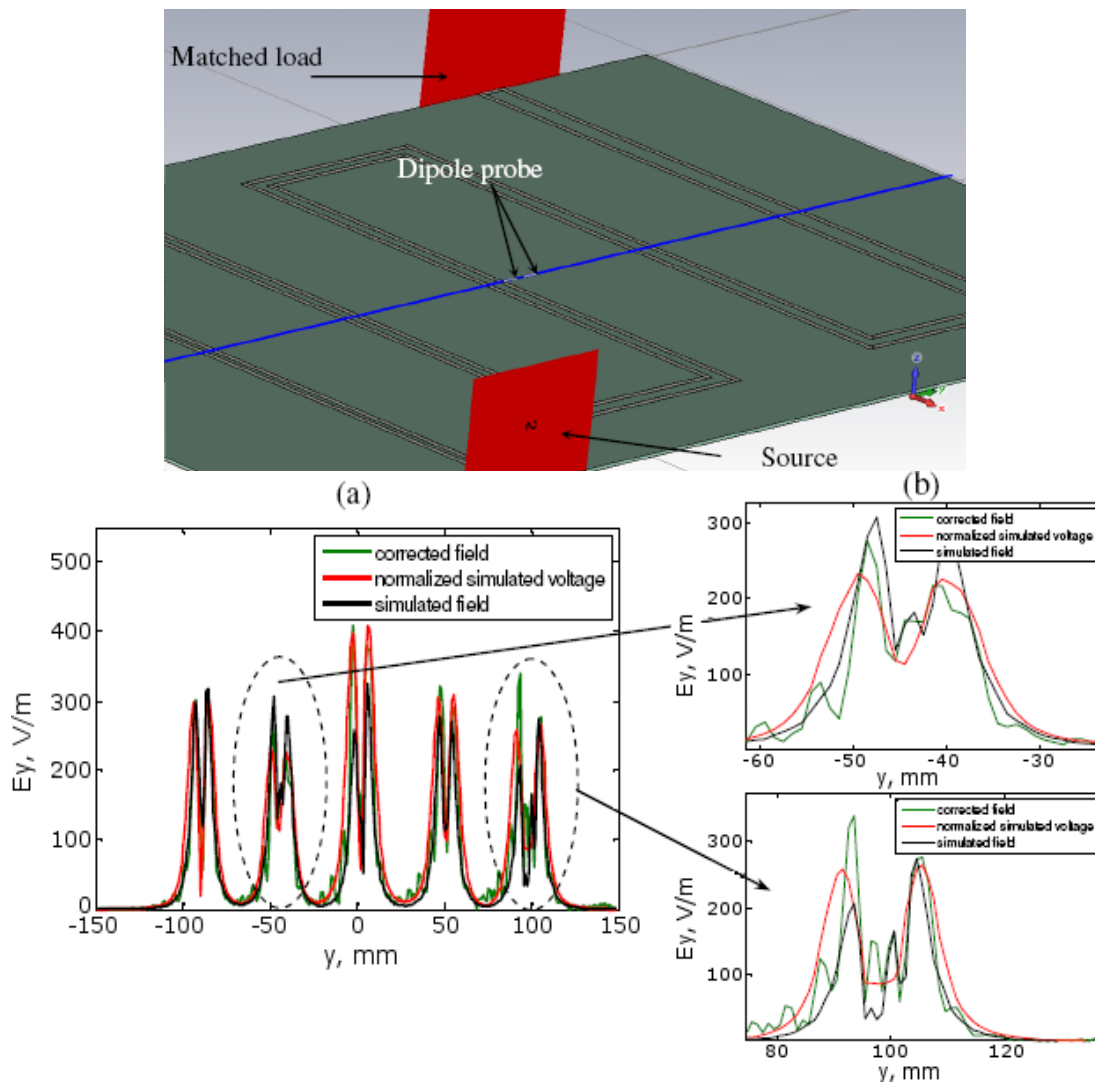


Figure 25 : Détection des sources de rayonnement

Les résultats obtenus montrent d'une part, que cette technique permet d'améliorer la résolution spatiale des sondes champ proche (voir Figure 25 (b)) et d'autre part, qu'elle présente une très grande sensibilité au bruit, principalement dans les zones de faible champ.

Enfin nous avons testé cette approche sur des mesures $V(x, y)$ réalisées avec le banc champ proche et des simulations $E(x, y)$ effectuées avec CST. Les résultats obtenus sont encourageants.

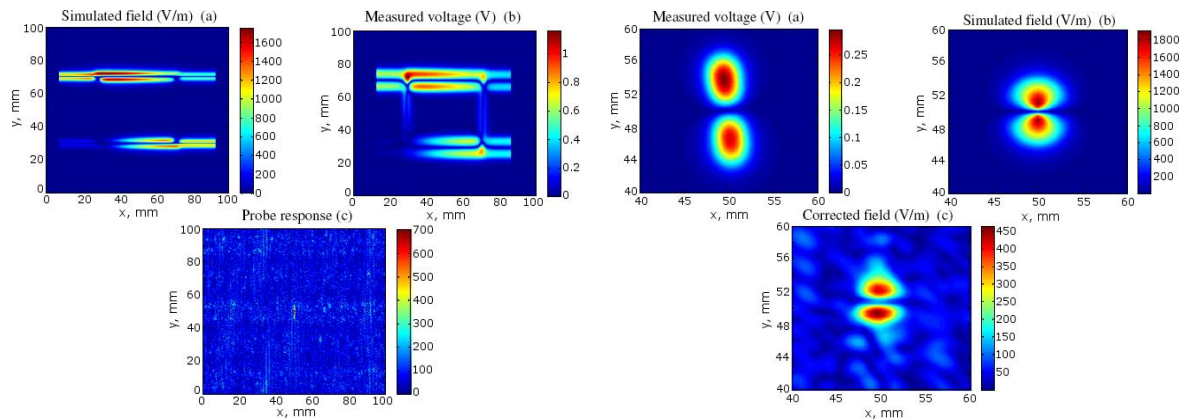


Figure 26 : Correction des mesures en champ proche avec le spectre d'ondes planes

II.4 Conclusion

Nous avons développé une méthodologie de caractérisation de sondes de mesure du champ proche. Les cinq paramètres considérés dans cette étude, menée sur la sonde dipôle électrique sont : la sélectivité, la sensibilité, le facteur d'antenne, la résolution spatiale et la bande de fréquence dans laquelle la sonde est opérationnelle. Ces caractérisations sont complétées par une étape de post-traitement, basée sur l'approche du spectre d'ondes planes, permettant de compenser l'effet de la fonction de transfert de la sonde. Dans un premier temps, nous avons montré de manière théorique, que cette méthode est très efficace pour la correction des résultats de mesures. Ensuite, nous l'avons appliquée à des mesures réelles réalisées respectivement avec un simulateur 3D et le banc champ proche de l'IRSEEM. Les résultats obtenus sont encourageants. Néanmoins, il reste nécessaire d'améliorer les algorithmes de reconstruction et de travailler sur les techniques de filtrage des mesures.

II.5 Disséminations

Rapports	Publications	Communications
	[P4]-[P6]-[P9]-[P10]	

III Modélisation tempo-fréquentielle des émissions rayonnées des circuits miniatures

III.1 Introduction

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet COSIP (Chip Package System Co-design) (2008^e- 2010). C'est un projet européen dont les partenaires principaux sont STMicroelectronics-France et Infineon-Allemagne (chef du projet). L'objectif principal était le développement de méthodologies de co-conception de systèmes intégrant des puces dans un boîtier. C'est-à-dire, créer une plate-forme de simulation globale tenant compte de tous les phénomènes physiques pouvant exister au sein d'un même système. Le rôle de l'IRSEEM dans ce projet était de travailler sur la modélisation des émissions rayonnées électromagnétiques des circuits miniatures à l'échelle des composants SiP (System in Package) et SOC (System On Chip) [16]. Ce travail a été confié au doctorant A. RAMANUJAN et moi-même en tant qu'encadrant.

Le progrès phénoménal réalisé par l'industrie des semi-conducteurs a permis non seulement l'intégration de plusieurs milliards de transistors sur une même puce mais également la possibilité de faire cohabiter de nombreuses technologies sur un seul substrat [17]. Ainsi des fonctions électroniques complexes ont vu le jour connues sous les noms de SOCs et de SiPs. Actuellement, il n'existe pas de plates-formes de simulation globale permettant de tenir compte des trois éléments constituant un SiP qui sont la puce, la carte et le boîtier. La conception et la réalisation de ces trois éléments se font de manière fractionnée. On ne tient pas compte, non plus, des phénomènes électromagnétiques qui peuvent altérer le bon fonctionnement d'un tel système. Simuler un tel bloc demande beaucoup de compétences en matière de simulateurs (physique, circuits, EM 3D, thermique,...) ainsi qu'en termes de ressources informatiques (capacité mémoire et temps de calcul), et tout cela passe absolument par l'élaboration de couplages entre les différents types de simulateurs.

Premièrement, nous avons étudié les aspects CEM présents dans les circuits miniatures de type SiP et SOC, et plus particulièrement les phénomènes radiatifs pouvant exister [18]. Dans une deuxième étape, nous nous sommes occupés de l'amélioration des méthodes de modélisation d'émissions rayonnées développées dans des travaux antérieurs à l'IRSEEM [19]-[20]-[21]-[22]-[23]. Ensuite, nous avons développé un nouveau modèle permettant de calculer le champ électromagnétique rayonné à partir de la connaissance seulement de deux composantes du champ magnétique au voisinage d'un DST passif micro-ondes. Cela est très intéressant du fait que la mesure du champ électrique n'est toujours pas établie [1]. Ce modèle est basé également sur la connaissance de la permittivité relative effective du milieu de propagation. Il a été appliqué à des circuits de mêmes dimensions que les SiPs et les SOCs et a donné entière satisfaction. Enfin nous avons montré que ce modèle mono-fréquence peut être étendu à un modèle tempo-fréquentiel.

Les résultats scientifiques issus du développement de ce projet sont divers et variés. Les plus intéressants sont :

- L'amélioration des méthodes de résolution numérique des problèmes mathématiques relatifs au modèle d'émissions rayonnées développé antérieurement à l'IRSEEM.
- Le développement d'un nouveau modèle d'émissions rayonnées mono-fréquence tenant compte de l'effet de la permittivité relative du substrat.

- L'extension de ce modèle mono fréquence à un modèle tempo-fréquentiel

III.2 Limites du modèle existant d'émissions rayonnées

Le premier modèle développé à l'IRSEEM (Figure 27), basé sur des dipôles électriques ou magnétiques élémentaires, prédit fidèlement le champ magnétique rayonné par le dispositif sous test [23]. Par contre ce même modèle donne un champ électrique bruité (Figure 29) avec une amplitude largement différente à celle du champ réel. Ce problème est probablement dû à l'approximation effectuée dans la procédure d'extraction des paramètres et à la méthode pseudo inverse [25] (équations (13)-(14)-(15)-(16)) qui sont inadaptées à la résolution des systèmes non linéaires [26].

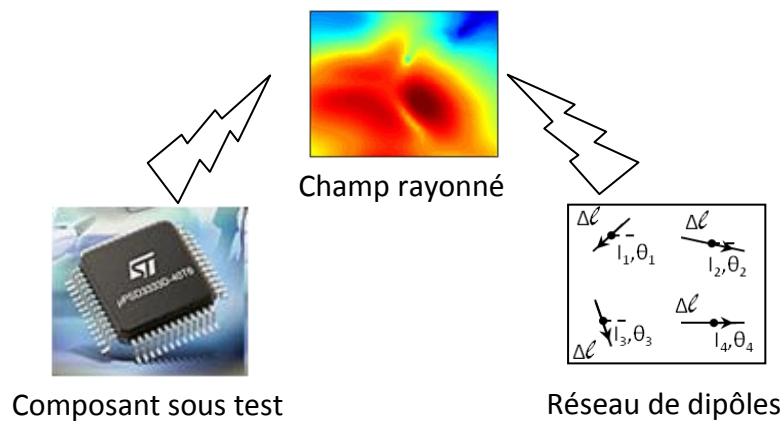


Figure 27 : Modèle d'émissions rayonnées

III.2.1 Nouvelle approche de modélisation

La nouvelle approche donne un modèle, constitué d'un réseau de dipôles électriques, capable de prédire le champ électromagnétique rayonné par un dispositif électronique de taille quelconque à partir de la connaissance seulement de deux composantes du champ magnétique proche et de la permittivité effective du milieu. Cette méthode met en œuvre une procédure d'optimisation basée sur la technique de Levenberg Marquardt [27]-[28]-[29], qui tient compte de la non linéarité du problème mathématique à résoudre, ainsi que du sens physique des paramètres à calculer.

III.2.1.1 Modèle basé sur un réseau de dipôles électriques

Le modèle utilise de nombreux dipôles électriques, uniformément répartis sur une surface équivalente à celle du DST dans le plan xy (Figure 28).

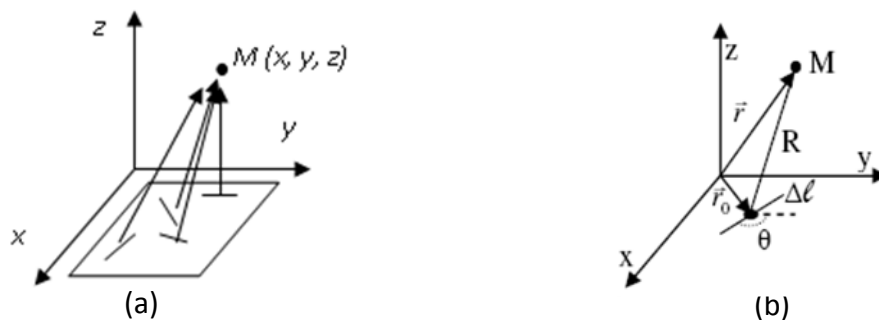


Figure 28 : Configuration d'un réseau de dipôles

Le rayonnement du champ magnétique total, en chaque point M de l'espace, est la somme vectorielle des champs magnétiques émis par tous les dipôles (Figure 28 (a)). Chaque dipôle est caractérisé par son orientation θ et transporte un courant I_0 [30]. La configuration d'un dipôle dans le modèle est présentée Figure 28 (b).

En un point M de l'espace, les trois composantes du champ magnétique, résultant du rayonnement d'un seul dipôle, sont données par les formules (13) ci-dessous. Elles sont dérivées du vecteur potentiel \vec{A} [7].

$$\begin{aligned} H_x &= \frac{I_0}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R^3} \Delta\ell(1 + jkR)\sin(\theta)(z - z_0) \\ H_y &= -\frac{I_0}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R^3} \Delta\ell(1 + jkR)\cos(\theta)(z - z_0) \\ H_z &= \frac{I_0}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R^3} \Delta\ell(1 + jkR)[\cos(\theta)(y - y_0) - \sin(\theta)(x - x_0)] \end{aligned} \quad (13)$$

avec k : le vecteur d'ondes, R : la distance entre le centre du dipôle (x_0, y_0, z_0) et le point d'observation $M(x, y, z)$, et $\Delta\ell$: la longueur du dipôle.

Afin de montrer l'intérêt de la nouvelle technique, nous commençons, tout d'abord, par rappeler le modèle d'émissions rayonnées développé, antérieurement à l'IRSEEM, dans le cadre d'une thèse soutenue en octobre 2007 [23]. Il permet de calculer uniquement le champ magnétique rayonné.

III.2.1.1.1 Modèle existant

Le modèle existant [23], consiste en l'utilisation de deux composantes seulement du champ magnétique (x et y dans ce cas) et en considérant le courant I_0 et l'orientation θ comme inconnus. La procédure de modélisation est divisée en deux étapes. Tout d'abord l'orientation de chaque dipôle est calculée, puis son courant est déterminé.

La formulation du problème est donnée sous la forme d'un système matriciel complexe :

$$\begin{aligned} [H_x]_{m \times 1} &= [\alpha_x \sin(\theta)]_{m \times p} \times [I_0]_{p \times 1} \\ [H_y]_{m \times 1} &= [\alpha_y \cos(\theta)]_{m \times p} \times [I_0]_{p \times 1} \end{aligned} \quad (14)$$

avec m le nombre de points de mesure dans le plan xy et p le nombre de dipôles utilisés pour la construction du modèle. Pour cette représentation, l'orientation θ de chaque dipôle est calculée par :

$\theta_i = \tan^{-1}\left(\frac{A_i}{B_i}\right)$, i varie de 1 à p . $[A]$ et $[B]$ sont déterminées avec l'algorithme pseudo-inverse de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [A] &= [\alpha_x]^{-1} \times [H_x] = [I_0 \sin(\theta)] \\ [B] &= [\alpha_y]^{-1} \times [H_y] = [I_0 \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (15)$$

Une approximation est faite sur θ en considérant uniquement la partie réelle du résultat complexe.

Une fois les orientations des dipôles sont connues, il sera possible de calculer leurs courants à partir du système ci-dessous :

$$I_0 = \begin{bmatrix} \alpha_x \sin(\theta) \\ \alpha_y \cos(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} H_x \\ H_y \end{bmatrix} \quad (16)$$

Ce modèle établi à partir des composantes tangentielles du champ magnétique est incapable de calculer le champ électrique rayonné par le DST comme le montre la Figure 29. Toutefois, ce champ électrique est tout aussi important que le champ magnétique.

L'équation qui donne le champ électrique est donnée ci-dessous [7] :

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} + \vec{\nabla} \left(\frac{\vec{\nabla} \times \vec{A}}{j\omega\mu\varepsilon} \right) \quad (17)$$

où ε (permittivité du milieu) = $\varepsilon_0\varepsilon_r$, ω est la fréquence angulaire en rad/s et μ (perméabilité du milieu) = $\mu_0\mu_r$, ε_r est la permittivité relative du milieu, μ_r est la perméabilité relative du milieu, ε_0 est la permittivité du vide = $8,8542 \times 10^{-12} F \cdot m^{-1}$ et μ_0 est la perméabilité du vide = $4\pi \times 10^{-7} N \cdot A^{-2}$. Nous donnons ci-dessous les trois composantes du champ électrique rayonné.

$$\begin{aligned} E_x &= -\frac{1}{4\pi} \frac{I_0}{j\omega\varepsilon} \frac{e^{-jkR}}{R^2} \Delta\ell \left[\frac{(x-x_0)(y-y_0)(k^2R^2-3-3jkR)\sin(\theta)}{R^3} - \cos(\theta) \left(\frac{1+jkR}{R} + \frac{(y-y_0)^2}{R^3} \right. \right. \\ &\left. \left. (k^2R^2-3-3jkR) \right) \right] + \frac{1}{4\pi} \frac{I_0}{j\omega\varepsilon} \frac{e^{-jkR}}{R^2} \Delta\ell \cos(\theta) \left[\frac{1+jkR}{R} + \frac{(z-z_0)^2}{R^3} (k^2R^2-3-3jkR) \right] \\ E_y &= \frac{1}{4\pi} \frac{I_0}{j\omega\varepsilon} \frac{e^{-jkR}}{R^2} \Delta\ell \left[\frac{(x-x_0)(y-y_0)(k^2R^2-3-3jkR)\cos(\theta)}{R^3} - \sin(\theta) \left(\frac{1+jkR}{R} + \right. \right. \\ &\left. \left. \frac{(x-x_0)^2}{R^3} (k^2R^2-3-3jkR) \right) \right] + \frac{1}{4\pi} \frac{I_0}{j\omega\varepsilon} \frac{e^{-jkR}}{R^2} \Delta\ell \sin\theta \left[\frac{1+jkR}{R} + \frac{(z-z_0)^2}{R^3} (k^2R^2-3-3jkR) \right] \\ E_z &= \frac{1}{4\pi} \frac{I_0}{j\omega\varepsilon} \frac{e^{-jkR}}{R^5} \Delta\ell (z-z_0) [(x-x_0)\cos(\theta) + (y-y_0)\sin(\theta)] (k^2R^2-3-3jkR) \end{aligned} \quad (18)$$

Nous présentons dans la Figure 29 des coupes transversales du champ modélisé et du champ simulé avec HFSS d'une ligne de transmission microruban à la fréquence 1 GHz.

Nous pensons, comme nous l'avons déjà souligné dans un paragraphe précédent, que l'approximation faite sur θ , en ne considérant que sa partie réelle, est à l'origine du bruit dans le calcul du champ électrique. Nous pensons également, que la différence d'amplitude est due à la non prise en compte de l'effet de la permittivité relative du substrat dans la modélisation.

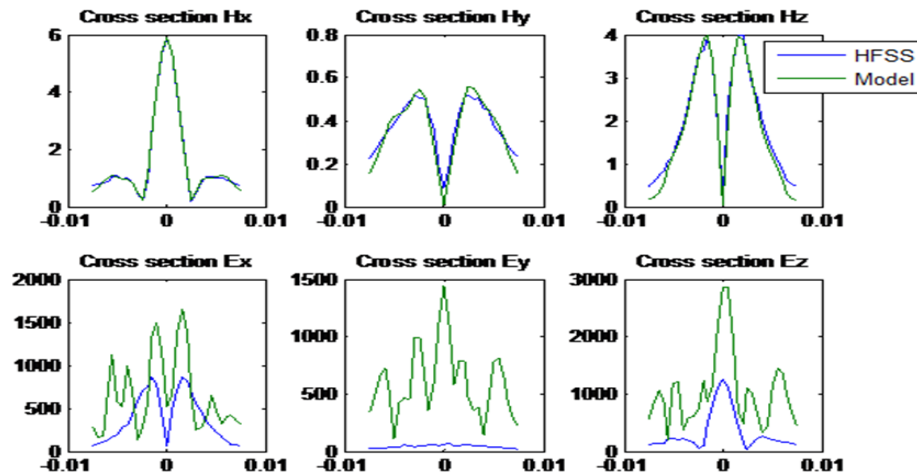


Figure 29 : Simulation et modélisation des champs H et E d'une ligne microruban à 1 GHz

III.2.1.1.2 Modèle proposé

Ce nouveau modèle est basé sur le même système d'équations (14) dont les données d'entrée sont les deux composantes tangentes du champ magnétique et les inconnus sont l'orientation θ et le courant I_0 . La différence réside dans la méthode d'extraction de ces deux paramètres et dans la prise en compte de la permittivité relative du substrat. Nous nous sommes appuyés sur des méthodes itératives de résolution de systèmes non-linéaires de type Newton-Raphson [24] pour déterminer θ et I_0 en imposant θ réel pendant les itérations.

III.2.1.1.2.1 Importance de la permittivité relative

Pour comprendre l'importance de l'effet de la permittivité relative dans ce nouveau modèle, un dipôle de longueur 1 mm, placé parallèlement à l'axe x , est simulé dans HFSS, dans une boîte d'air, puis dans un milieu de $\epsilon_r = 3,7588$. Les résultats sont montrés dans la Figure 30.

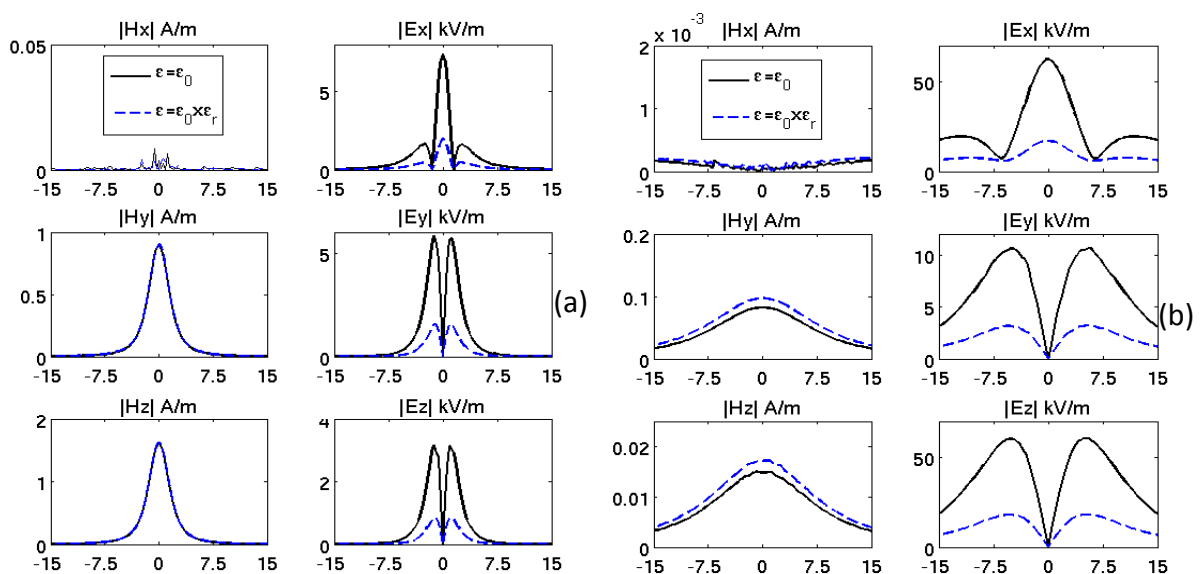


Figure 30 : Comparaison du champ EM rayonné à la fréquence 1 GHz par un dipôle placé dans une boîte de $\epsilon_r = 1$ et une boîte de $\epsilon_r = 3,7588$: (a) à 1 mm au-dessus du dipôle, (b) à 1 cm au-dessus du dipôle.

A la hauteur 1 mm , l'effet de la permittivité du milieu est important sur le champ électrique et est négligeable sur le champ magnétique. Quand on s'éloigne du dipôle (c-à-d. à la hauteur 1 cm), cet effet reste significatif sur le champ électrique et il devient également visible sur le champ magnétique. Nous concluons alors que la permittivité relative du milieu de propagation doit être prise en compte dans la modélisation. En outre, nous pouvons dire que le modèle existant est moins précis quand on s'éloigne de la structure rayonnante.

La Figure 31 montre une comparaison entre le champ électrique simulé avec HFSS et calculé avec les équations (18) d'un dipôle électrique placé dans un milieu de $\epsilon_r = 3,7588$.

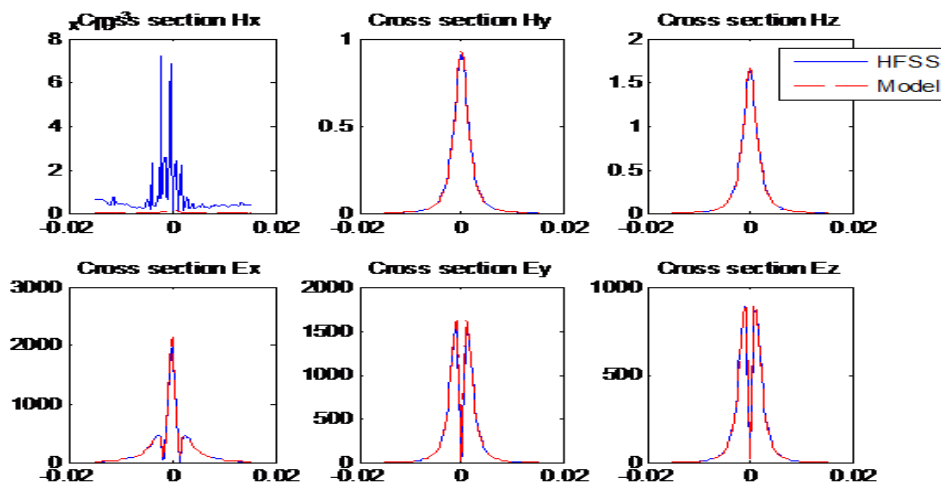


Figure 31 : Comparaison du champ EM d'un dipôle placé dans un milieu de $\epsilon_r = 3,7588$, simulé avec HFSS et calculé à partir des équations (18) dans MATLAB.

Nous constatons que lorsque la permittivité du matériau est prise en compte dans la modélisation, le champ électrique est en parfaite concordance avec celui de HFSS.

III.2.1.1.2.2 Nouvelle méthode d'extraction

Compte tenu des deux constatations précédentes concernant l'approximation faite sur θ et l'effet ignoré de la permittivité relative du substrat, une nouvelle méthode de modélisation a été développée. Désormais, nous considérons le système d'équations (14) comme étant non-linéaire et nous utilisons la méthode itérative de Levenberg-Marquardt pour déterminer les deux inconnus θ et I_0 tout en forçant θ réel pendant la résolution numérique.

La résolution se fait en partant d'un vecteur initial dont son choix est crucial pour la convergence de l'algorithme jusqu'au vecteur solution qui doit vérifier une certaine condition de précision imposée par l'utilisateur. Le système est divisé en sous-systèmes réelle et imaginaire, mais résolu simultanément. Le vecteur initial utilisé pour l'optimisation est calculé avec l'ancienne méthode qui donne une solution mathématiquement valable pour assurer la convergence.

III.2.1.1.2.3 Validation du nouveau modèle

Le modèle est d'abord validé sur une ligne microruban de dimensions d'environ 40 cm^2 . Le champ magnétique mesuré au-dessus de cette ligne (Figure 32) est utilisé pour construire le modèle. Cette ligne est également simulée sous les mêmes conditions avec HFSS pour avoir le champ électrique réel rayonné. Des dipôles de longueur 2 mm sont utilisés dans la modélisation. Des résultats encourageants ont été obtenus pour les champs magnétique

(Figure 33) et électrique (Figure 34). Nous notons que cette nouvelle méthode de modélisation permet de déterminer fidèlement les composantes significatives du champ EM.

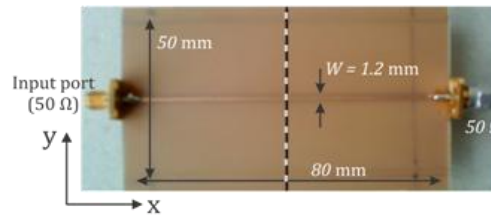


Figure 32 : Ligne microstrip : largeur $W = 1,2 \text{ mm}$, longueur $L = 80 \text{ mm}$, épaisseur du substrat $h = 0,8 \text{ mm}$, impédance caractéristique $= 50 \Omega$, permittivité du substrat $\epsilon_r = 4,4$, fréquence $f^\circ = 1 \text{ GHz}$.

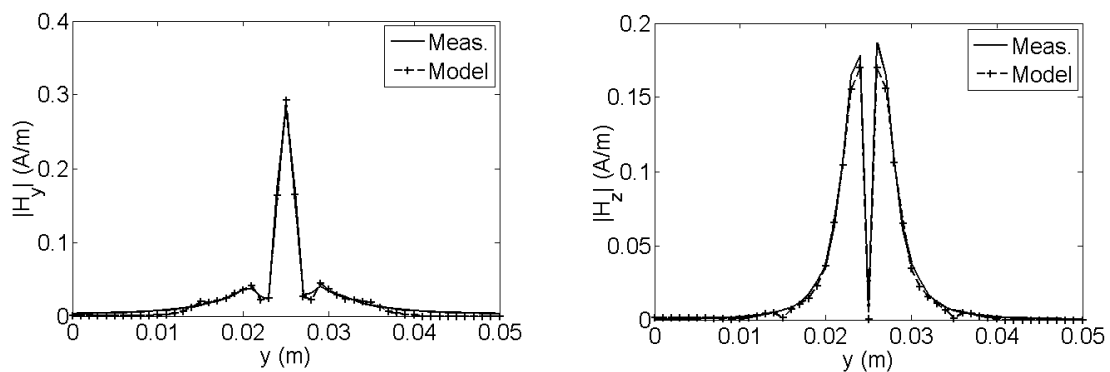


Figure 33 : Une coupe transversale du champ magnétique rayonné par la ligne microstrip

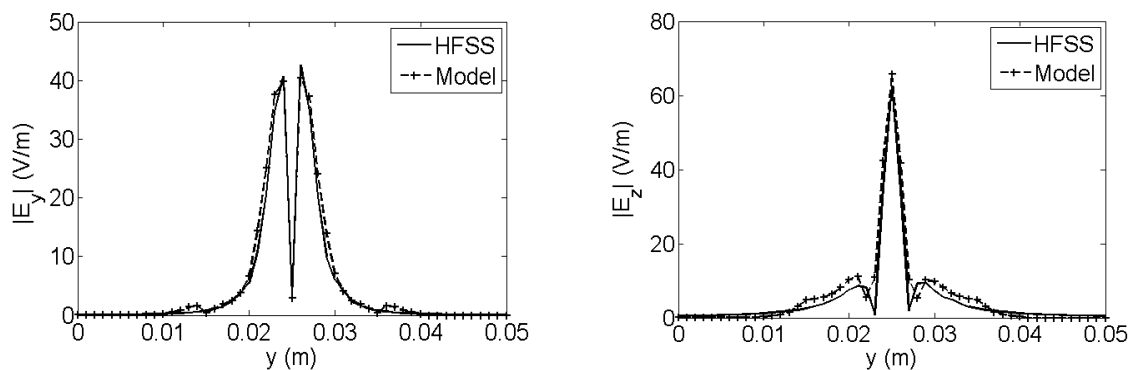


Figure 34 : Une coupe transversale du champ électrique rayonné par la ligne microstrip

L'étape suivante était l'application du modèle à des circuits miniatures de dimensions SiP ($\approx 20 - 30 \text{ mm}^2$). Une antenne patch ($L = W = 2,56 \text{ mm}^2$) utilisée dans les implants médicaux [31], résonnant à $31,5 \text{ GHz}$ a été conçue (Figure 35) et simulée dans HFSS. Elle est construite sur le substrat Duroid 6202 ($\epsilon_r = 3,02$, $h = 254 \mu\text{m}$, $\tan \delta = 0,015$) (voir Figure 35).

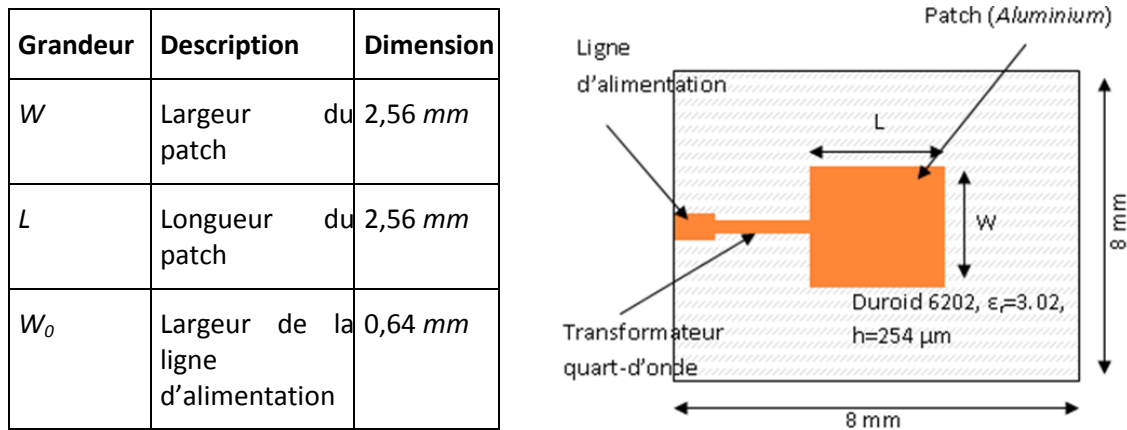


Figure 35 : Antenne patch miniature et ses dimensions

Le champ magnétique rayonné à $200 \mu\text{m}$ au-dessus de l'antenne est utilisé pour construire le modèle (378 dipôles de longueur $50 \mu\text{m}$ chacun). Les champs sont modélisés à une hauteur de 1 mm au-dessus de l'antenne (Figure 36). Nous constatons une excellente corrélation entre les champs EM simulé et modélisé, comme le montre la Figure 36.

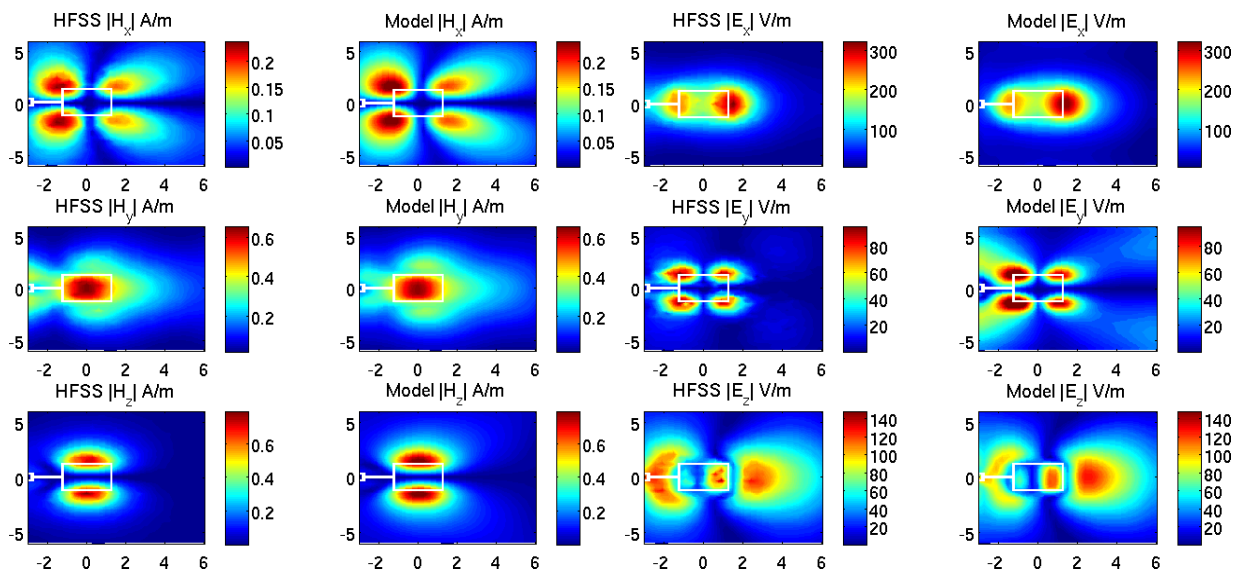


Figure 36 : Le champ EM simulé dans HFSS et modélisé à 1 mm au-dessus de l'antenne miniature

Le modèle est ensuite appliqué sur une antenne patch "on-chip" construite sur du silicium micro-usiné afin d'améliorer le rayonnement. La Figure 37 montre les caractéristiques de l'antenne. Nous avons considéré un substrat de silicium à haute résistivité (HRS) de permittivité relative $\epsilon_r = 11,7$, de conductivité $0,03 \text{ S/m}$ et d'épaisseur $787,4 \mu\text{m}$. Le patch et le plan de masse possèdent chacun une épaisseur de $2 \mu\text{m}$. La longueur d'antenne L et sa largeur W valent respectivement $4,74 \text{ mm}$ et 4 mm . La cavité de dimensions $10 \times 10 \times 0,6374 \text{ mm}^3$ et la longueur effective de l'antenne synthétisent une constante diélectrique effective d'environ $2,4 - j55\mu$. Une ligne d'alimentation micro-ruban de largeur $0,64 \text{ mm}$ et d'impédance caractéristique 50Ω est utilisée pour exciter le patch à la fréquence 20 GHz . Nous avons adapté la ligne d'alimentation à l'antenne patch en utilisant un transformateur quart d'onde.

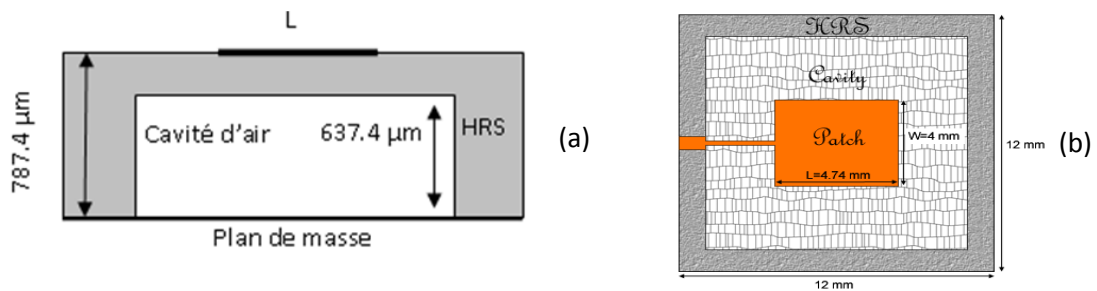


Figure 37 : Antenne patch "on-chip" (a) section (b) vue de haut

L'antenne est simulée dans HFSS afin de calculer les champs électrique et magnétique rayonnés. Les composantes du champ magnétique à la hauteur $200 \mu\text{m}$ sont utilisées pour l'extraction des paramètres des dipôles. La Figure 38 montre la géométrie de l'antenne patch associée au réseau de dipôles utilisés pour construire le modèle. 140 dipôles, de longueur $50 \mu\text{m}$ chacun sont utilisés pour la modélisation. Les dipôles contribuant à 95% du champ rayonné ont été retenus.

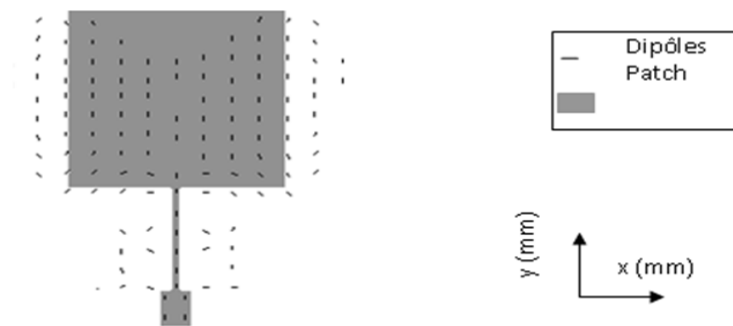


Figure 38 : Le modèle de l'antenne patch on-chip avec des dipôles au-dessus qui rayonne 95% du champ EM

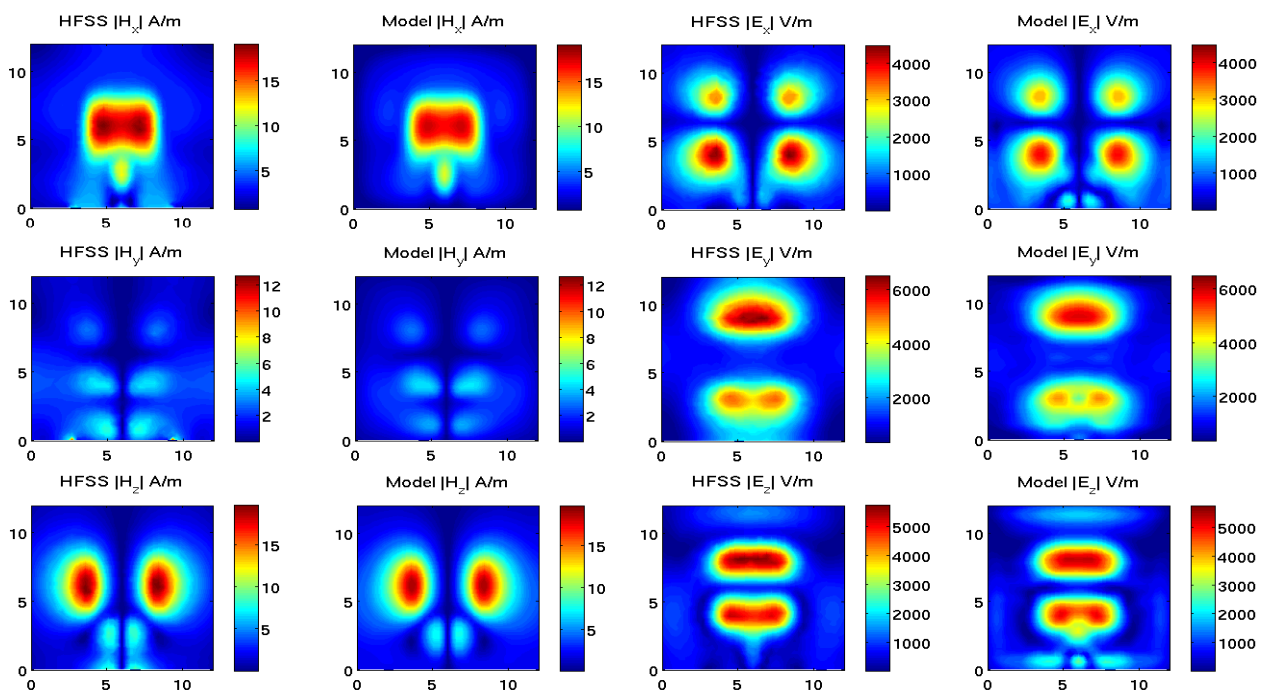


Figure 39 : Le champ EM simulé dans HFSS et modélisé à 1 mm au-dessus de l'antenne on-chip

Le champ EM modélisé, est comparé avec celui obtenu par simulation (Figure 39). Une bonne corrélation peut être observée entre les deux résultats. Nous concluons alors que le modèle est applicable aux dispositifs ayant les dimensions des circuits SiP et SOC.

III.2.2 Extension au modèle large bande

Un modèle large bande dans le domaine fréquentiel a été développé en se basant sur le nouveau modèle mono-fréquence. L'objectif principal de ce modèle est de caractériser le champ électromagnétique rayonné dans une large bande de fréquence. Par conséquent, cela conduit à la caractérisation du champ dans le domaine temporel [32]-[33]-[34]. L'idée de départ est d'émuler le comportement d'émissions rayonnées en temporel à partir des mesures champ proche fréquentielles pondérées par les coefficients de Fourier d'un signal d'excitation présumé. Nous avons choisi pour cela, un signal carré défini avec ses dix premières harmoniques [100 MHz, 300 MHz, ..., 1900 MHz] qui appartiennent toutes à la bande de fréquence de fonctionnement de la sonde utilisée. Les coefficients de Fourier de ce signal peuvent être tirés de l'équation (19). Il s'agit du terme $4/n\pi$ avec $n = 1,3, \dots, 19$.

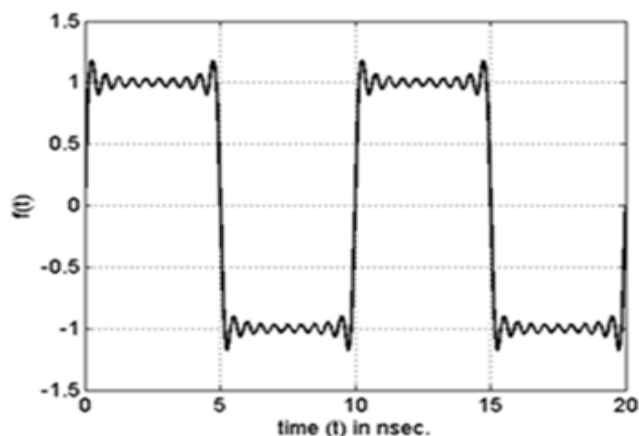


Figure 40 : Signal d'excitation émulé (dix premières harmoniques d'un signal carré)

$$f(t) = \sum_{n=1,3}^{19} \frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) \quad (19)$$

Pour valider l'approche mathématique, le champ temporel, à des instants prédéfinis d'une ligne microruban, a été calculé à partir des mesures fréquentielles et comparé avec des simulations temporelles effectuées avec CST MW Studio, en utilisant le signal d'excitation Figure 40. Nous avons obtenu des résultats satisfaisants comme le montre la Figure 41.

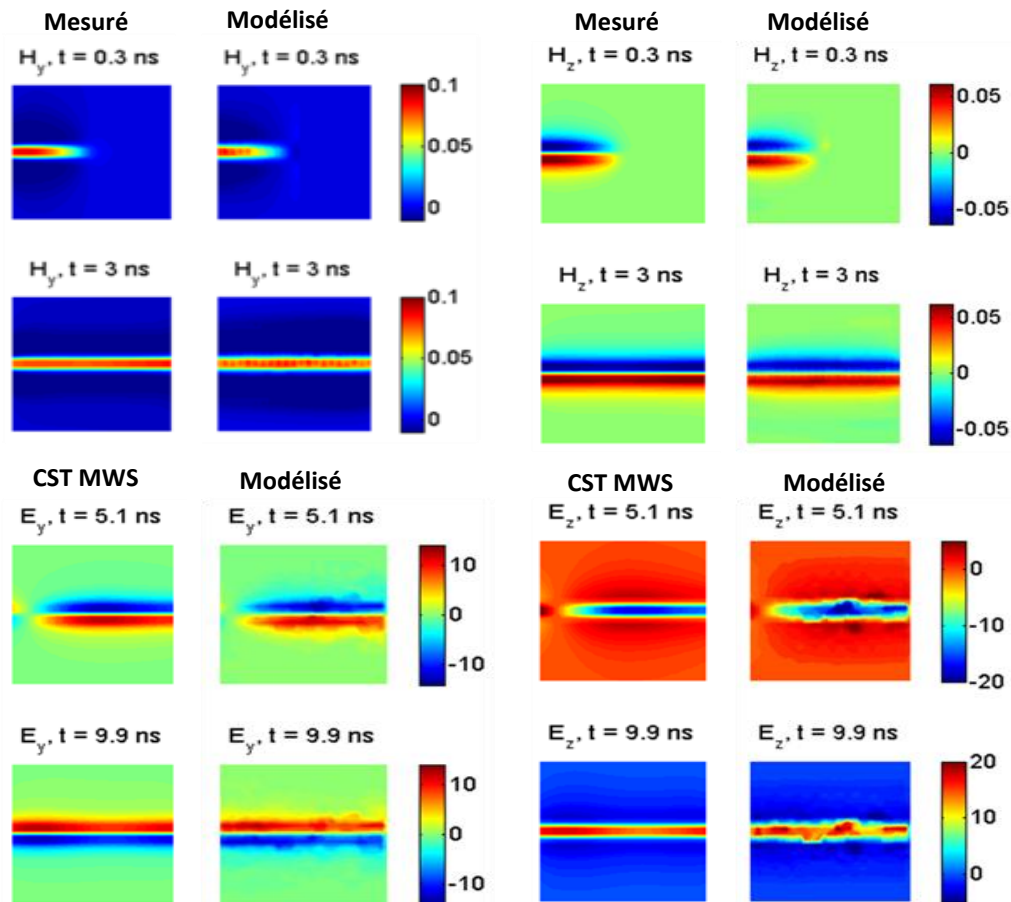


Figure 41 : Comparaison entre des composantes émulées et simulées du champ électromagnétique à 3 mm au-dessus d'une ligne microruban

Les paramètres de ce modèle large bande sont les mêmes que ceux du modèle mono-fréquence (I_0 et θ), avec I_0 évoluant en fonction de la fréquence. Afin d'extraire simultanément ces paramètres, une nouvelle méthode de modélisation a été mise en place. Les paramètres sont d'abord extraits à la fréquence fondamentale puis utilisés comme vecteur initial pour toutes les autres fréquences. Le principe de modélisation a été validé sur une ligne micro-ruban et un coupleur hybride 90° . Dans les deux cas, le champ magnétique mesuré a été utilisé pour construire le modèle dans une bande de fréquence allant de 100 MHz à 1900 MHz, avec 100 MHz comme fréquence fondamentale. Le champ électromagnétique rayonné dans le domaine temporel à plusieurs hauteurs a été modélisé et validé par des mesures (émulées ensuite en temporel) et par des simulations temporelles réalisées avec CST Microwave studio. Des résultats intéressants ont été obtenus. A titre d'exemple, la comparaison des résultats obtenus par modélisation des composantes temporelles H_x et E_y avec ceux obtenus par mesures et par simulations à la hauteur 10 mm au-dessus d'un coupleur hybride, est présentée sur la Figure 42 ci-dessous.

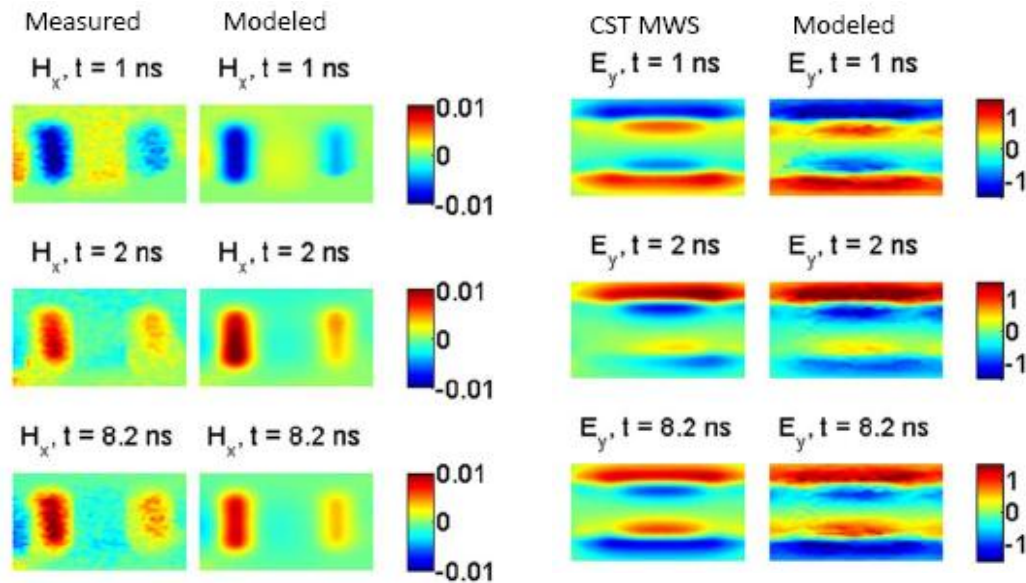


Figure 42 : Comparaison entre des composantes modélisées et mesurées (simulées) du champ électromagnétique à 10 mm au-dessus d'un coupleur hybride.

III.3 Conclusion

Dans ce travail de thèse, un nouveau modèle mono-fréquence basé sur un réseau de dipôles électriques a été développé afin de prédire fidèlement le champ électromagnétique d'un dispositif passif micro-onde à différentes hauteurs. Celui-ci, contrairement à l'ancien modèle, utilise un algorithme d'optimisation basé sur la méthode de Levenberg-Marquardt pour extraire les paramètres inconnus du modèle, tout en conservant leur sens physique. Il est déterminé uniquement à partir des caractéristiques du champ magnétique mesuré et de la valeur de la permittivité effective du dispositif sous test. Il a été validé sur de nombreux circuits électroniques de tailles différentes allant de quelques mm^2 jusqu'à plusieurs cm^2 . En se basant sur ce modèle, un modèle large bande a été également développé capable de prédire les émissions rayonnées des dispositifs électroniques dans le domaine temporel. Dans un premiers temps, des mesures conventionnelles champ proche, sur une ligne microstrip, moyennant l'analyseur de réseau ont été réalisées sur une large bande de fréquence et transformées dans le domaine temporel. La comparaison avec des simulations temporelles a été convenable. Par la suite, l'extraction des paramètres du modèle large bande a été faite pour toutes les fréquences simultanément en utilisant la même technique du modèle mono-fréquence. Ce modèle a été validé respectivement sur une ligne microstrip et un coupleur hybride 90° .

III.4 Disséminations

Rapports	Publications	Communications
	[P3]-[P7]-[P8]-[M1]	[C3]-[C4]-[C10]-[C11]-[C17]

IV Modélisation de couplages entre des circuits rayonnants et des lignes de transmission

IV.1 Introduction

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet E-CEM (Compatibilité ElectroMagnétique des systèmes d'Énergie) (janvier 2011 - décembre 2013). Il rentre dans le contexte du programme VTT (Véhicule pour les Transports Terrestres) [35] de l'ANR (Agence Nationale de la Recherche). Les partenaires du projet sont des industriels (Valeo, RENAULT et CEDRAT) et des académiques (Ampère, IRSEEM, G2ELAB et SATIE). L'objectif principal de ce projet était de développer des modèles CEM (émissions parasites et immunités aux perturbations EM) des composants et équipements des systèmes embarqués dans l'automobile afin de prédire et éventuellement, optimiser le comportement électromagnétique de l'ensemble pendant la phase de conception. L'implication de l'IRSEEM consistait à la prédiction du couplage en champ proche entre des composants complexes 3D et des interconnexions voisines. Les acteurs principaux ont été moi-même qui ai assuré, en qualité d'encadrant, le suivi des travaux de thèse de H. SHALL, ainsi que les travaux de stage de fin d'études de K. ALAMEH.

L'augmentation de la densité d'intégration [36], la cohabitation de l'électronique de puissance avec l'électronique de signal dans un espace limité tel que l'automobile, ainsi que l'apparition de ce qu'on appelle « tout électrique » [37], engendrent des nouvelles contraintes de conception vis-à-vis de la CEM. Les perturbations peuvent se propager soit en mode conduit [38], soit en mode rayonné [39]. En effet, il est essentiel de comprendre et d'analyser le comportement électromagnétique de chaque dispositif appartenant au système complet afin de discerner toutes les interférences électromagnétiques qui peuvent nuire à son bon fonctionnement et présager ainsi toutes les protections nécessaires avant la phase de réalisation.

A l'IRSEEM, nous avons travaillé sur le développement d'une approche de modélisation permettant une meilleure prédiction des interférences électromagnétiques entre des éléments rayonnants et des interconnexions en champ proche. La méthodologie proposée est divisée en deux principales étapes dont la première consiste à représenter la structure rayonnante par un modèle d'émissions rayonnées 3D et la seconde utilise ce dernier pour calculer le couplage avec des interconnexions situées dans la zone du champ proche.

Les résultats obtenus suite aux travaux réalisés dans ce projet sont importants et nombreux :

- L'automatisation du banc de mesure champ proche de l'IRSEEM permettant de réaliser des mesures 3D sur les cinq faces d'un parallélépipède entourant le DST.
- La prédiction du couplage en champ proche entre un circuit perturbateur et une ligne de transmission (câble au-dessus d'un plan de masse) utilisant plusieurs formalismes mathématiques.
- La prédiction du couplage en champ proche entre un circuit perturbateur et une ligne PCB utilisant plusieurs formalismes mathématiques.

IV.2 Adaptation du banc champ proche de l'IRSEEM pour une mesure 3D

La Figure 2 présente le schéma synoptique du banc champ proche de l'IRSEEM. Le déplacement des sondes de mesure, l'acquisition des données ainsi que la définition de la surface de scan sont commandés par un PC à travers une interface utilisateur développée sous Labwindows/CVI [40]. Jusque-là, cette surface peut être définie avec trois points (Figure 43) selon deux directions de l'espace seulement, ce qui est largement suffisante pour caractériser le rayonnement EM des circuits planaires (voir chapitres II et III).

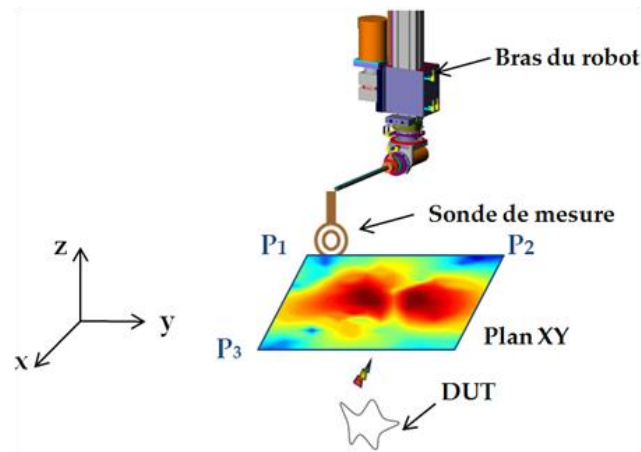


Figure 43 : Principe de la mesure 2D

En revanche, pour le cas des composants électroniques ayant des formes géométriques 3D, le champ EM rayonné total est obtenu en considérant les différentes faces de ces composants. La Figure 44 présente toutes les faces entourant le DST en géométrie 3D. Cinq faces du parallélépipède sont considérées (XY, XZ2, XZ4, YZ3, YZ5), la sixième face n'est pas prise en compte puisqu'elle se situe en général en dessous du plan de masse du DST. Par conséquent, son rayonnement EM total est souvent négligeable devant la contribution des autres faces.

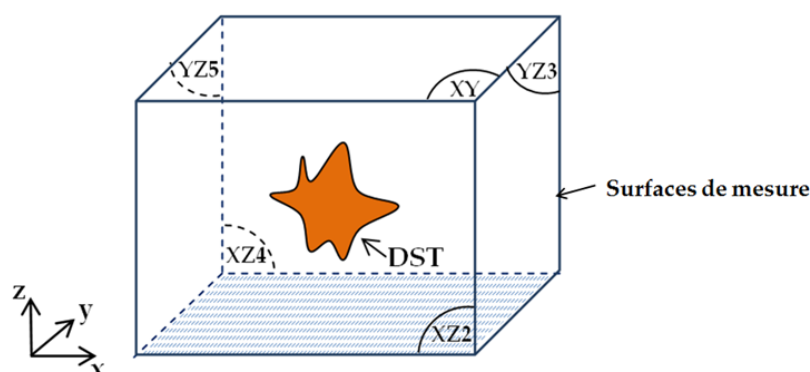


Figure 44 : Surfaces de mesure en 3D

Afin d'obtenir des mesures champ proche 3D avec la technique de mesure 2D (Figure 43), nous sommes obligés d'effectuer un balayage pour chacune des cinq faces. En conclusion, cinq scans pour chaque composante du champ EM doivent être accomplies. Pour chaque face considérée, il faut définir manuellement trois points de référence (Figure 43) pour pouvoir lancer un scan automatique 2D. Par conséquent, des problèmes de discontinuités

peuvent apparaître entre les différentes faces, puisque les mêmes points de référence pour deux faces adjacentes peuvent être légèrement différents.

Pour remédier à ce problème, nous avons apporté une évolution à la technique de mesure 2D pour pouvoir effectuer un scan automatique 3D. La Figure 45 décrit le principe de la mesure 3D. Cette dernière se fait sur les cinq surfaces (Figure 44) d'un volume parallélépipédique entourant le DST.

Pour effectuer une telle mesure, quatre points de référence P_1 , P_2 , P_3 et P_4 sont nécessaires pour délimiter la zone de scan entourant le DST.

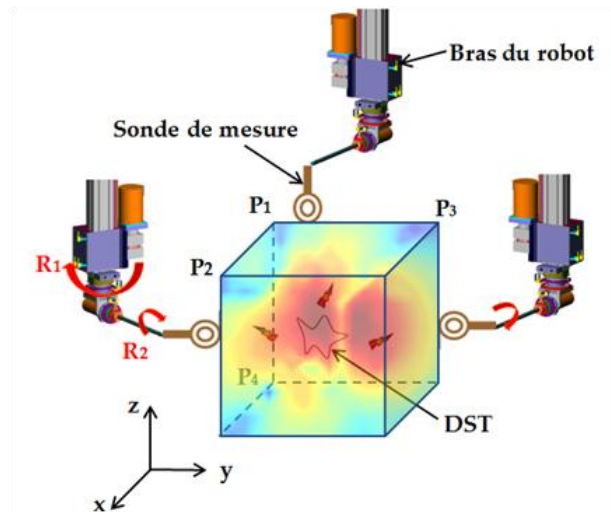


Figure 45 : Principe de la mesure 3D

Nous avons testé le circuit de la Figure 46 (il s'agit d'un arceau carré placé au-dessus d'un plan de masse), en comparant les résultats de mesure issus de la mesure 3D complètement automatisée et les cartographies de la méthode traditionnelle 2D (cinq mesures indépendantes pour les cinq faces). La Figure 47 présente les résultats obtenus pour la composante tangentielle H_x du champ magnétique.

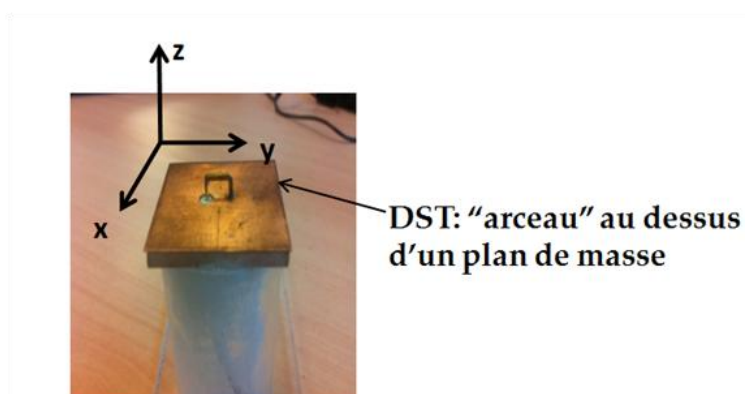


Figure 46 : Le circuit testé

Les résultats montrent que la nouvelle méthode de mesure apporte des améliorations remarquables pour remédier aux problèmes de discontinuités entre les différentes faces des cartographies champ proche 3D. Par conséquent, ces résultats offrent une meilleure

précision pour la prédiction du rayonnement EM sur les surfaces d'autres volumes plus grands : modélisation 3D des émissions rayonnées.

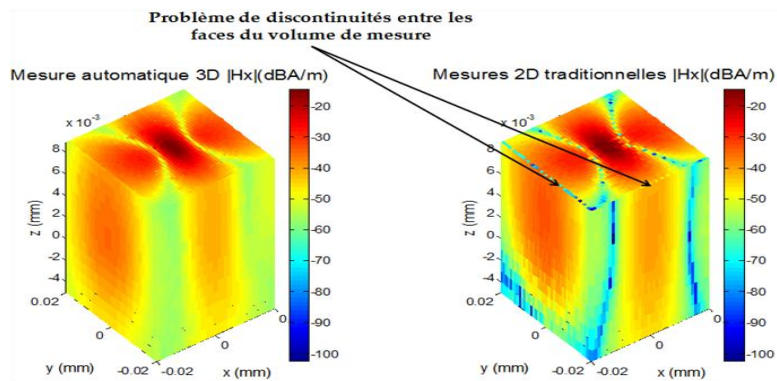


Figure 47 : Comparaison des résultats de mesure champ proche 3D et 2D

IV.3 Modélisation 3D des émissions rayonnées des dispositifs électroniques

Vu la complexité et la diversité des formes géométriques 3D des composants intégrés dans les cartes électroniques et plus particulièrement dans les modules de l'électronique de puissance, la prédiction du rayonnement EM sur les faces latérales de ces composants devient nécessaire pour prédire avec précision les interférences EM avec d'autres structures ou des interconnexions adjacentes. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés à la modélisation du rayonnement EM dans tout l'espace 3D entourant le DST.

Tout d'abord, nous présentons le principe du modèle d'émission 3D et la méthodologie de modélisation associée à la description du problème mathématique. Ensuite, nous montrons des exemples d'application qui ont permis la validation des modèles 3D développés.

IV.3.1 Principe de l'approche 3D

Le principe de la modélisation 3D, entrepris pour la première fois à l'IRSEEM dans le travail de thèse de Prescilla FERNANDEZ LOPEZ [41], est principalement inspiré de l'approche 2D décrite dans la section III. En effet, le rayonnement EM du DST est modélisé par un réseau de dipôles électriques et magnétiques. Ces derniers sont répartis sur les surfaces d'un volume délimitant les dimensions du DST (Figure 48). Ces sources équivalentes rayonnent le même champ EM que le DST sur les surfaces d'autres volumes plus grands.

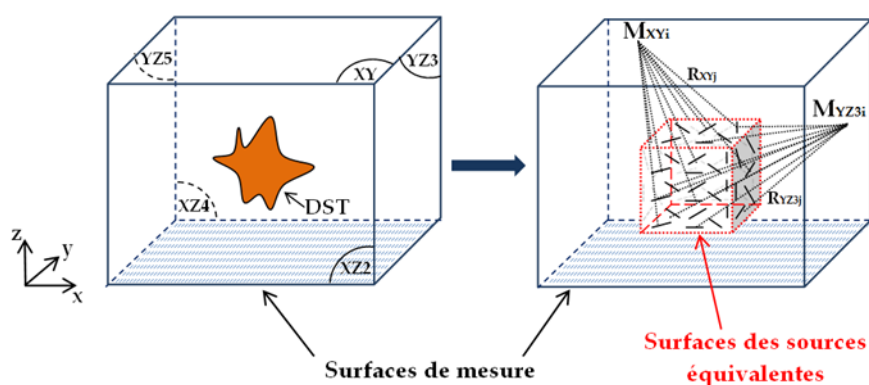


Figure 48 : Principe de l'approche de modélisation 3D

Les paramètres des sources équivalentes (courants parcourant les dipôles et leurs orientations) peuvent être déterminés à partir des composantes tangentielles du champ EM sur les surfaces du volume des mesures (Figure 48). Autrement dit, la détermination des inconnues du modèle 3D peut être accomplie à l'aide des cartographies du champ EM, en amplitude et en phase, réalisées sur les surfaces du volume des mesures.

IV.3.2 Description mathématique

La formulation mathématique du modèle est principalement déterminée à partir des expressions analytiques du potentiel vecteur électrique \vec{F} et du potentiel vecteur magnétique \vec{A} données dans [7]. Ces deux quantités dépendent respectivement de la densité de courant électrique $J(I_e)$ pour le dipôle électrique et la densité de courant magnétique $M(I_m)$ pour le dipôle magnétique. La représentation des différents paramètres de ces deux types de dipôles est exposée dans la Figure 49.

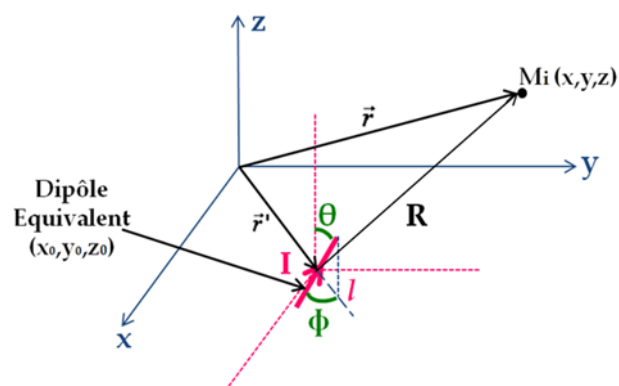


Figure 49 : Représentation d'un dipôle équivalent dans l'espace 3D

avec :

- $M_i(x, y, z)$ est le point d'observation où les différentes composantes du champ EM sont évaluées.
- (x_0, y_0, z_0) sont les coordonnées du centre du dipôle équivalent.
- R est la distance entre le point d'observation M_i et le centre du dipôle équivalent.
- $I(I_e/I_m)$ est le courant électrique ou magnétique qui parcourt le dipôle équivalent.
- $l(l_e/l_m)$ est la longueur du dipôle équivalent (électrique/magnétique).
- $\phi(\phi_e/\phi_m)$ est l'orientation du dipôle équivalent en azimut (électrique/magnétique).
- $\theta(\theta_e/\theta_m)$ est l'orientation du dipôle équivalent en élévation (électrique/magnétique).

Nous donnons ci-dessous le système matriciel à résoudre correspondant au modèle 3D des Figure 48 et Figure 49.

$$\begin{bmatrix} [H_x] \\ [H_y]_{XY} \\ [H_{x2}] \\ [H_{z2}]_{XZ2} \\ [H_{y3}] \\ [H_{z3}]_{YZ3} \\ [H_{x4}] \\ [H_{z4}]_{XZ4} \\ [H_{y5}] \\ [H_{z5}]_{YZ5} \\ [E_x] \\ [E_y]_{XY} \\ [E_{x2}] \\ [E_{z2}]_{XZ2} \\ [E_{y3}] \\ [E_{z3}]_{YZ3} \\ [E_{x4}] \\ [E_{z4}]_{XZ4} \\ [E_{y5}] \\ [E_{z5}]_{YZ5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \dots & \alpha_{1,s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{r,1} & \dots & \alpha_{r,s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_e \sin \theta_e \sin \phi_e] \\ [I_e \sin \theta_e \cos \phi_e]_{XY, \theta_e = \pi/2} \\ [I_e \sin \theta_e \cos \phi_e] \\ [I_e \cos \theta_e]_{XZ2, \phi_e = 0} \\ [I_e \sin \theta_e \sin \phi_e] \\ [I_e \cos \theta_e]_{YZ3, \phi_e = \pi/2} \\ [I_e \sin \theta_e \cos \phi_e] \\ [I_e \cos \theta_e]_{XZ4, \phi_e = 0} \\ [I_e \sin \theta_e \sin \phi_e] \\ [I_e \cos \theta_e]_{YZ5, \phi_e = \pi/2} \\ [I_m \sin \theta_m \sin \phi_m] \\ [I_m \sin \theta_m \cos \phi_m]_{XY, \theta_m = \pi/2} \\ [I_m \sin \theta_m \cos \phi_m] \\ [I_m \cos \theta_m]_{XZ2, \phi_m = 0} \\ [I_m \sin \theta_m \sin \phi_m] \\ [I_m \cos \theta_m]_{YZ3, \phi_m = \pi/2} \\ [I_m \sin \theta_m \cos \phi_m] \\ [I_m \cos \theta_m]_{XZ4, \phi_m = 0} \\ [I_m \sin \theta_m \sin \phi_m] \\ [I_m \cos \theta_m]_{YZ5, \phi_m = \pi/2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

où : les éléments de la matrice $\alpha_{i,j}$ sont des constantes qui dépendent des paramètres fixes et prédéfinis du modèle (la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ) de l'air, $l_e, l_m, (x_0, y_0, z_0), R$, fréquence de fonctionnement (ω)), avec $r/4$ est le nombre de points où les différentes composantes tangentielles du champ EM sont mesurées et $s/2$ est le nombre total des dipôles distribués sur les surfaces des sources équivalentes (Figure 48). Les composantes ($H_x, H_y, \dots, E_{y5}, E_{z5}$) définies dans le premier vecteur représentent la contribution des deux types de sources électriques et magnétiques. Ainsi, les différentes composantes du champ EM sont évaluées en considérant la contribution de tout le réseau de dipôles

Les paramètres inconnus sont les courants I_e et I_m , les orientations en élévation θ_e et θ_m et les orientations en azimut ϕ_e et ϕ_m respectivement pour les deux types de sources électriques et magnétiques.

La résolution du système (20) nécessite plusieurs étapes de manipulation mathématique. Premièrement, une normalisation des matrices a été effectuée pour avoir un système bien conditionné. Ensuite, la méthode d'inversion au sens des moindres carrés (disponible dans Matlab sous la forme "/") a été utilisée pour calculer les orientations θ et ϕ puis, les courants électriques et magnétiques I_e et I_m .

IV.3.3 Validation du modèle 3D

Nous avons validé l'approche de modélisation 3D, entre autres, sur une structure simple en comparant les résultats de modélisation avec la simulation EM. Le dispositif sous test est "l'arceau 3D" de la Figure 46. Il possède deux extrémités : une est connectée directement au plan de masse (court-circuitée) et la deuxième sert de port d'excitation.

Les dimensions de la structure sont $30 \text{ mm} (x) \times 30 \text{ mm} (y) \times 4 \text{ mm} (z)$. Pour cela, le volume des sources équivalentes est choisi de façon à garder les mêmes dimensions géométriques que l'arceau. Les cartographies du champ EM réalisées sur les surfaces d'un volume de dimension $40 \text{ mm} (x) \times 40 \text{ mm} (y) \times 14 \text{ mm} (z)$ ont servi pour construire le modèle. La validation est effectuée en comparant le rayonnement EM des sources équivalentes avec le rayonnement EM simulé sur les surfaces d'un volume de dimensions $50 \text{ mm} (x) \times 50 \text{ mm} (y) \times 24 \text{ mm} (z)$.

Les étapes de modélisation des émissions rayonnées de l'arceau 3D sont présentées dans le digramme de la Figure 50. La valeur de la fréquence de fonctionnement 30 MHz est arbitrairement choisie comme exemple d'illustration.

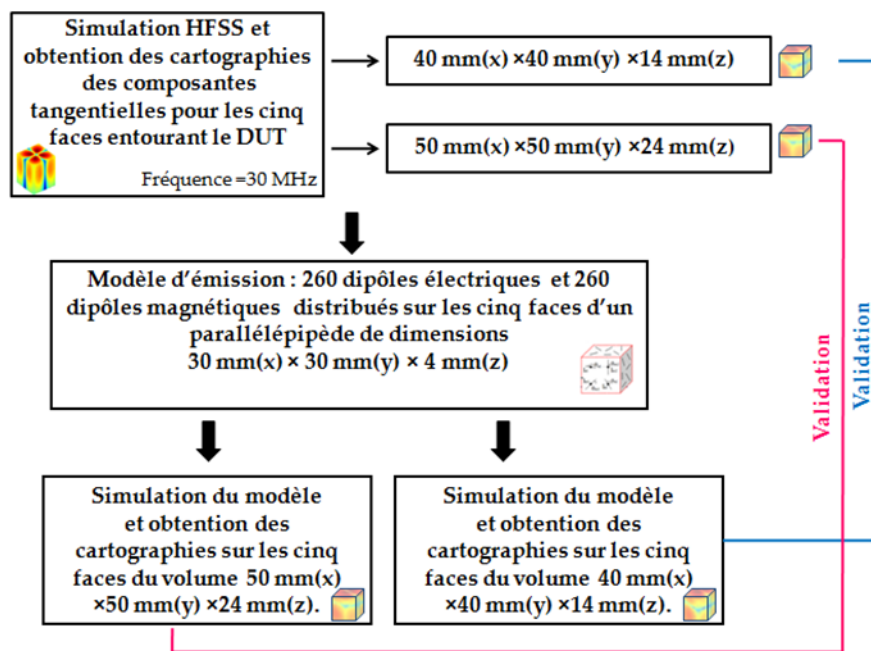


Figure 50 : Etapes de modélisation 3D de l'arceau

Dans un premier temps, nous considérons pour la construction du modèle, un dipôle électrique et un dipôle magnétique en chaque point de mesure des cinq faces délimitant les dimensions du DST. Ensuite, le nombre de sources équivalentes est ajusté de façon à ce que le pourcentage d'erreur (équation (21)) entre le champ EM modélisé et simulé ne dépasse pas une certaine précision fixée par l'utilisateur.

$$erreur(\%) = \sum_{i=1}^M \left(\frac{|(H/E)_{sim}(M_i) - (H/E)_{mod}(M_i)|^2}{\sum_{i=1}^M |(H/E)_{sim}(M_i)|^2} \right) \quad (21)$$

Pour une précision égale à 4 % nous avons obtenu 260 dipôles électriques et 260 dipôles magnétiques distribués sur les cinq surfaces des sources équivalentes (Figure 50). Le modèle est ensuite utilisé pour calculer le champ EM sur le volume de validation ($50 \text{ mm} \times 50 \text{ mm} \times 24 \text{ mm}$). Les Figure 51, Figure 52, Figure 53 et Figure 54 illustrent les résultats de comparaison.

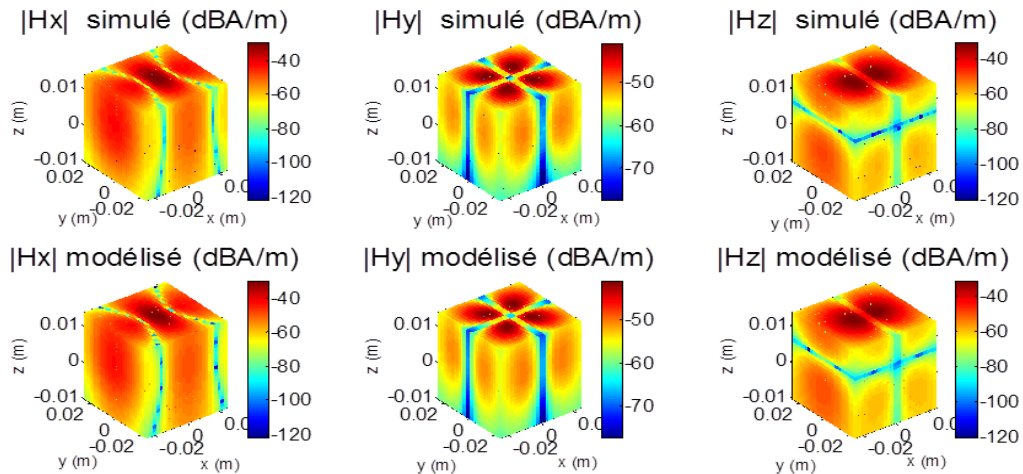


Figure 51 : Comparaison entre les amplitudes des trois composantes simulées et modélisées du champ magnétique sur le volume de validation

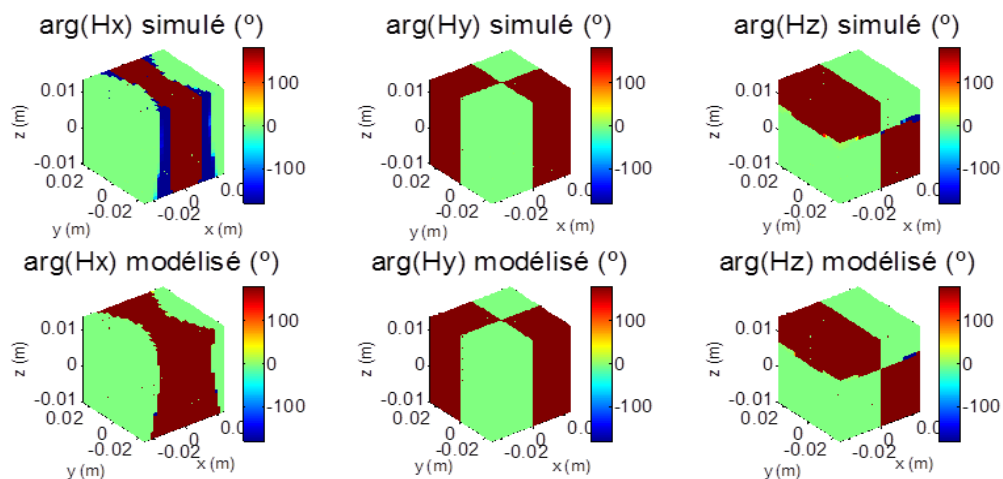


Figure 52 : Comparaison entre les phases des trois composantes simulées et modélisées du champ magnétique sur le volume de validation

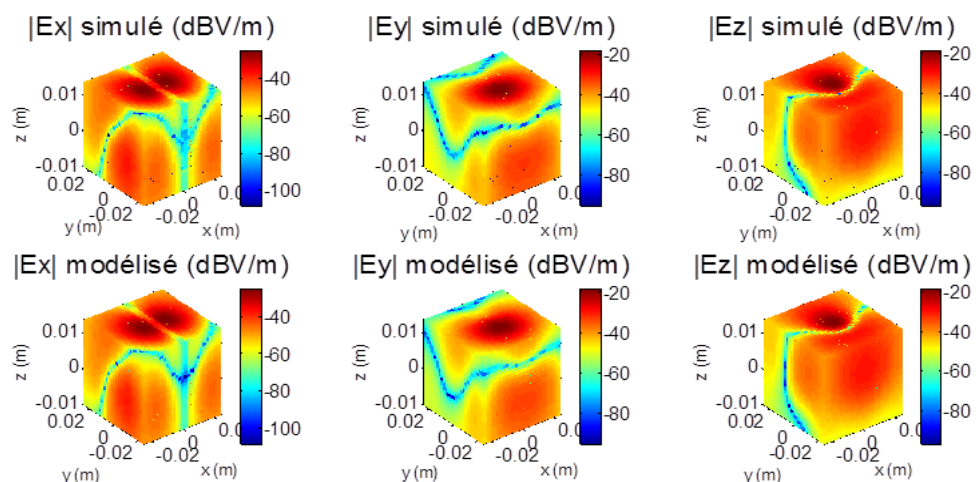


Figure 53 : Comparaison entre les amplitudes des trois composantes simulées et modélisées du champ électrique sur le volume de validation

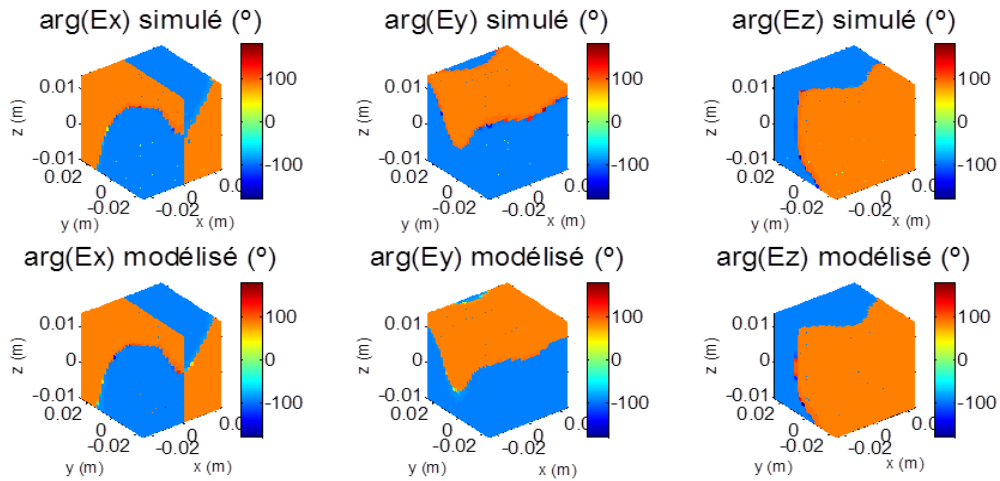


Figure 54 : Comparaison entre les phases des trois composantes simulées et modélisées du champ électrique sur le volume de validation

Une très bonne concordance entre les résultats de simulation et de modélisation peut être observée.

IV.4 Prédiction du couplage EM entre des structures rayonnantes et des interconnexions en champ proche

Nous avons développé une approche de modélisation qui permet de prédire le couplage électromagnétique en champ proche entre des structures rayonnantes et des lignes de transmission qui peuvent être des conducteurs au-dessus d'un plan de masse ou des lignes microrubans. Cette approche est basée sur l'utilisation du modèle d'émission rayonnée 3D (paragraphe IV.3) associé à des méthodes analytiques traduisant le couplage pouvant exister [42]-[44].

La Figure 55 présente les différentes ondes pouvant résulter d'une onde incidente sur une ligne de transmission. Les champs excitateurs E^e et H^e sont la somme des champs incidents et réfléchis sur le plan de masse (équation (22)). Dans ce cas, uniquement l'effet du plan de masse est pris en considération pour la détermination du champ réfléchi.

$$\begin{cases} E^e = E^{inc} + E^{ref} \\ H^e = H^{inc} + H^{ref} \end{cases} \quad (22)$$

Les champs totaux sont alors la contribution des champs excitateurs et des champs diffusés par la ligne E^s et H^s qui représentent la réaction de la ligne victime suite à son interaction avec une onde excitatrice (équation (23)).

$$\begin{cases} E = E^e + E^s \\ H = H^e + H^s \end{cases} \quad (23)$$

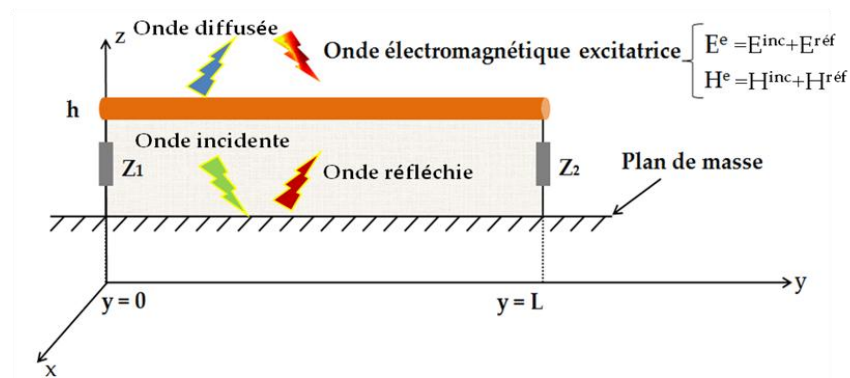


Figure 55 : Ondes résultantes d'une onde incidente sur une ligne de transmission

IV.4.1 Modèles analytiques pour la prédiction du couplage électromagnétique

En fonction des composantes connues du champ électromagnétique, trois formalismes ont été développés et présentés dans la littérature pour la prédiction du couplage [42]-[44]. Ces derniers dérivent des approximations faites sur les équations régissant la théorie des lignes de transmission [45].

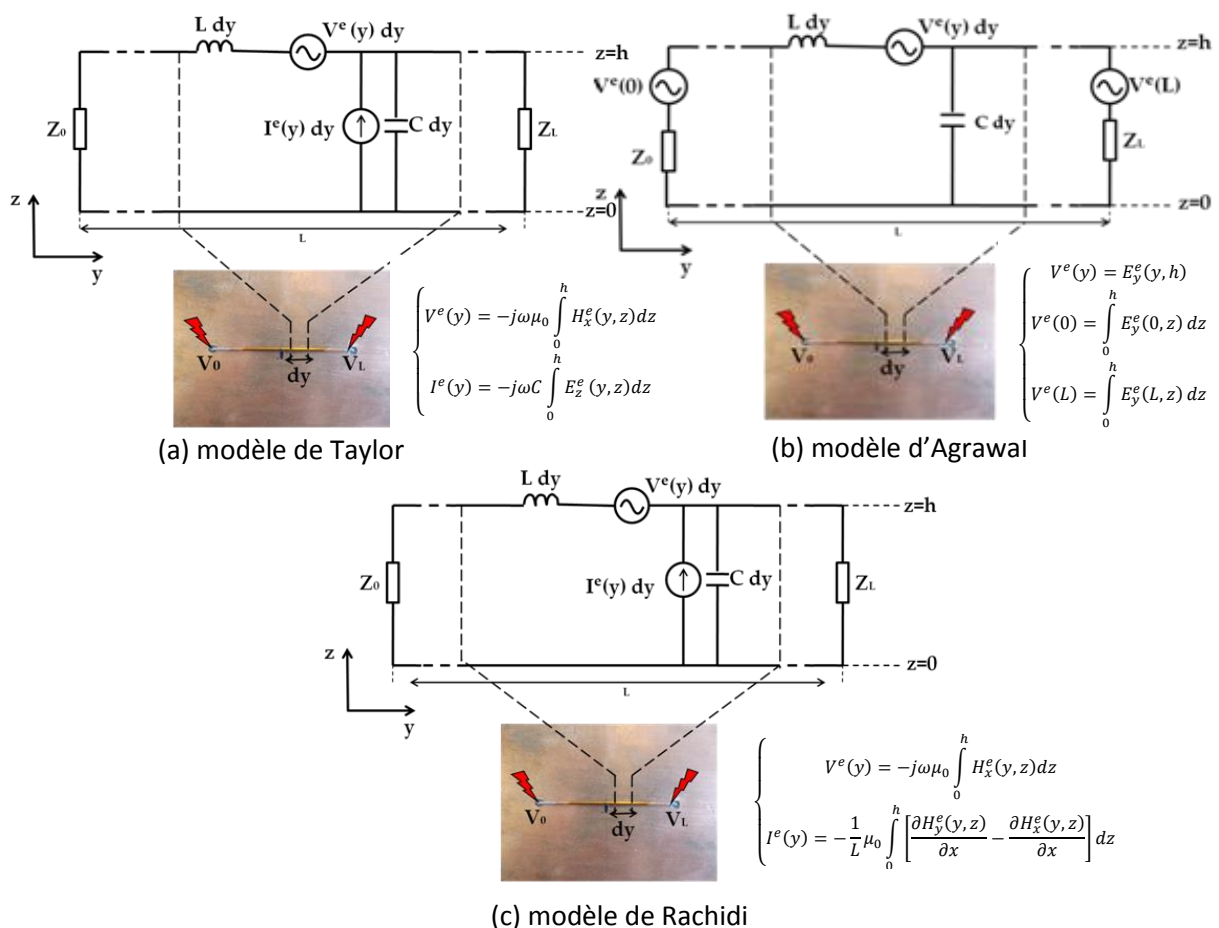


Figure 56 : Circuits équivalents de la ligne victime selon (a) le modèle de Taylor, (b) le modèle d'Agrawal et (c) le modèle de Rachidi

Ils traduisent l'effet du champ EM excitateur par une distribution de sources de tension et de courant tout au long de la ligne victime. Les trois modèles sont respectivement le modèle de Taylor [42], le modèle d'Agrawal [43] et le modèle de Rachidi [44] comme le montre la Figure 56.

Le modèle de Taylor (Figure 56 (a)) traduit l'action d'une onde EM excitatrice sur une ligne de transmission par une source de tension $V^e(y)$ et une source de courant $I^e(y)$ distribuées tout au long de la ligne et qui représentent respectivement, l'effet du champ magnétique transverse H_x et l'effet du champ électrique normal au plan de masse E_z .

Ainsi, les équations des télégraphistes peuvent être exprimées sous cette forme :

$$\begin{cases} \frac{dV(y)}{dy} + j\omega LI(y) = V^e(y) = -j\omega\mu_0 \int_0^h H_x^e(y, z) dz \\ \frac{dI(y)}{dy} + j\omega CV(y) = I^e(y) = -j\omega C \int_0^h E_z^e(y, z) dz \end{cases} \quad (24)$$

Le modèle d'Agrawal (Figure 56 (b)) traduit l'action d'une onde EM excitatrice sur une ligne de transmission par une source de tension $V^e(y)$, distribuée tout au long de la ligne, qui dépend de la composante E_y du champ électrique et de deux sources de tension $V^e(0)$ et $V^L(L)$ localisées aux deux extrémités de la ligne et exprimées en fonction de la composante E_z .

Ainsi, les équations des télégraphistes peuvent être exprimées sous cette forme :

$$\begin{cases} \frac{dV^s(y)}{dy} + j\omega LI(y) = V^e(y) = E_y^e(y, h) \\ \frac{dI(y)}{dy} + j\omega CV^s(y) = 0 \end{cases} \quad (25)$$

$$\text{et } V(y) = V^e(y) + V^s(y) = -\int_0^h E_z^e(y, z) dz + V^s(y) \quad (26)$$

Le modèle de Rachidi (Figure 56 (c)) est obtenu à partir du modèle de Taylor (équations (24)) et de la deuxième équation de Maxwell [7]. Il traduit l'action d'une onde EM excitatrice sur une ligne de transmission par une source de tension $V^e(y)$ et une source de courant $I^e(y)$ distribuées tout au long de la ligne et évaluées à partir des composantes du champ magnétique uniquement.

$$\begin{cases} \frac{dV(y)}{dy} + j\omega LI(y) = V^e(y) = -j\omega\mu_0 \int_0^h H_x^e(y, z) dz \\ \frac{dI(y)}{dy} + j\omega CV(y) = I^e(y) = -\frac{1}{L}\mu_0 \int_0^h \left[\frac{\partial H_y^e(y, z)}{\partial x} - \frac{\partial H_x^e(y, z)}{\partial x} \right] dz \end{cases} \quad (27)$$

IV.4.2 Résolution des équations de couplage : équations de « BLT »

Pour résoudre, dans le domaine fréquentiel, les équations de couplage de Taylor (équations (24)), Agrawal (équations (25)-(26)) et Rachidi (équations (27)) nous avons utilisé le formalisme développé par Baum, Liu et Tesche [47]-[48], appelé équations de BLT.

D'après la Figure 56, nous pouvons remarquer que les deux circuits équivalents représentant les modèles de Taylor et de Rachidi sont similaires. Il s'agit de deux sources de courant et de tension distribuées tout au long de la ligne. La différence réside dans la formulation de la source de courant qui est donnée en fonction de la composante E_z dans le cas du modèle de Taylor et en fonction des deux composantes H_x et H_y dans le cas du modèle de Rachidi. Par conséquent la réponse de la ligne au niveau des deux extrémités est donnée par l'expression suivante (équation (28)).

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma L} \\ e^{\gamma L} & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma y} [V^e(y) + Z_C I^e(y)] dy \\ -\frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma(L-y)} [V^e(y) + Z_C I^e(y)] dy \end{bmatrix} \quad (28)$$

Avec Z_C l'impédance caractéristique de la ligne (équation ((29)), γ la constante de propagation (équation ((30)), L la longueur de la ligne victime, et $\rho_{1,2}$ représentent les coefficients de réflexions au niveau des deux extrémités de la ligne (équation ((31)).

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (29)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (30)$$

$$\rho_{1,2} = \frac{Z_{0,L} - Z_C}{Z_{0,L} + Z_C} \quad (31)$$

Pour le formalisme d'Agrawal, la réponse de la ligne au niveau des deux extrémités est donnée par l'expression (32).

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma L} \\ e^{\gamma L} & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma y} V^e(y) dy - \frac{V^e(0)}{2} + \frac{V^e(L)}{2} e^{\gamma L} \\ -\frac{1}{2} \int_0^L e^{\gamma(L-y)} V^e(y) dy + \frac{V^e(0)}{2} e^{\gamma L} - \frac{V^e(L)}{2} \end{bmatrix} \quad (32)$$

IV.4.3 Calcul du couplage en champ proche avec des lignes de transmission

L'approche de modélisation du couplage EM est basée sur l'association des formalismes de couplage (équation (24) ou (25) ou (27)), avec le modèle d'émission rayonnée 3D (section IV.3) du dispositif perturbateur dans le but de déterminer les tensions induites sur

les extrémités de la ligne de transmission (équation (28) ou (32)). Les différentes étapes de modélisation sont présentées Figure 57.

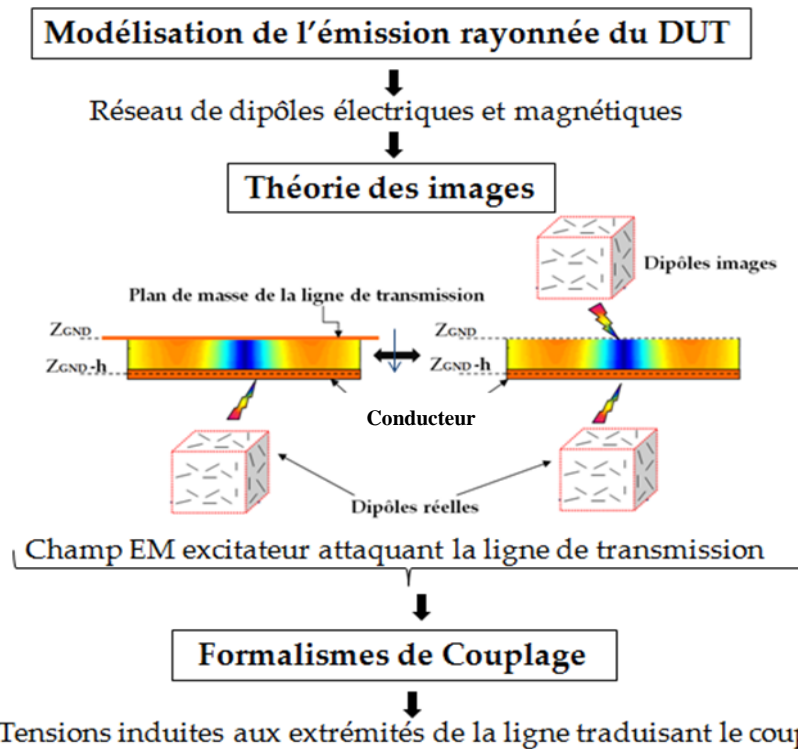


Figure 57 : Etapes de modélisation du couplage EM avec une ligne de transmission

La première étape consiste à remplacer la source rayonnante (le perturbateur) par son modèle d'émissions rayonnées 3D (section IV.3). Il s'agit d'un réseau de dipôles électriques et magnétiques distribués sur les surfaces d'un parallélépipède possédant les mêmes dimensions géométriques que le DST. L'étape suivante est consacrée au calcul du champ EM excitateur (équation (22)) au niveau de la zone délimitée par le conducteur et le plan de masse (Figure 55). Celui-ci est composé du champ incident provenant de l'élément perturbateur (DST) et le champ réfléchi par le plan de masse. Le champ EM incident est évalué en faisant rayonner les dipôles élémentaires du modèle 3D (Figure 50), et le champ réfléchi est déterminé à partir de la théorie des images [7]. La dernière étape consiste à calculer le couplage à l'aide des équations de BLT (équation (28) ou (32)). Pour cela, il est nécessaire de déterminer les éléments R, L, C et G de la ligne de transmission considérée et de traduire le champ excitateur en sources de tension et de courant dans les cas des modèles de Taylor et de Rachidi et en source de tension uniquement dans le cas du modèle d'Agrawal.

IV.4.3.1 Cas d'une ligne de transmission de type conducteur au-dessus d'un plan de masse

Dans cette partie, nous avons étudié le couplage en champ proche entre l'arceau 3D (Figure 46) et le dispositif câble au-dessus d'un plan de masse (Figure 58) à la fréquence 30 MHz (même valeur de fréquence utilisée pour la modélisation des émissions rayonnées de l'arceau 3D dans la section IV.3). Le câble conducteur est de longueur $L = 45 \text{ mm}$, de rayon a égale à $0,5 \text{ mm}$ et la distance h séparant l'axe central du conducteur et le plan de masse vaut $0,7 \text{ mm}$.

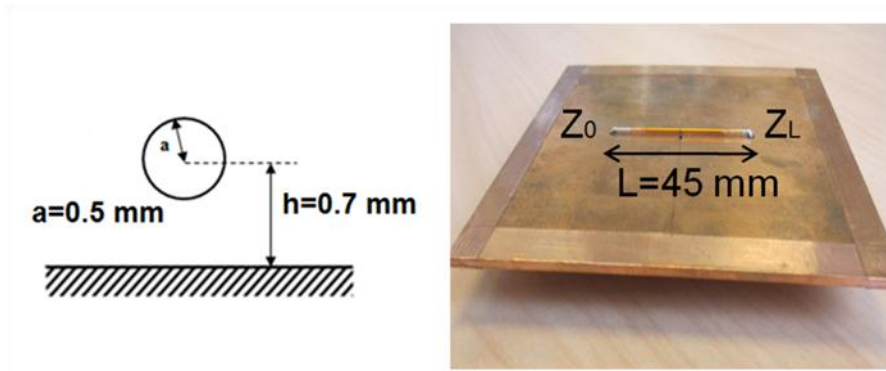


Figure 58 : Le dispositif câble au-dessus d'un plan de masse

Pour cette ligne en cuivre, les paramètres linéiques R, L et C sont évalués selon les expressions suivantes [45] :

$$R = \frac{1}{2a} \sqrt{\frac{\mu}{\pi\sigma}} f \quad (33)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{h}{a}\right)} \quad (34)$$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \operatorname{arccosh}\left(\frac{h}{a}\right) \quad (35)$$

avec $\sigma = 58 \times 10^6 \text{ S/m}$ représentant la conductivité du cuivre et $\mu = \mu_0 \mu_r$ est la perméabilité du milieu considéré (μ_0 et μ_r étant respectivement la perméabilité du vide et la perméabilité relative du milieu).

La Figure 59 montre la représentation schématique de l'ensemble ligne de transmission-arceau 3D avec les différentes distances et dimensions géométriques.

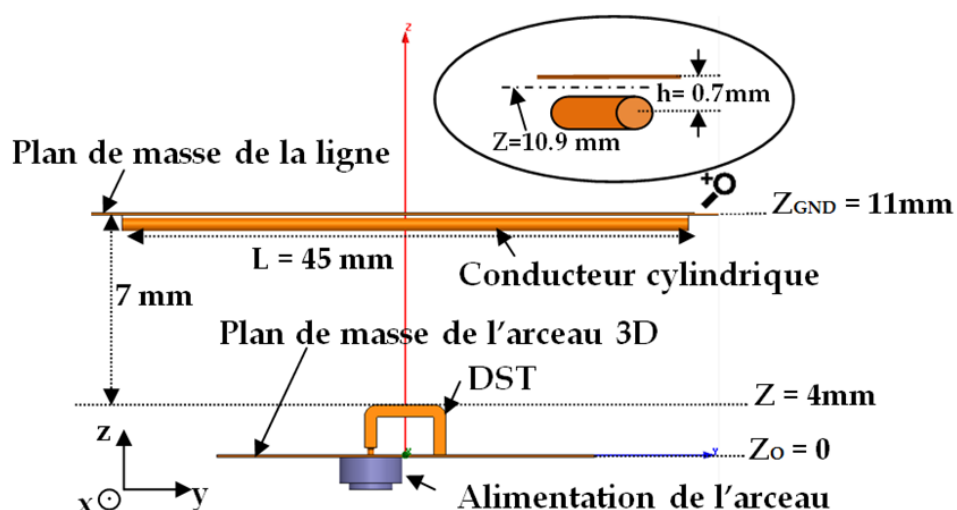


Figure 59 : Représentation schématique de l'ensemble source-victime

Le couplage EM entre la ligne et l'arceau 3D est étudié avec trois méthodes différentes, l'approche théorique décrite dans la Figure 57, la simulation comme le montre la Figure 60

et la mesure (voir Figure 61). Les tensions induites à une des deux extrémités de la ligne sont déterminées en considérant différentes positions de la ligne sur l'axe des x et cela pour plusieurs configurations de charges à l'autre extrémité.

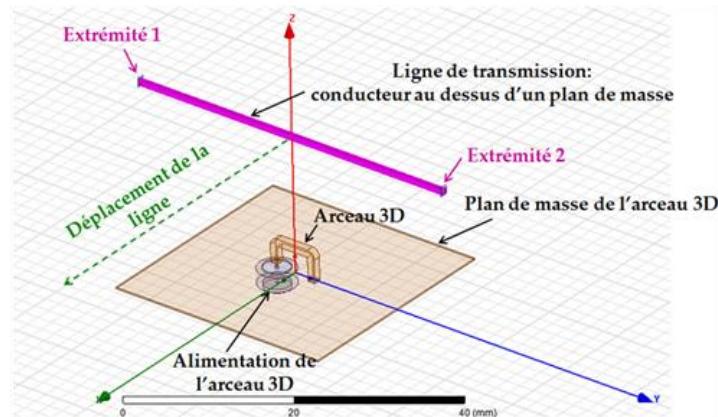


Figure 60 : Schéma de simulation avec HFSS, du couplage EM entre l'arceau 3D et la ligne de transmission

Dans la partie expérimentale, nous avons mis en place un banc de mesure basé sur l'analyseur de réseau vectoriel (VNA). Le port 1 du VNA injecte une puissance équivalente à celle utilisée pour construire le modèle de rayonnement 3D, soit 10 dBm pour alimenter l'arceau 3D. Le port 2 est connecté à une extrémité de la ligne victime pour l'acquisition des paramètres de transmission S_{21} . Ces derniers sont ensuite convertis en tensions traduisant le couplage EM entre l'arceau et la ligne.

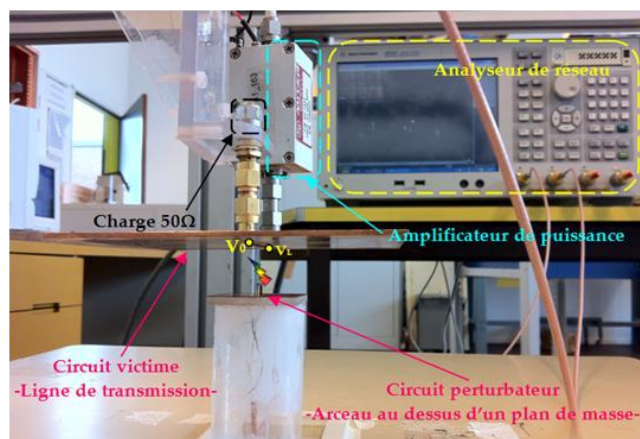


Figure 61 : Set-up pour la mesure des tensions induites aux extrémités de la ligne

La Figure 62 présente une comparaison entre les trois approches d'évaluation du couplage. Nous observons une très bonne similitude entre les trois modèles de couplage utilisant des composantes différentes du champ EM excitateur rayonné par le modèle 3D. En outre, la bonne corrélation entre la mesure, la simulation et la modélisation nous permet de valider l'approche de modélisation. Néanmoins, il existe quelques différences, notamment pour le cas de la ligne désadaptée ($Z_0=10Z_C, Z_L = Z_C$). En effet, pour cette configuration, le niveau de la tension mesurée est très faible (-107 dBV en moyenne), ce qui est très proche du niveau de bruit de l'instrument de mesure (-90 dBm ce qui est équivalent à -100 dBV).

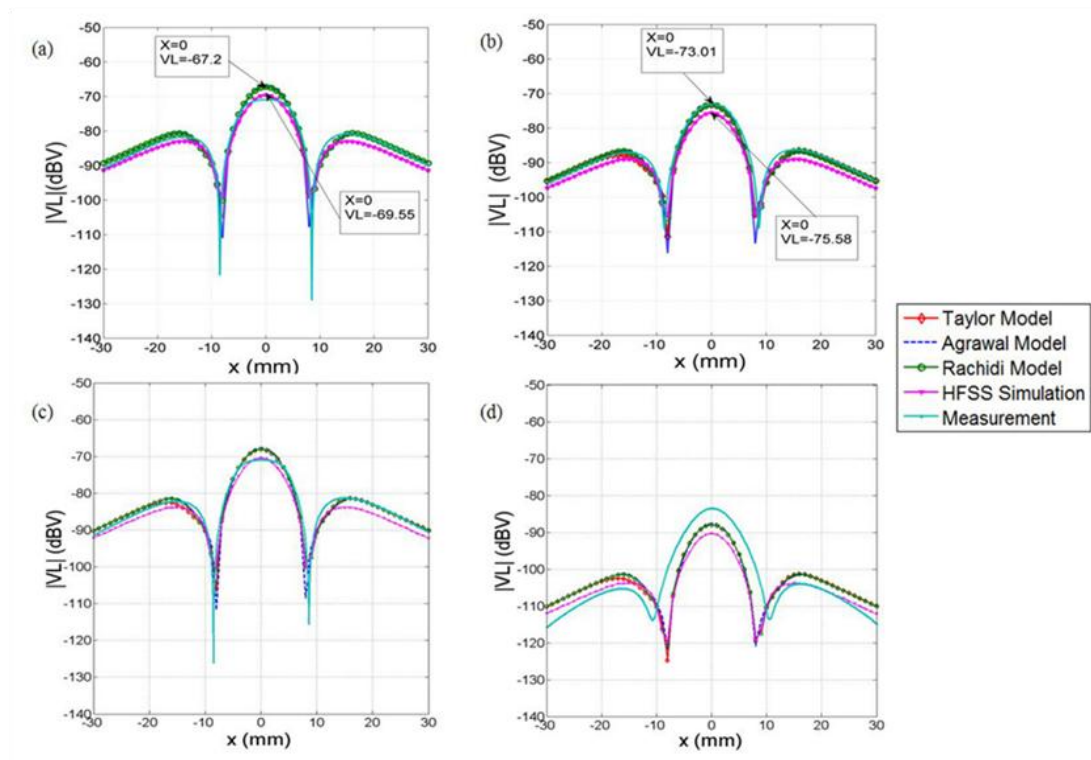


Figure 62 : Tensions induites pour différentes configurations de la ligne "câble au-dessus d'un plan de masse" : (a) Ligne court-circuitée ($Z_0=0$; $Z_L=Z_c$) (b) Ligne adaptée ($Z_0=Z_c$; $Z_L=Z_c$) (c) Ligne désadaptée ($Z_0=Z_c/10$; $Z_L=Z_c$) (d) Ligne désadaptée ($Z_0=10Z_c$; $Z_L=Z_c$)

IV.4.4 Cas d'une ligne de transmission de type PCB

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à la prédiction du couplage en champ proche entre des ondes EM et les lignes microrubans. Contrairement aux lignes de type conducteur au-dessus d'un plan de masse, les lignes microrubans (Figure 63) sont constituées de deux milieux différents : l'air et le substrat diélectrique qui sépare les deux conducteurs piste et le plan de masse.

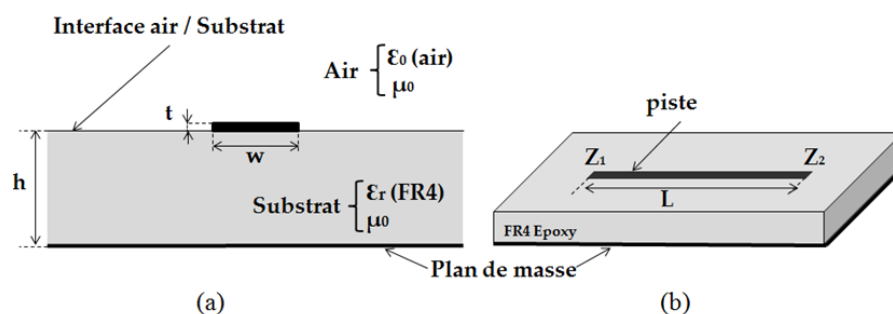


Figure 63 : Ligne microruban (ou PCB) : vue de face (a), vue 3D (b)

Dans ce cas, l'onde EM excitatrice subit l'effet de la transition entre ces deux milieux qui engendre des réflexions successives au niveau de l'interface. La modélisation du couplage avec ce type de lignes nécessite le calcul des coefficients de réflexion au niveau de l'interface ainsi qu'au niveau du plan de masse. Cela est possible seulement dans le cas d'une onde plane tel que reporté dans [49].

Basée sur la méthode décrite dans la Figure 57, la nouvelle approche de modélisation permet la prédiction du couplage entre les ondes EM non uniformes et des lignes microrubans (Figure 64).

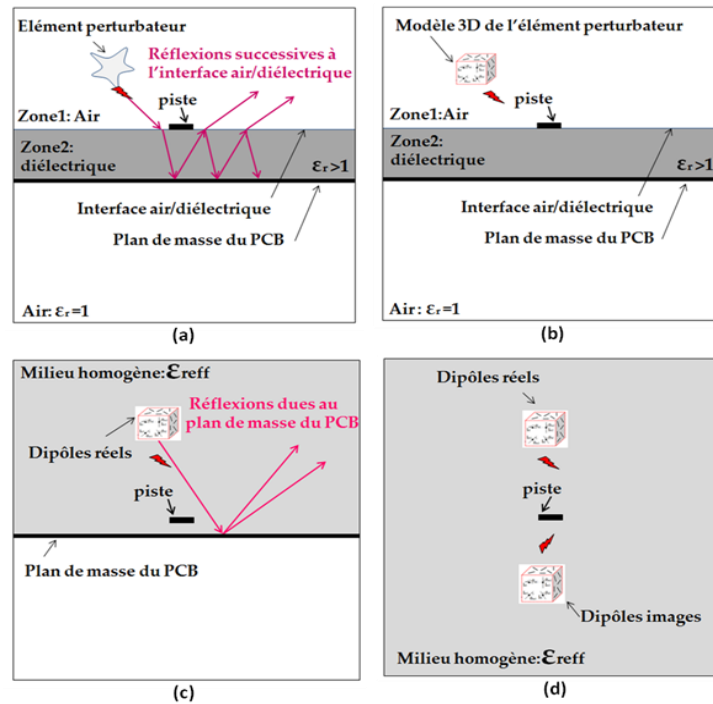


Figure 64 : Schémas d'illustration de l'approche de modélisation proposée : élément perturbateur-PCB (a), étape 1 (b), étape 2 (c), étape 3 (d)

Tel que présenté sur la figure ci-dessus, nous conservons les deux étapes (b) et (d) de modélisation analytique du couplage (Figure 57) avec la prise en compte de l'effet du milieu inhomogène (air et substrat) de la ligne microruban. Ce dernier a été remplacé par un milieu homogène caractérisé par une permittivité relative ϵ_{eff} (étape (c)) [7]-[45] (voir équation (36)).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{rFR4} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rFR4} - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{W}{h}}} \quad (36)$$

En conséquence, Nous avons apporté des modifications intéressantes et originales au niveau des éléments $\alpha_{i,j}$ du système d'équations (20) ainsi que dans les expressions des éléments R (équation (33)), L (équation (34)), C (équation (35)) et G du modèle de ligne de transmission.

Pour calculer les composantes du champ EM incident dans la zone délimitée par la piste et le plan de masse (Figure 64 (d)) nous avons introduit le paramètre ϵ_{eff} comme le montre les équations suivantes :

$$E(x, y, z) = f \left(\underset{\epsilon_{eff}}{\overset{k}{\omega}}, \epsilon_{eff}, R, I, \Phi, \theta, l, (x_0, y_0, z_0), (x, y, z) \right) \quad (37)$$

$$H(x, y, z) = g \left(\underset{\varepsilon_{ref}}{k}, R, I, \Phi, \theta, l, (x_0, y_0, z_0), (x, y, z) \right) \quad (38)$$

Les nouveaux paramètres du modèle de ligne de transmission dépendent aussi de ε_{ref} comme le montre les formules empiriques (équations (39), (40), (41) et (43)) disponibles dans la littérature [45]-[46] et qui expriment ces quantités en fonction des paramètres géométriques de la ligne microruban sous test.

L'inductance linéique L est donnée par l'expression suivante :

$$L = \frac{60}{c} \text{Ln} \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \text{pour } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$L = \frac{120\pi}{c} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right)^{-1} \right] \quad \text{pour } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (39)$$

La capacité linéique C peut être calculée avec l'expression :

$$C = \frac{\varepsilon_{ref}}{120\pi c} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right)^{-1} \right] \quad (40)$$

La conductance linéique G est exprimée avec :

$$G = \omega C \tan(\delta_{eff}) \quad (41)$$

où ω est la fréquence angulaire et $\tan(\delta_{eff})$ est la tangente d'angle de pertes diélectriques dans le milieu homogène caractérisé par ε_{ref} . Cette quantité est exprimée dans (42).

$$\tan \delta_{eff} = \frac{\varepsilon_{FR4}}{\varepsilon_{ref}} \frac{\partial \varepsilon_{ref}}{\partial \varepsilon_{FR4}} \tan(\delta) \quad (42)$$

où $\tan(\delta)$ est la tangente d'angle de pertes diélectriques dans le substrat ($\tan(\delta) = 0.02$ pour le cas de l'Epoxy FR4).

Enfin, l'expression de la résistance linéique, en fonction de la fréquence de fonctionnement, est illustrée dans (43).

$$R = \frac{\sqrt{\pi \mu_0 \rho f}}{w} \quad (43)$$

ρ étant la résistivité de la piste du PCB.

De la même manière que précédemment le couplage EM entre la ligne microruban et l'arceau 3D est étudié. Les tensions induites sont déterminées pour différentes configurations (adaptée et désadaptée) de la ligne, et pour différentes positions du PCB au-dessus du circuit perturbateur. La Figure 65 résume l'ensemble des résultats obtenus utilisant les trois approches.

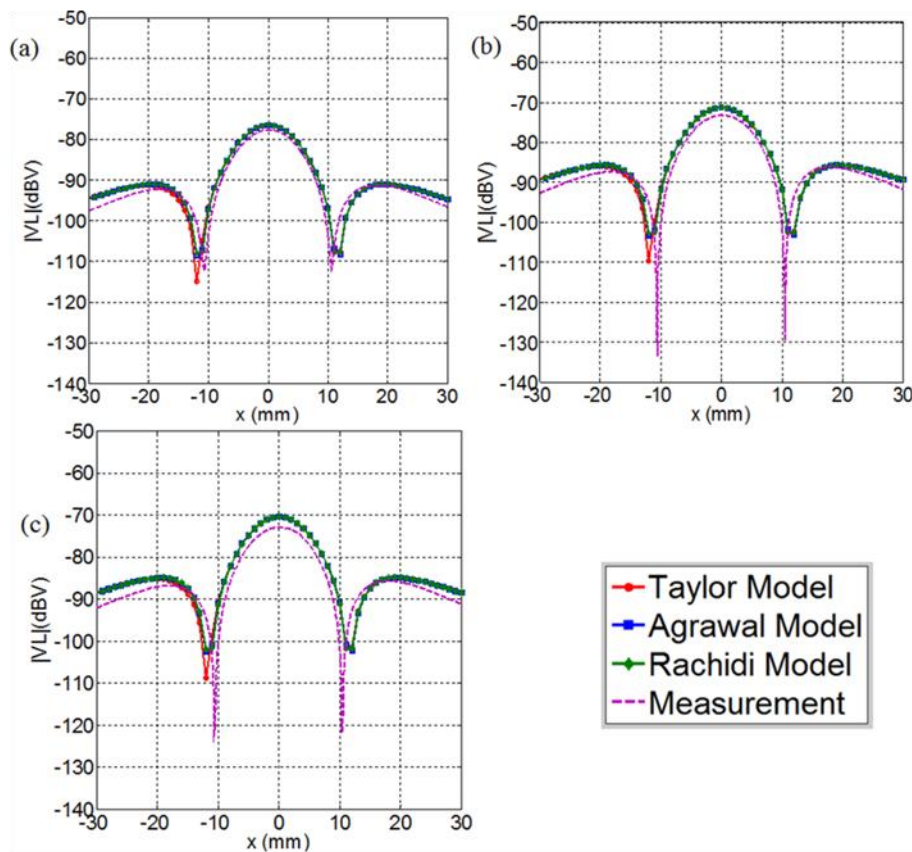


Figure 65: Tensions induites pour plusieurs configurations de la ligne PCB: (a) Ligne adaptée ($Z_1=Z_c$; $Z_2=Z_c$) (b) Ligne désadaptée ($Z_1=Z_c/10$; $Z_2=Z_c$) (c) Ligne en court-circuit ($Z_1=\text{court-circuit}$; $Z_2=Z_c$)

Encore une fois, la comparaison est satisfaisante.

IV.5 Conclusion

Dans ce travail de thèse, une nouvelle méthodologie de modélisation de couplage en champ proche entre des sources de perturbation et des interconnexions a été développée. Elle permet de prédire fidèlement les tensions parasites aux extrémités de lignes victimes. Cette procédure présente un outil intéressant pour les concepteurs de systèmes électroniques afin d'établir un arrangement optimal des dispositifs au sein du produit final et garantir ainsi un fonctionnement fiable du système lui assurant une meilleure compétitivité sur le marché.

La mise en place de cette approche est rendue possible en développant et en combinant différents modèles liés aux phénomènes électromagnétiques. Il était nécessaire, vu la complexité des formes géométriques des dispositifs électroniques intégrant les systèmes, d'améliorer et d'optimiser le modèle 3D d'émissions rayonnées, développé antérieurement à l'IRSEEM. Cela nous a conduit à automatiser notre banc de mesure champ proche pour réaliser des mesures 3D sur les cinq faces supérieures d'un parallélépipède entourant le DST. L'approche globale développée combine ce modèle 3D avec des méthodes analytiques (modèles de Taylor, d'Agrawal et de Rachidi) moyennant les équations de BLT pour estimer le niveau des tensions induites aux extrémités des lignes de transmission victimes. Les méthodes analytiques traduisent le champ excitateur en sources liées de tension et/ou de courant au niveau du modèle de ligne de transmission et les équations de BLT expriment les tensions aux extrémités de ces lignes en fonction de tous ces éléments. Le calcul du champ

excitateur est obtenu en superposant le champ incident, calculé avec le modèle 3D et le champ réfléchi par le plan de masse, calculé avec la théorie des images. L'approche a été appliquée et validée dans les deux cas arceau-conducteur au-dessus d'un plan de masse et self torique-conducteur au-dessus d'un plan de masse que nous n'avons pas présenté dans ce rapport.

La vraie valeur ajoutée à ce travail est l'extension de cette approche à la modélisation du couplage avec des lignes PCB. En effet, le substrat et l'air sont remplacés par un seul milieu caractérisé par une permittivité relative effective. Par conséquent des modifications au niveau des équations de rayonnement du modèle 3D et les paramètres linéiques du modèle de ligne de transmission ont été apportées. Les différentes étapes de modélisation sont restées inchangées. Le nouveau modèle a été validé pour le cas arceau-ligne PCB.

IV.6 Disséminations

Rapports	Publications	Communications
	[P1]-[P2]	[C2]-[C5]-[C7]-[C8]-[C9]-[C15]-[C16]

V Modélisation et simulation CEM de cartes électroniques

V.1 Introduction

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet SEISME (Simulation de l'Emission et de l'Immunité des Systèmes et des Modules Electroniques) (avril 2011 - avril 2014). C'est un projet FUI coordonné par EADS-IW (Toulouse). La majorité des partenaires sont des industriels. L'objectif principal de ce projet était de pouvoir reproduire en simulation le comportement CEM d'un composant [50]-[51], d'une carte, d'un équipement et d'un système afin de renforcer les tests virtuels pendant les phases de requalification CEM. Notre implication à l'IRSEEM était à l'échelle du composant (WP1), de la carte (WP2) et des méthodologies de modélisation (WP5). En qualité d'encadrant, j'ai assuré le suivi des travaux de thèse de A. HAMOUDA dans le cadre du WP2. Nous avons travaillé sur la modélisation CEM de cartes électroniques.

L'augmentation des fonctionnalités et des performances des systèmes électroniques embarqués dans l'automobile et l'aéronautique suite à la multiplication du nombre d'équipements est l'effet direct de la miniaturisation des circuits intégrés. En conséquence, l'architecture de ces systèmes est devenue très complexe. Cela se traduit forcément par une dégradation de la CEM entraînant de nombreux risques de dysfonctionnements. En parallèle, les méthodes de mesures CEM et les seuils à respecter se sont durcis. De ce fait, la qualification CEM est devenue une étape longue et coûteuse. Encore plus, la requalification CEM, qui est indispensable, apparaît fréquemment dans la vie série d'un produit. L'objectif est de garantir la non-régression de ses performances CEM initiales.

A l'IRSEEM, dans le cadre du WP2, nous avons travaillé sur le développement des modèles EBEM-CE (Electronic Board Emission-Conducted Emission) et EBEM-RE (Electronic Board Emission-Radiated Emission). Pour cela nous avons investigué deux approches différentes : la première basée sur la méthode bottom-up, permet l'obtention du modèle EBEM-CE en développant puis en assemblant les modèles de tous les composants constituant la carte. La seconde considère la carte comme une boîte noire et permet à partir d'une mesure champ proche d'avoir le modèle EBEM-RE.

Le résultat principal issu de ces travaux est :

- La mise en place et la validation d'une méthodologie de modélisation des émissions conduites de cartes basée sur l'approche bottom-up.

V.2 Modélisation de cartes en émission conduite (le modèle EBEM-CE)

Le modèle EBEM-CE a été développé avec l'approche bottom-up (Figure 66) sur les deux cartes VT5.2d et VT5.2e présentées Figure 67. Elles sont constituées de composants passifs (capacités, résistances, bobines), d'un microcontrôleur de type DSPIC33F et d'un PCB. La différence entre les deux cartes réside dans les capacités de découplage qui sont discrets sur la VT5.2d et enterrées sur la VT5.2e. Le but de proposer ce démonstrateur est d'étudier l'impact du PCB sur les émissions conduites du microcontrôleur.

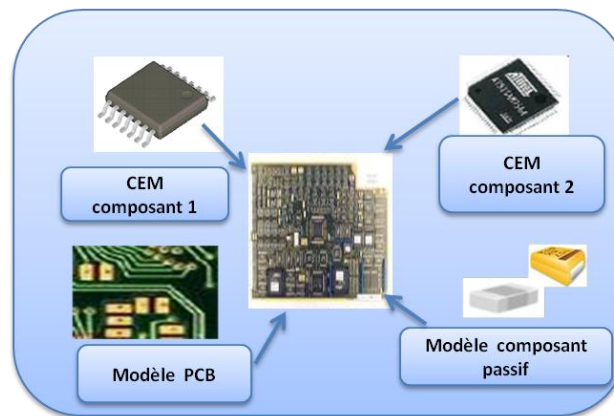


Figure 66 : Approche bottom-up

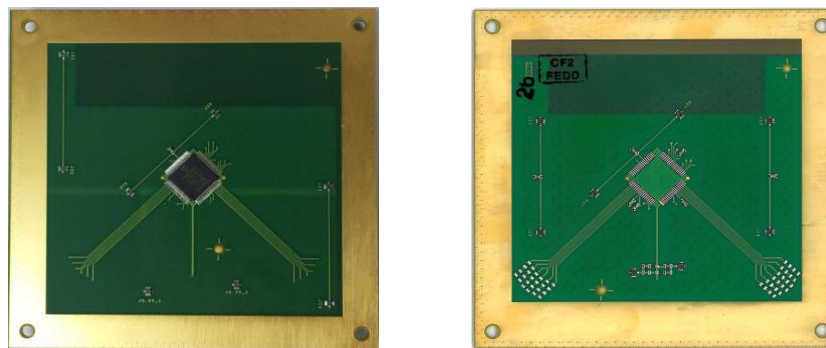


Figure 67 : Les démonstrateurs VT5.2d et VT5.2e

Dans cette approche, le modèle EBEM-CE est décomposé en sous-modèles sous forme de blocs interconnectés. On peut distinguer trois sous-modèles principaux qui sont le modèle ICEM-CE du microcontrôleur, les composants passifs, principalement les capacités de découplage qui peuvent avoir un comportement différent d'une bande de fréquence à une autre et le PCB de la carte. La figure suivante illustre la méthodologie de modélisation adoptée.

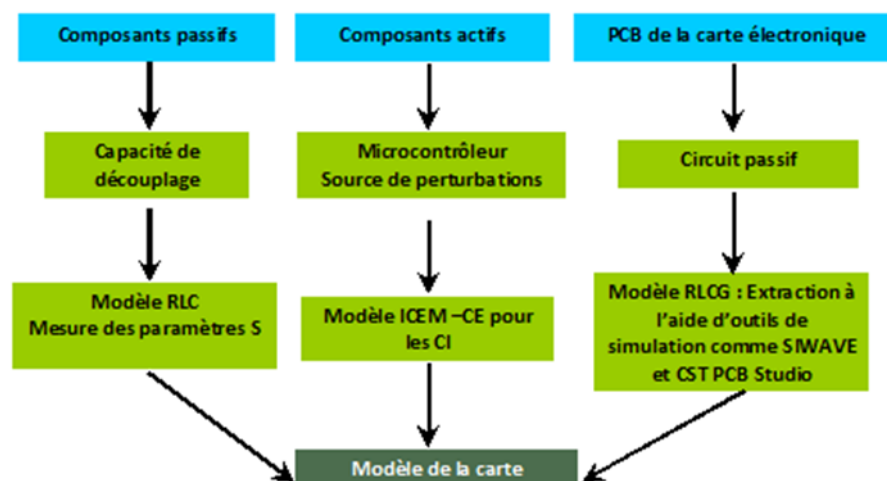


Figure 68 : Méthodologie de modélisation des cartes VT5.2d et VT5.2e

V.2.1 Modélisation des composants passifs

Les modèles des composants passifs sont généralement construits à partir des mesures d'impédances. La technique la plus utilisée est la mesure des paramètres S avec l'analyseur de réseau vectoriel qui permet d'obtenir des résultats précis avec une grande dynamique en fonction de la fréquence sauf en basses fréquences où l'analyseur d'impédance est privilégié en raison de sa meilleure précision. En fonction de la valeur absolue d'impédance à mesurer nous pouvons distinguer trois configurations de test possibles comme le montre la Figure 69 [52] :

1. Mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour les impédances proches de 50Ω (Figure 69 (a)).
2. Mesure du coefficient de transmission S_{21} en configuration parallèle pour les impédances situées entre $1 m\Omega$ et 50Ω (Figure 69 (b)).
3. Mesure du coefficient de transmission S_{21} en configuration série pour les impédances situées entre 50Ω et $1 M\Omega$ (Figure 69 (c)).

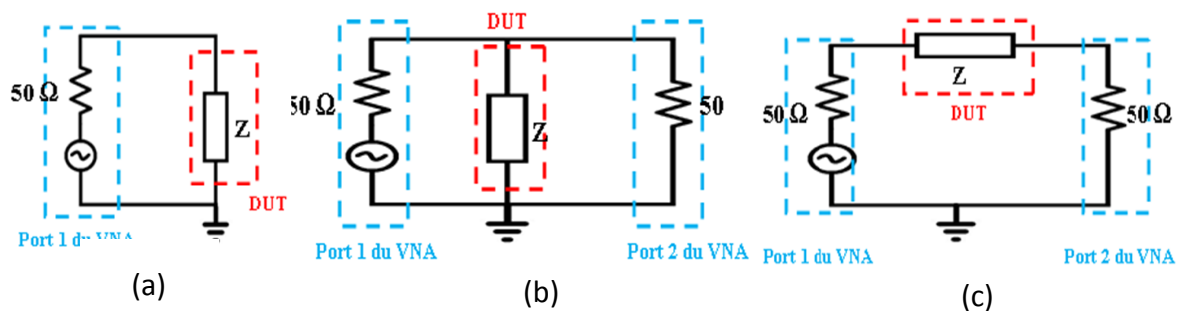


Figure 69 : Mesure d'impédances (a): impédance proche de 50Ω ,
(b) : $1 m\Omega < \text{impédance} < 50 \Omega$, (c) : $50 \Omega < \text{impédance} < 1 M\Omega$

Le démonstrateur VT5.2d permet de mesurer et caractériser séparément chaque composant passif implanté sur la carte. Les paramètres S sont ensuite convertis en impédances pour extraire les modèles RLC des composants mesurés en utilisant respectivement pour (a), (b) et (c) les équations (44), (45) et (46) suivantes :

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (44)$$

$$Z = \frac{Z_0 S_{21}}{2(1 - S_{21})} \quad (45)$$

$$Z = \frac{2 Z_0 (1 - S_{21})}{S_{21}} \quad (46)$$

Nous donnons dans la Figure 70 deux exemples de comparaison entre des modèles et des mesures pour une résistance de valeur $R = 10 k\Omega$ et un condensateur de valeur $C = 100 nF$.

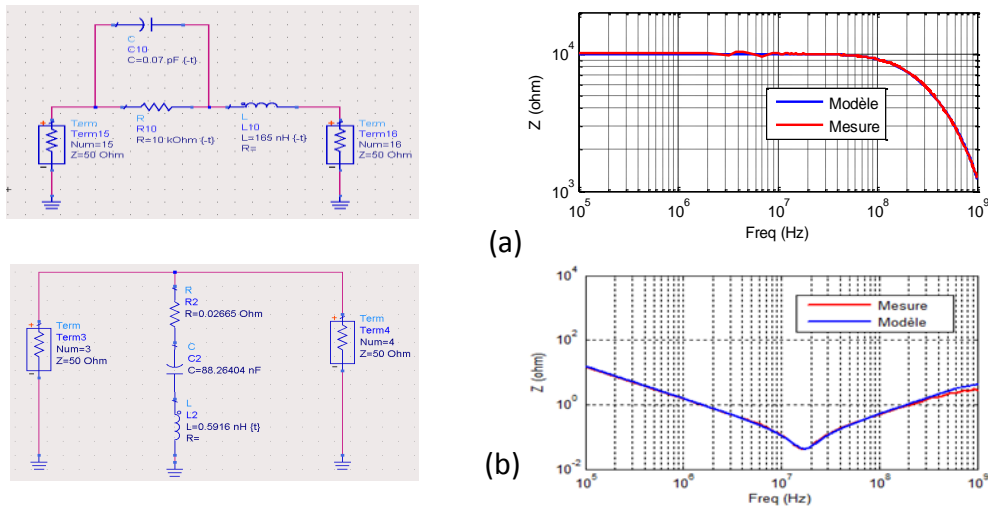


Figure 70 : Comparaisons entre des modèles et des mesures, (a) : modèle de la résistance $R=10\text{ k}\Omega$, (b) : modèle du condensateur $C=100\text{ nF}$

V.2.2 Modèle du microcontrôleur DSPIC33F

Les microcontrôleurs représentent la source principale des perturbations conduites sur une carte. En effet, la commutation des cœurs numériques et des ports d’entrées/sorties génère des fluctuations de tension sur les alimentations qui se propagent sur toute la carte à travers les interconnexions du PCB. La Figure 71 montre le modèle ICEM-CE du DSPIC33F qui a été développé dans le cadre du projet PCB² [53].

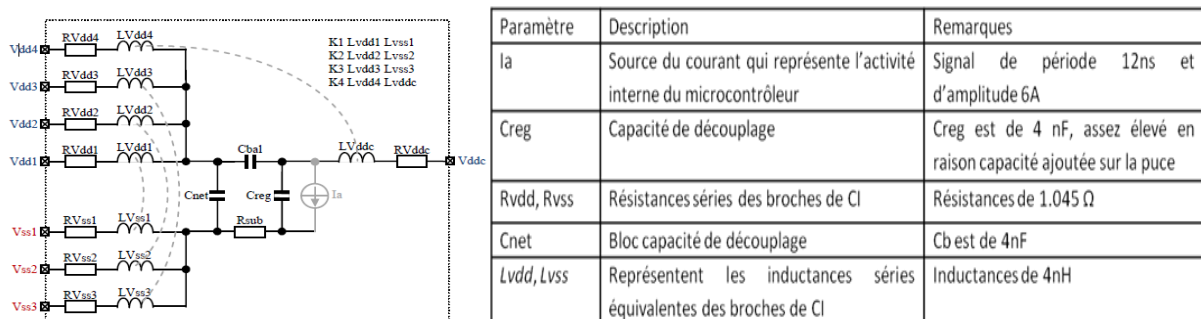


Figure 71 : Le modèle ICEM-CE du microcontrôleur DSPIC33F

L’activité interne I_a et sa transformée de Fourier sont présentées sur la figure suivante :

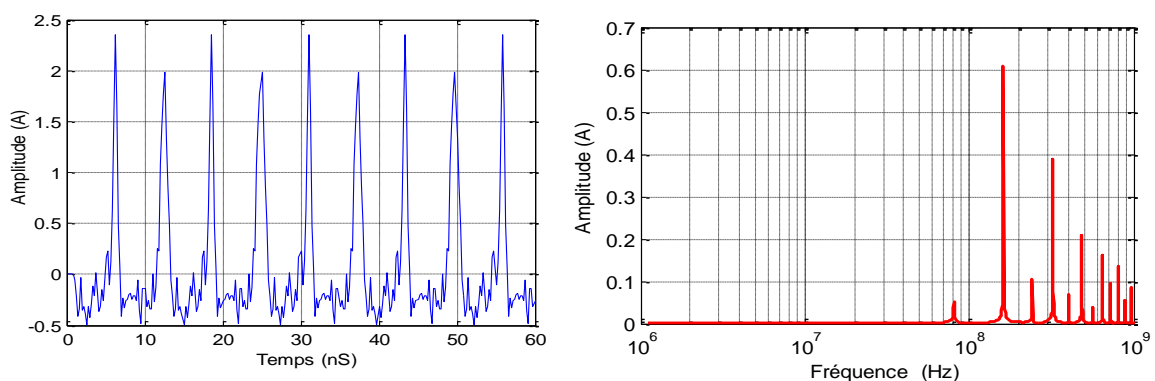


Figure 72 : Modèle de l’activité interne du microcontrôleur DSPIC33F

V.2.3 Modélisation du PCB

Pour la modélisation des pistes du PCB nous avons utilisé l'outil de simulation CST PCB Studio basé sur la méthode PEEC. Dans un premier temps, le layout de la carte VT5.2d est importé dans PCB studio. La seconde étape, consistait à sélectionner seulement le réseau des pistes d'alimentation et le réseau des pistes d'E/S. Ainsi, seules les broches des connecteurs des composants reliées aux pistes d'alimentation et aux pistes d'E/S sont visibles dans le schéma de simulation. Cela peut faciliter énormément la configuration de la simulation car elle ne nécessite pas de prendre en considération toutes les autres broches des composants (voir Figure 73).

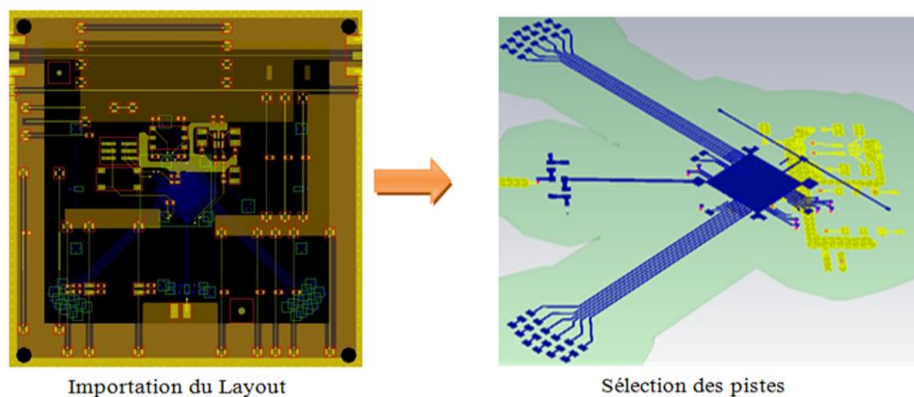


Figure 73 : Simulation des paramètres $RLCG$ du PCB

La Figure 74 représente le modèle de maillage PEEC utilisé par CST PCB. Le résultat de modélisation avec la méthode PEEC sous CST PCB Studio est un ensemble de résistances (R), d'inductances (L), de capacités (C), de conductances (G) et de couplage mutuel capacitif et inductif (C_M, K_M) entre les différents nœuds du maillage. Ces éléments sont regroupés dans une matrice nodale (Figure 75). CST PCB Studio offre la possibilité de négliger les valeurs insignifiantes en définissant une limite de tolérance.

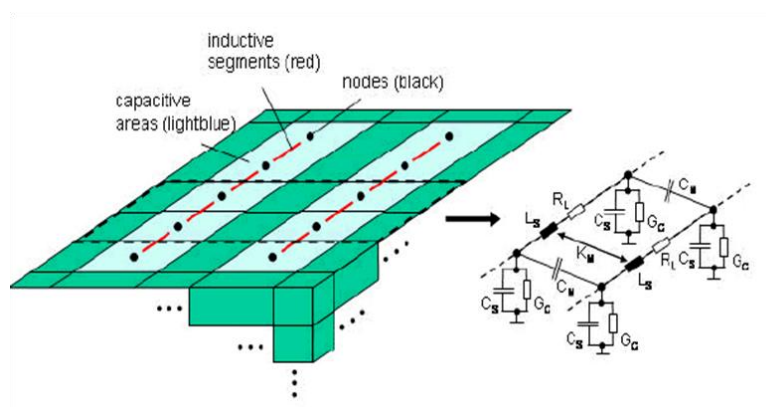


Figure 74 : Modèle $RLCG$ d'une cellule de maillage PEEC

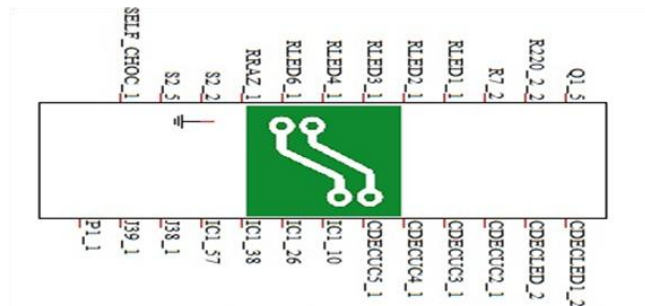


Figure 75 : Modèle global du PCB

V.2.4 Modèle EBEM-CE de la carte VT5.2D

Finalement avec un outil de simulation circuits de type Spice nous rassemblons les différents modèles des éléments constituant la carte en reliant les broches du modèle PCB (Figure 75) aux autres modèles des composants passifs de la carte (Figure 70) ainsi qu’au modèle ICEM-CE du microcontrôleur (Figure 71) comme le montre la Figure 76. En fonction des signaux qui circulent sur la carte qui passent forcément par les E/S du microcontrôleur, des générateurs de signaux sont prévus aux interfaces microcontrôleur-PCB.

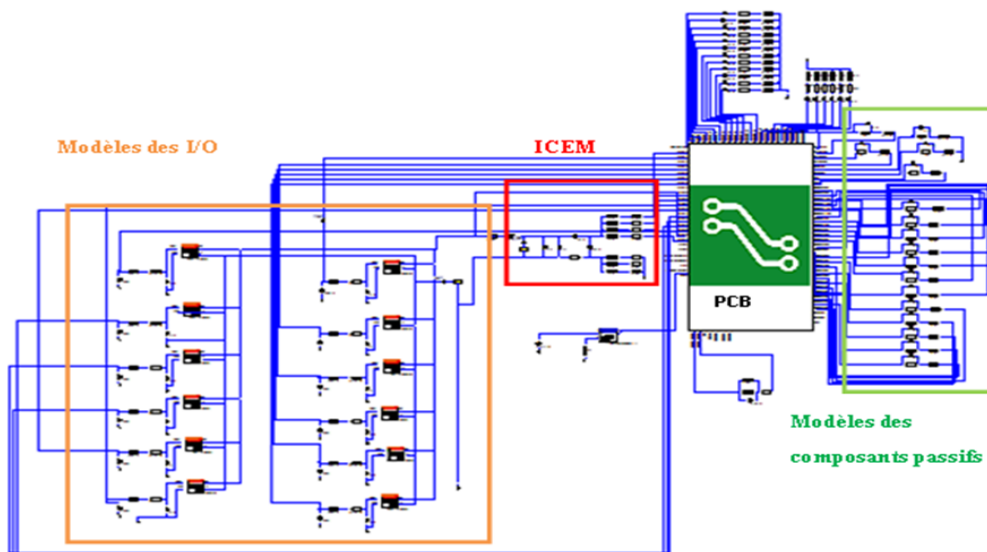


Figure 76 : Modèle EBEM-CE de la carte VT5.2d

Le temps de montée (TR) et le temps de descente (TF) des signaux d’E/S du microcontrôleur dépendent de la technologie utilisée. Pour le cas du DSPIC33F, TR et TF sont égaux à 10 ns.

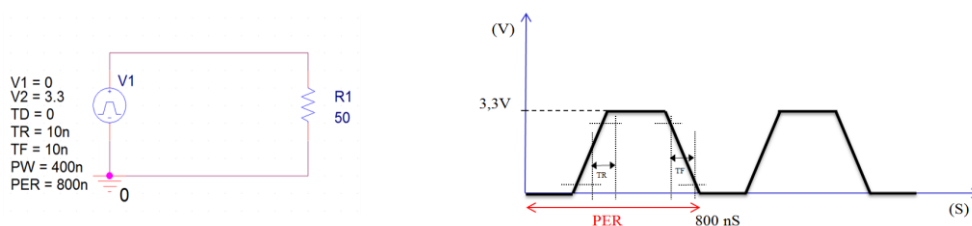


Figure 77 : Caractéristiques des signaux produits par le DSPIC33F

V.2.5 Comparaisons entre mesures et simulations

Le banc de mesure de la Figure 78 est constitué principalement d'un RSIL placé entre l'alimentation et la carte VT5.2d et d'un analyseur de spectre connecté aux bornes de la charge 50Ω du RSIL. Un PC branché à l'analyseur de spectre permet de récupérer les données de mesures.

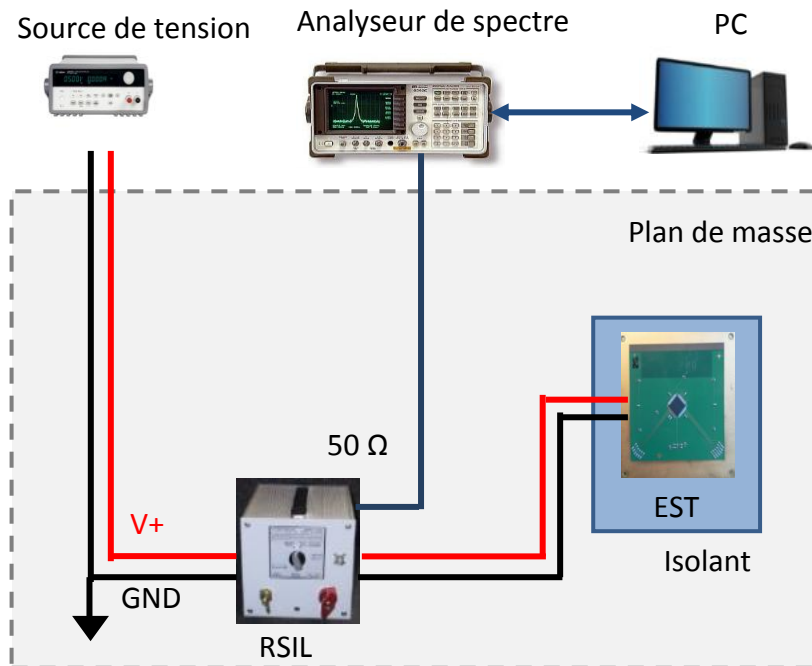


Figure 78 : Banc de mesure des émissions conduites de la carte VT5.2d

Nous avons implanté plusieurs programmes sur le microcontrôleur qui permettent de générer des signaux de basculement au niveau des E/S du microcontrôleur à différentes fréquences. Ce tableau résume quelques programmes utilisés

Listes des programmes	TR	TF	Fréquence des E/S
Programme B	10 ns	10 ns	1,25 MHz
Programme 5	10 ns	10 ns	2,5 MHz
Programme C	10 ns	10 ns	500 KHz
Programme 0	10 ns	10 ns	---

Ci-dessous une comparaison entre les mesures et les résultats de simulations des émissions conduites de la carte VT5.2d pour un programme embarqué (programme 5).

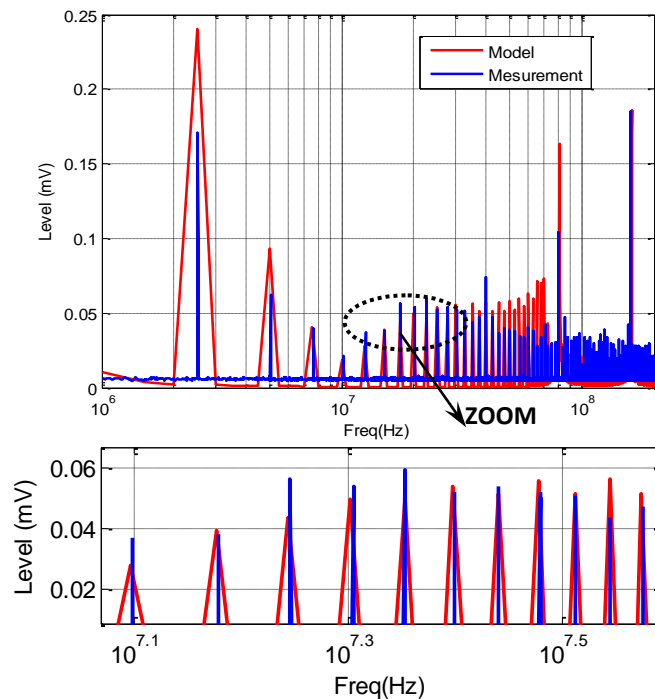


Figure 79 : Comparaisons entre les mesures et les résultats de simulations (programme 5)

V.3 Conclusion

Dans ce travail de thèse, une méthodologie de modélisation CEM de cartes a été mise en place. Basée sur l'approche bottom-up, le modèle de carte est obtenu en développant puis en associant les modèles de tous les composants présents sur la carte. Ces composants peuvent prendre plusieurs formes : des composants passifs (résistances, condensateurs et bobines), des composants actifs (diodes et transistors), des circuits intégrés, des microcontrôleurs et enfin le PCB. Bien évidemment, les moyens et les outils de modélisation de chaque composant sont différents. Cette méthodologie a été appliquée sur un démonstrateur qui contient principalement un microcontrôleur, des composants passifs et un PCB. Le modèle ICIM-CI du microcontrôleur a été utilisé, les modèles des composants passifs ont été déterminés en se basant sur des mesures de paramètres S et enfin le modèle circuit du PCB a été simulé avec l'outil CST PCB Studio. Ensuite, une simulation globale avec les différents modèles a été établie afin de calculer les émissions parasites aux interfaces de la carte. En parallèle un banc de mesure a été monté, constitué principalement d'un RSIL placé entre l'alimentation et la carte. Les résultats obtenus sont très encourageants et montrent la possibilité de gérer à partir de simulations, l'obsolescence des composants équipant les cartes.

V.4 Disséminations

Rapports	Publications	Communications
		[C6]-[C14]-[C20]

VI Conclusion générale et perspectives

Les résultats des travaux de recherche présentés dans ce rapport de HDR sont divers et variés mais fortement complémentaires. Il s'agit de l'étude de la compatibilité électromagnétique des dispositifs électroniques, dans laquelle la caractérisation des émissions électromagnétiques et électriques représente le sujet principal. Plusieurs outils d'investigation et différentes méthodes utiles à l'analyse et à la compréhension des phénomènes physiques, notamment ceux relatifs à la CEM, ont été appréhendés au cours de plusieurs années d'investissement. Il ressort que, dans ce domaine le bilan de compétences techniques acquises s'avère particulièrement positif, allant du développement mathématique à la caractérisation et à la mesure, en passant par la programmation numérique et la modélisation. Des compétences transversales ont également été développées, majoritairement dans le cadre des projets collaboratifs dans lesquels les travaux réalisés étaient inscrits. Je mets alors bien évidemment l'accent sur l'intérêt d'associer les capacités et les savoirs faire des différents partenaires dans le but de réaliser des objectifs communs préalablement définis selon un calendrier précis. Ceci est rendu possible grâce au montage de projets qui représente de nos jours une voie incontournable au lancement de nouvelles idées de recherche collaborative. Je n'oublie pas non plus, l'aspect gestion de projets qui vient accompagner le bon déroulement des activités et des tâches techniques définies dans les projets. L'ignorer serait prendre le risque de cumuler des retards considérables.

Mes travaux de thèse m'ont permis de faire mes réels premiers pas dans le domaine de la recherche scientifique même s'ils étaient précédés de quelques tentatives d'initiation à la recherche, que je n'ai pas détaillées dans ce manuscrit. En effet, il s'agit de deux événements indépendants qui ont joué un rôle déterminant quant au choix de mon parcours actuel : mes travaux de Magistère obtenu l'an 2000 en Algérie dans lesquels j'ai travaillé sur la caractérisation des structures planaires micro-ondes avec la méthode spectrale. C'est une méthode basée sur des développements mathématiques très poussés des équations de Maxwell dans le but de ramener le problème de propagation des ondes électromagnétiques en volume à un problème de surface en s'appuyant sur les équations de Galerkin. De la même manière, mes travaux de stage de DEA obtenu l'an 2001 à l'INP de Grenoble, m'ont permis d'accéder aux notions de base de caractérisation des éléments rayonnants en utilisant à la fois des formulations mathématiques et des outils de simulation basés sur des méthodes numériques, à savoir la méthode TLM (Transmission Line Matrix). Le travail que j'ai réalisé pendant ma thèse concerne le développement des algorithmes mathématiques et la discrétisation des équations qui les régissent selon la méthode des différences finies, permettant de modéliser les phénomènes physiques se manifestant dans les semi-conducteurs et ainsi les coupler avec l'environnement circuit. Cet intérêt est de plus en plus défendu par l'ensemble de la communauté scientifique, depuis l'essor fulgurant des moyens informatiques, dont l'objectif principal est de prendre en considération tous les phénomènes physiques pouvant exister dans une même simulation. Cela conduit au prototypage virtuel, lequel permet d'obtenir des performances meilleures à moindre coût. J'ai pu apporter des solutions remarquables en développant des algorithmes linéaires et non linéaires qui tiennent compte du couplage semi-conducteur circuit dans les deux domaines temporel et fréquentiel. Ce travail m'a permis d'acquérir de bonnes compétences dans le domaine de la physique des semi-conducteurs, dans la résolution mathématiques des systèmes linéaires et non linéaires ainsi que dans la simulation numérique. De même, dans la partie

expérimentale, j'ai développé une bonne expérience en matière de caractérisation hyperfréquence.

Après avoir terminé ma thèse, j'ai choisi de poursuivre mes recherches sur la compatibilité électromagnétique en intégrant l'équipe Electronique et Systèmes de l'IRSEEM connue à l'époque pour ses premiers travaux en champ proche. Ce choix a été motivé essentiellement par mes expériences d'avant thèse dans le domaine de l'électromagnétisme. J'ai tout de suite commencé par développer des travaux de recherche autour du champ proche électromagnétique, un sujet d'actualité particulièrement important. Connue par sa richesse en informations, le champ proche prend de plus en plus d'ampleur et devient indispensable pour étudier, caractériser et modéliser le comportement des composants et des dispositifs électroniques vis-à-vis de l'aspect interférence électromagnétique. Je me suis intéressé, dans un premier temps, à la mesure proprement dite, en développant une méthodologie de caractérisation et de calibrage de sondes électroniques qui servent à capter les six composantes du champ électromagnétique. En d'autres termes, je me suis appliqué à définir les limites de fonctionnement de ces sondes afin de maîtriser leur cadre d'utilisation. Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence les caractéristiques principales (sensibilité, sélectivité, facteur d'antenne, résolution spatiale, bande de fréquence) qui agissent directement sur l'authenticité des signaux mesurés. Il résulte de ces travaux une prise en main parfaite de la dite sonde champ proche. Cela m'a conduit plus tard, en m'appuyant sur les problématiques de nos collaborateurs industriels, à définir des perspectives intéressantes dans le but d'améliorer les performances des sondes actuelles. Les applications visées dans les domaines automobile et aéronautique, par exemple, vont des fréquences basses (continue) jusqu'aux alentours de 1 GHz. Les dispositifs électroniques embarqués prennent des dimensions variables (électronique de puissance, électronique faible signal de plus en plus miniature) et le besoin en caractérisation en champ proche est de plus en plus présent. Les sondes d'aujourd'hui ne répondent pas parfaitement aux cahiers des charges des industriels puisqu'elles ne couvrent pas suffisamment le domaine fréquentiel, beaucoup plus dans les basses fréquences où le paramètre sensibilité joue un rôle déterminant, utiliser une sonde de taille importante peut remédier à cet inconvénient mais forcément au détriment de la résolution spatiale. Cette dernière représente un paramètre à prendre au sérieux quand il s'agit de vouloir distinguer des sources de rayonnements voisines. Mais aussi, il faut s'attendre à ce que les mesures soient affectées par l'effet de la fonction de transfert de la sonde en s'éloignant de la fréquence minimale de fonctionnement de celle-ci. Pour ce dernier point, j'ai réalisé un travail intéressant montrant qu'avec un simple post traitement, on pouvait annuler cet effet tout en augmentant la résolution spatiale. A partir de la fréquence maximale de fonctionnement, les sondes sont confrontées au problème de sélectivité, laquelle confond la composante souhaitée avec d'autres composantes. Ce paramètre ne représente pas un inconvénient par rapport aux applications actuelles puisqu'il apparaît à l'extérieur des fréquences d'intérêt. Cette expérience que j'ai bâtie autour du champ proche m'a été utile et bénéfique pour relever le défi et lancer récemment d'autres travaux dont l'objectif principal est de combiner les deux approches technologique et numérique (post traitement), que j'ai jugées complémentaires, pour aboutir à des résultats de mesures comparables à ceux qu'on peut obtenir avec les méthodes standardisées (chambre anéchoïque, chambre réverbérante). Ma contribution dans le développement de cet axe de recherche à l'IRSEEM a consolidé notre positionnement parmi les leaders et nous a permis d'être souvent sollicité pour travailler

sur des problématiques liées à la mesure en champ proche, principalement la modélisation des émissions rayonnées et la modélisation du couplage en champ proche.

C'est dans ce cadre que je me suis investi pleinement pour apporter ma deuxième contribution majeure dans l'évolution de cet axe de recherche à l'IRSEEM. C'est un sujet basé en grande partie sur les mathématiques. La nécessité de représenter les phénomènes observés par des modèles afin de mieux les cerner et de pouvoir les investiguer facilement, nous a incité, au sein de notre équipe de recherche, à vouloir développer des modèles capables de prédire efficacement le rayonnement dans l'espace environnant à partir d'une mesure réalisée dans l'environnement proche de la source. Bien évidemment, la crédibilité de ces modèles est soumise à la précision des mesures champ proche, laquelle était ma première préoccupation en rejoignant l'IRSEEM. Cette fois-ci, avec mes thésards, nous avons beaucoup amélioré les travaux et résultats antérieurs de mes collègues. A l'origine il s'agissait d'un modèle mono-fréquence comportemental, constitué de dipôles électriques ou / électriques et magnétiques, pour prédire respectivement le rayonnement magnétique ou électromagnétique des dispositifs sous tests dont le besoin en champ magnétique pour le premier cas, et en champ électromagnétique pour le second, est inévitable pour construire le modèle. Aussi, dans la résolution des équations mathématiques régissant le modèle, des approximations sont indispensables pour calculer les paramètres inconnus du modèle. A partir de ces deux constats, nous avons développé un nouveau modèle plus précis et capable de calculer les six composantes du champ électromagnétique en connaissant seulement deux composantes du champ magnétique. Basé uniquement sur des dipôles électriques, nous avons utilisé une méthode de résolution numérique de type Newton-Raphson (Levenberg-Marquardt) adaptée aux systèmes non linéaires, qui permet de donner une solution physique sans forcément passer par des approximations mathématiques. Le second avantage réside dans l'alimentation du modèle simplement à partir du champ magnétique, intérêt particulièrement important puisque la mesure du champ électrique n'est pas toujours possible. L'inconvénient de ce nouveau modèle est qu'il est applicable uniquement aux circuits passifs dont on connaît leur permittivité relative effective. Nous avons montré, dans le même travail, que cette technique de modélisation peut être étendue à un modèle large bande tempo-fréquentiel. Une mesure temporelle du champ magnétique au voisinage du DST est alors nécessaire pour la construction du modèle. Je travaille actuellement, avec des collègues en interne, sur ce sujet dont les objectifs et les perspectives envisagés ne se limitent pas à la mesure en elle-même mais incluent également les différentes applications susceptibles d'y faire surface. Je citerais, de façon non exhaustive, la détermination des sens de circulation de courants parasites dans les dispositifs électroniques. Cela peut conduire à établir le lien entre les deux phénomènes émissions conduites et émissions rayonnées. Nous pensons à l'identification des chemins de circulation des impulsions de courants lors des tests aux décharges électrostatiques (ESD) sur des circuits intégrés dans le but de se prémunir efficacement contre d'éventuelles attaques.

Dans un second travail, le modèle d'émissions rayonnées mono-fréquence nous a servi de base pour développer un modèle de couplage en champ proche original entre des sources rayonnantes et des interconnexions voisines. En effet, dans un premier temps des tensions induites aux extrémités chargées de la ligne de transmission "conducteur au-dessus d'un plan de masse", ont été déterminées à partir du modèle de rayonnement de la source rayonnante, des équations analytiques de couplage de Taylor ou Agrawal ou Rachidi, et des équations de BLT (Baum, Liu et Tesche). Nous avons montré qu'un calcul précis de ce

couplage nécessite l'utilisation d'un modèle 3D d'émissions rayonnées pour prendre en compte le rayonnement dans toutes les directions de l'espace. Cette démarche pourrait représenter un outil intéressant pour les concepteurs des systèmes puisqu'elle permet de distinguer les zones de faible couplage des zones de fort couplage. Dans un second temps, nous avons appliqué les mêmes étapes pour calculer le couplage entre une source rayonnante et une ligne microstrip. Pour cela des extensions et des modifications intéressantes ont été apportées à la fois au modèle de rayonnement 3D et aux modèles analytiques de couplage pour introduire l'effet du milieu de propagation caractérisé dans ce cas par sa permittivité relative effective. Pour la première fois dans la littérature, un nouveau concept original de couplage avec des PCBs est présenté ayant la particularité d'être simple et efficace. Ma participation est considérable dans le développement du modèle de réseau de dipôles électriques et/ou magnétiques de l'IRSEEM qui représente le fruit de plusieurs années de travail de notre équipe. La démonstration de sa maturité sur plusieurs cas applicatifs au fil des années nous a apporté beaucoup de notoriété et de reconnaissance. Récemment, il a été proposé à l'échelle internationale, par le groupe de normalisation national UTE, pour devenir le modèle de référence des émissions rayonnées ICEM-RE (la norme IEC 62433-3).

En parallèle à ces travaux, sur les problèmes liés aux émissions conduites, sources des émissions rayonnées, nous avons mis en place une méthodologie de modélisation CEM de cartes qu'on pourrait étendre aux équipements et systèmes. Cette dernière étant basée sur l'approche bottom-up, nous avons développé un modèle d'émissions conduites en rassemblant dans un outil de simulation électrique les modèles de tous les composants constituant la carte. L'intérêt d'une telle démarche est de démontrer qu'il est possible de gérer l'obsolescence avec la simulation. Cela peut représenter un gain économique important pour les industriels.

En CEM, le champ proche est une thématique émergente qui pourrait trouver des applications intéressantes dans plusieurs domaines d'activités. Dans la continuité des perspectives évoquées dans les paragraphes précédents, je travaille actuellement, dans le cadre de ma nouvelle mission "chef de projet champs et susceptibilité électromagnétique" à l'Institut VEDECOM (VEhicule DEcarbonné et COMmunicant), sur la définition des objectifs à moyen et long termes concernant la CEM du véhicule "plus électrique" du futur vis-à-vis des nouvelles contraintes imposées par la nouvelle électronique de puissance et les nouvelles architectures électriques et mécatroniques sans oublier les systèmes de charge innovants sans contact. L'apparition de nouvelles technologies d'interrupteurs de puissance (SiC, GaN,...), très performants dans leur fonction de conversion forte puissance, présente de grands risques en matière de pollution électrique et électromagnétique sur une large gamme de fréquences. Les nouvelles topologies d'association convertisseurs machines électriques méritent une attention particulière. L'usage de nouveaux matériaux composites, moins lourds et faiblement conducteurs, s'avère à la fois positif en raison de la faible émission de Co2 et négatif du fait de l'augmentation des émissions EM à l'extérieur du véhicule. Pour toutes ces raisons, et afin d'anticiper la prise en compte de la CEM dans les phases amonts de la réalisation de ce projet colossal, il serait primordial de savoir évaluer le champ électromagnétique dans l'environnement proche (intérieur et extérieur) du véhicule électrique. Afin de répondre à ce besoin, deux axes de recherche, souvent complémentaires, vont être explorés : le premier axe concerne le développement du prototypage virtuel dans le but de simuler numériquement la CEM globale (champ rayonné, susceptibilité,...) du

véhicule en se basant sur les modèles CEM (analytiques, électriques,...) des différentes sources d'émissions parasites internes (transistor de commutation par exemple) ou externes (système de charge inductive par exemple) au véhicule. Pour cela, et afin d'atteindre cet objectif global, des travaux de recherche portant sur la modélisation CEM de la nouvelle électronique de puissance et sur les systèmes de charge innovants vont être développés. En rapport avec mes travaux achevés et en cours, il est nécessaire d'une part de développer de modèles de rayonnements basés sur des considérations physiques (modèles d'émissions conduites), et d'autre part de travailler sur l'optimisation des modèles comportementaux (réseaux de dipôles) afin de diminuer considérablement le nombre de dipôles, lequel représente l'inconvénient majeur pour l'intégration de ce type de modèles dans des outils de simulation 3D. Le second axe concerne la mise en œuvre d'un banc de mesures champ proche capable de collecter les champs rayonnés à l'intérieur du véhicule. Sachant que l'habitacle est un espace fermé, il n'existe pas aujourd'hui de moyens de mesures champ proche permettant d'identifier les champs rayonnés dans la configuration réelle du véhicule. Il s'agit également, de continuer le développement des sondes large bande pour couvrir toute la bande d'intérêt qui sera encore plus large en considérant la nouvelle électronique de puissance. Un sujet particulier pourrait se faire une place parmi toutes ces questions, il s'agit de l'exposition des occupants de l'habitacle du véhicule électrique aux rayonnements, notamment ceux qui portent des implants médicaux.

VII Bibliographie

- [1] D. Baudry, "Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches. Application : CEM", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, Avril 2005.
- [2] D. Baudry, C. Arcambal, A. Louis, B. Mazari and P. Eudeline, "Applications of the near-field techniques in EMC investigations", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 49, No. 3, pp. 485-493, Aug. 2007.
- [3] L. Bouchelouk, "Conception et validation de sondes pour les mesures en champ proche", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, Octobre 2006.
- [4] M. Kanda, "Standard probes for electromagnetic field measurement", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 10, pp. 1349-1364, May 1993.
- [5] H. I. Bassen and G. S. Smith, "Electric field probes-A review", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 31, No. 5, pp. 710-718, Sep. 1983.
- [6] R. C. Rudduck, D. C. Wu and M. Intihar, "Near- field analysis by the plane wave spectrum approach", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 21, No. 2, pp. 231-234, Mar. 1973.
- [7] Constantine A-Balanis, "Antenna-Theory, analysis and design", second edition, copyright 1982-1997, New York, ISBN 0-471-59268-4.
- [8] H. Hosoyama, T. Iwasaki and S. Ishigami, "Complex antenna factor of a V-dipole antenna with two coaxial feeders for field measurements", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 2, pp. 154-158, May 1999.
- [9] H. Hosoyama, T. Iwasaki and S. Ishigami, "Evaluation of complex antenna factor of a dipole antenna by measuring the S-parameters of the balun", Electrical Engineering in Japan, Vol. 123, No. 2, pp. 16-23, Apr. 1998.
- [10] D. Paris, W. JR, Leach and E. B. Joy, "Basic theory of probe- compensated near- field measurements", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 26, No. 3, pp. 373-379, May 1978.
- [11] J. J. H. Wang, "An examination of the theory and practices of planar near-field measurements", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 6, pp. 746-753, Jun. 1988.
- [12] E. B. Joy and D.T. Paris, "Spatial sampling and filtering in near-field measurement", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 20, No. 3, pp. 253-261, May 1972.
- [13] A. Tankielun, U. Keller, W. John and H. Garbe, "Complex deconvolution for improvement of standard monopole near-field measurement results", 16th International Symposium on EMC, Zurich, Feb. 2005.
- [14] J. S. Dahele and A. L. Cullen, "Electric probe measurements on micro-strip", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, No. 7, pp. 752-755, Jul. 1980.

- [15] J. Colinas, "Etude et Amélioration des performances d'une méthode de mesure en champ proche: la méthode des courants magnétiques équivalents", Mémoire de maîtrise es sciences appliquées de l'Ecole Polytechnique de Montréal, Aout 2001.
- [16] "System in Packages product: Technical information", Fujitsu Scientific & Technical Journal, Vol. 19, No. 1, 2001.
- [17] Semiconductor Industry Association, Assembly & Packaging - The International Technology Roadmap for Semiconductors, 2005 Edition, San Jose, CA. [Online]. Available: <http://www.itrs.net/Links/2005ITRS/AP2005.pdf>.
- [18] K. P. Slattery, J. W. Neal and Z. Cui, "Near-field Measurements of VLSI Devices", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 4, pp. 374-384, Nov. 1999.
- [19] Y. Vives-Gilabert, C. Arcambal, A. Louis, F. de Daran, P. Eudeline and B. Mazari, "Modeling Magnetic Radiations of Electronic Circuits Using Near-Field Scanning Method", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 49, No. 2, pp. 391-400, May 2007.
- [20] P. Fernandez, C. Arcambal, D. Baudry, S. Verdeyme and B. Mazari, "Radiation modeling and electromagnetic simulation of an active circuit", 7th International Work on EMC IC (EMC Compo 09), paper No. 58, Toulouse, France, Nov. 2009.
- [21] P. Fernandez, A. Ramanujan, Y. Vives, C. Arcambal, A. Louis and B. Mazari, "A radiated emission model compatible to a commercial electromagnetic simulation tool", 20th International Symposium on EMC, Zurich, Jan. 2009.
- [22] P. Fernandez, C. Arcambal, Y. Vives, A. Ramanujan, D. Baudry, A. Louis and B. Mazari, "Development of a magnetic field model and insertion into a commercial electromagnetic simulator", Turk. J. of Elec. Eng. Comp. Sci., Vol. 17, No. 3, pp. 289-300, 2009.
- [23] Y. Vives-Gilabert, "Modeling radiated emissions of electronic components", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, Novembre 2007.
- [24] G. E. Forsythe, M. A. Malcom and C. B. Moler, "Computer methods for mathematical computations", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1977.
- [25] R. Penrose, "A generalized inverse for matrices", Proc. Cambridge Phil. Soc., Vol. 51, pp. 406-413, 1955.
- [26] G. E. Forsythe, M. A. Malcom and C. B. Moler, "Computer methods for mathematical computations", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1977.
- [27] K. Levenberg, "A method for the solution s of certain problems in least squares", Quart. Appl. Math. 2, pp. 164 - 168, 1944.
- [28] D. Marquardt, "An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters", SIAM J. Appl. Math. 11, pp. 431-441, 1963.
- [29] J. J. Moré, "The Levenberg-Marquardt algorithm: Implementation and Theory", Lecture notes in Mathematics, Vol. 630, pp. 105-116, Springer, 1978.

- [30] Y. Vives, C. Arcambal, D. Baudry, A. Louis, B. Mazari, M. Stanislawiak and P. Eudeline, "Characterisation of the magnetic field radiated by different toroidal core inductors", 2emc05, Rouen, France, pp. 29-34, 26-28 sep. 2005.
- [31] Y. Ahmed, Y. Hao and C. Parini, "A 31.5 GHz Patch Antenna Design for Medical Implants", International Journal of Antennas and Propagation, Hindawi Publish. Company, Vol 2008. <http://www.hindawi.com/journals/ijap/2008/167980/>.
- [32] B. Ulriksson, "Conversion of frequency-domain data to the time-domain data", Proc. IEEE, Vol. 74, No. 1, pp. 74-77, Jan. 1986.
- [33] T. B. Hansen and A. D. Yaghjian, "Planar near-field scanning in the time domain—Part 1: Formulation", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, No. 9, pp. 1292-1300, Sep. 1994.
- [34] T. B. Hansen and A. D. Yaghjian, "Planar near-field scanning in the time domain—Part 2: Sampling theorems and computation schemes", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, No. 9, pp. 1280-1291, Sep. 1994.
- [35] Agence National de Recherche ANR, Programme VTT, document scientifique, édition 2010.
- [36] G. E. Moore, "Cramming more components onto integrated circuits", Electronics, Vol. 38, No. 8, pp. 114–117, Apr. 1965.
- [37] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam et H. Piquet, "De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord", J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 4, Hors-série 1, 1, 2005, <http://dx.doi.org/10.1051/bib-j3ea:2005601>
- [38] I. Chahine, "Caractérisation et modélisation de la susceptibilité conduite des circuits intégrés aux perturbations électromagnétiques", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, Décembre 2007.
- [39] S. Atrous, "Mise en place d'une méthodologie de caractérisation en immunité champ proche de dispositifs électroniques", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, Jan. 2009.
- [40] National Instrument, <http://www.ni.com/lwcvif/>
- [41] P. Fernandez Lopez, "Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, Jan. 2011.
- [42] C. Taylor and C. JR. Harrison, "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a non-uniform electromagnetic field", IEEE Transactions Antennas and Propagation, Vol. 13, No. 6, pp. 987-989, Nov. 1965.
- [43] A. K. Agrawal, H. J. Price, and S. H. Gurbaxani, "Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 22, No. 2, pp. 119-129, May 1980.
- [44] F. Rachidi, "Formulation of the field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 35, No. 3, pp. 404-407, Aug. 1993.

- [45] C. R. Paul, "Analysis of multiconductor transmission lines", second edition, John Wiley and sons, 2008.
- [46] M. V. Schneider, "Dielectric loss in Integrated Microwave Circuits", The Bell System Technical Journal, pp. 2325-2332, Sep. 1969.
- [47] C. E. Baum, T. K. Liu, and F. M. Tesche, "On the analysis of general multiconductor transmission-line networks", Interaction Notes, Note 350, Nov. 1978.
- [48] F. M. Tesche, "Development and use of the BLT equation in the time domain as applied to a coaxial cable", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 49, No. 1, pp. 3-11, Feb. 2007.
- [49] M. Leone and H. L. Singer, "On the coupling of an external electromagnetic field to a printed circuit board trace", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 4, pp.418-424, Nov. 1999.
- [50] E. Sicard, A. Boyer and A. Tankielun, "On the prediction of near-field microcontroller emissions", IEEE International Symposium on EMC. Chicago, USA, Aug. 2005.
- [51] C. Labussière-Dorgan, S. Bendhia, E. Sicard, J. Tao, H. J. Quaresma, C. Lochot and B. Virgnon, "Modeling the electromagnetic emission of a microcontroller using a single model", IEEE Transactions on EMC, Vol. 50, No. 1, pp. 22-34, Feb. 2008.
- [52] F. Lafon, "Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile : Etude de l'immunité, du composant à l'équipement", Thèse de doctorat de l'Université de Rennes, 2011.
- [53] S. Serpaud, J. L. Levant, M. Ramdani, R. Perdriau, and M. Drissi, "ICEM-CE extraction methodology", 7th International Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC COMPO 09), Toulouse, France, 2009.

VIII Synthèse de mon parcours et de mes travaux

VIII.1 Curriculum Vitae

Etat civil

Nom : RIAH
Prénom : Zouheir
Date et lieu de naissance : 16 Octobre 1973 à Constantine-ALGERIE
Nationalité : Française
Adresse : 11 rue de la Mare aux Planches, 76100 Rouen
Situation familiale : Marié (3 enfants)

Fonctions Actuelles

Enseignant/Chercheur à l'ESIGELEC/IRSEEM

Etablissement : ESIGELEC (Ecole Supérieure d'Ingénieur en Génie ELECTrique)
Laboratoire : IRSEEM (Institut de Recherche en Systèmes Electroniques Embarqués)
Site web : www.esigelec.fr
Adresse : Technopôle du Madrillet, Avenue Galilée-76801 Saint Etienne du Rouvray Cedex
Tél : 02 32 91 58 58
Fax : 02 32 91 58 59
Mail : riah@esigelec.fr

Chef de projet "champs et susceptibilité électromagnétique" à VEDECOM

Etablissement : Institut VEDECOM (VEhicule DEcarboné et COMmunicant)
Site web : www.vedecom.fr/fr/
Adresse : 77, Rue des chantiers-78000 Versailles
Tél : 01 30 97 01 80
Mail : zouheir.riah@vedecom.fr

Diplômes

2005 Doctorat de l'université de Limoges en Circuits Non-Linéaires Hautes Fréquences : "Plate forme SCILAB de simulation intégrée circuits/composants"

Soutenue : le 08/02/2005

Composition du jury :

M. PRIGENT Professeur-Univ. de Limoges (Président)
 C. DALLE Chargé de Recherche HDR -Univ. de Lille 1 (Rapporteur)
 O. LLOPIS Directeur de Recherche-Univ. de Toulouse 3 (Rapporteur)
 S. STEER Directeur de Recherche-INRIA Rocquencourt (Examineur)
 J.C. JACQUET Ingénieur à THALES LCR ORSAY (Examineur)
 P. LEVEQUE Chargé de Recherche-Univ. de Limoges (Examineur)
 R. QUERE Professeur-Univ. de Limoges (Directeur de thèse)
 R. SOMMET Chargé de Recherche-Univ. de Limoges (Co-directeur)

2001 DEA en Optique, Optoélectronique et Microondes (OOM) de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG)

2000 Magistère en Microondes de l'Université de Constantine-Algérie

1996 Ingénieur en Electronique de l'Université de Constantine-Algérie

Activités professionnelles

Depuis Février 2015 Chef de projet "champs et susceptibilité électromagnétique" à VEDECOM

2008-aujourd'hui Enseignant/chercheur à l'ESIGELEC-département Electronique & Télécommunications/IRSEEM-pôle Electronique & Systèmes

2005-2008 Post-doctorant à l'IRSEEM-pôle Electronique & Systèmes, enseignant vacataire à l'ESIGELEC

1996-1999 Enseignant vacataire à l'Université de Constantine-Algérie

VIII.2 Activités d'enseignement

Mes activités d'enseignement se déroulent principalement à l'ESIGELEC depuis que j'ai intégré l'IRSEEM en juillet 2005. J'interviens dans les deux cycles du cursus ESIGELEC, le cycle préparatoire intégré international et le cycle ingénieur classique ou par la voie de l'apprentissage. Les enseignements que je dispense appartiennent aux départements « Electronique & Télécommunications » et « Systèmes Embarqués et Instrumentation », ils portent sur l'électronique basse fréquence, l'électronique haute fréquence et l'interfaçage des systèmes numériques à base de microprocesseurs. J'interviens également depuis 2011 dans le cadre de mastères recherches de l'Université de Rouen. Je suis impliqué dans le mastère « DIODE » dans lequel j'assure des enseignements portant sur l'instrumentation en champ proche. Je suis aussi amené à assurer des enseignements dans le cadre de la formation continue (formation professionnalisante-non diplômante et la filière Fontanet-diplômante) proposée par l'ESIGELEC aux entreprises. Mes principales contributions sont réparties sur trois domaines de l'électronique :

VIII.2.1 Electronique analogique basse fréquence

Dans le département « Electronique & Télécommunications » de l'ESIGELEC, je participe depuis que j'ai intégré l'IRSEEM en 2005 en tant que post-doctorant et depuis 2008 en tant qu'enseignant/chercheur dans la formation des étudiants du tronc commun, des deux filières classique et apprentissage, et du cycle préparatoire intégré international. Durant toutes ces années j'ai dû intervenir quasiment dans toutes les matières relevant du programme pédagogique du département. Il faut noter que ce programme n'est pas figé. Il s'adapte aux évolutions des méthodes pédagogiques mises en place au sein de l'école. L'une des plus importantes de ces dernières années a été l'introduction de la pédagogie active impliquant le passage de quelques modules en mode APP (Apprentissage Par Problème). L'ensemble des matières enseignées en tronc commun constitue d'une part un enseignement de base commun à tous les étudiants ingénieurs généralistes et d'autre part un enseignement spécifique au travers des modules d'ouverture proposés spécialement à ceux qui souhaitent se spécialiser dans les deux dominantes du département ISET (Ingénierie des Systèmes Electroniques des Télécommunications) et ICOM (Ingénierie des communications).

De juillet 2005 à août 2008 : en qualité de post-doctorant, j'avais comme mission supplémentaire d'assurer une centaine d'heures d'enseignement par an auprès des étudiants du tronc commun de l'ESIGELEC. Dans le département E&T, j'intervenais dans les matières suivantes :

- **Electronique 2005-2007 :** destiné aux étudiants de la filière Fontanet diplômante, j'ai assuré sur deux années de suite 24 heures de TP. Les objectifs visés étaient l'initiation à l'utilisation des appareils de mesure électrique, l'étude et la caractérisation des composants actifs (diode zener, diode et transistor) et aussi des fonctions comportant ces composants.
- **Instrumentation et capteurs 2005-2007 :** proposé aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun), j'ai assuré sur deux années de suite 6 heures de TD et 9 heures de TP. Il s'agit, pour les étudiants, d'étudier et d'analyser deux systèmes électroniques constitués de plusieurs fonctions en cascade : un détecteur de fumée et un détecteur d'activité vocale.

Depuis septembre 2008 : en qualité d'enseignant/chercheur, j'interviens dans plusieurs modules destinés aux étudiants du tronc commun de 1^{ère} et 2^{ème} années ingénieurs, et aussi auprès des élèves de 1^{ère} année du cycle préparatoire intégré international. Mes interventions sont différentes d'une année à l'autre.

- **Concepts de base 2008-2009 :** proposé aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun), ce module se déroule sous la forme Cours/TD/TP dans la même séance. Sur une durée de 30 heures, les objectifs visés sont : les lois de base de l'électricité, les composants passifs, l'amplificateur opérationnel, la réponse fréquentielle, la réponse temporelle, la transformée de Laplace, l'outil de simulation de circuits électriques (PSPICE).
- **Mesures électroniques 2008-2009 :** proposé également aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun), ce module se déroule sous la forme Cours/TD/TP dans la même séance. Sur une durée de 30 heures, les objectifs visés sont le principe de fonctionnement des appareils de mesure (oscilloscope, générateur de signaux, alimentation stabilisée, ampère mètre, voltmètre, distorsiomètre et millivoltmètre AC) utilisés dans les laboratoires du département, configuration et câblage des appareils avec un circuit sous test.
- **Découverte électronique 2008-2014 :** sur une durée de 30 heures, ce module se déroule sous la forme Cours/TD/TP dans la même séance. Il est destiné aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun). Les objectifs affichés sont : le calcul de tensions et courants dans un circuit et la détermination de grandeurs caractéristiques, choisir des appareils de mesures, mettre en œuvre un banc de tests et l'exploiter.
- **Fonctions de base et circuits 2008-2010 :** je suis intervenu deux années de suite dans ce module en TD (6 heures) et en TP (8 heures). C'est un module d'approfondissement destiné aux étudiants qui veulent s'orienter vers l'une des deux dominantes (ISET, ICOM) du département E&T. Les sujets traités sont les oscillateurs FM, les multiplieurs (cellule de Gilbert), le démodulateur FM à PLL et le démodulateur FM par transformation FM/AM.
- **Etudes et réalisations 2008-2010 :** sur une durée de 30 heures (4 heures de cours et 26 heures de TP), je suis intervenu deux années de suite dans ce module. C'est un module d'approfondissement dont l'objectif est de réaliser une fonction électronique qui permettra aux étudiants de s'exercer à l'autoformation. Divers sujets sont traités par les étudiants : baby phone, GBF, thermomètre électronique, émetteur/récepteur 900MHz, émetteur/récepteur audio FM,....
- **Convertisseurs AN et NA 2009-2012/2014-2015 :** destiné aux étudiants de 2^{ème} année tronc commun, ce module est passé en mode APP en 2011. Sur une période de 16 heures en laboratoire, il s'agit de travailler sur des problèmes liés aux conversions analogique-numérique et numérique-analogique tout en suivant une démarche structurée qui permet la validation des acquis à des étapes successives.
- **Filtres d'ordre N 2009-2012:** destiné aux étudiants de 2^{ème} année tronc commun, j'ai assuré sur trois années de suite 3 heures de TD et 12 heures de TP. L'objectif de ce module est de montrer aux étudiants comment faire de la synthèse des filtres à partir d'un cahier des charges.
- **Oscillateurs 2009-2010 :** destiné aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun), j'ai assuré 6 heures de TD et 12 heures de TP. Il s'agit pour les étudiants de connaître et de comprendre le principe de fonctionnement des principaux montages générateurs de signaux sinus et non sinus au travers des travaux dirigés et travaux pratiques.

- Mesures physiques 2009-2010/2011-2012 : sur une durée de 24 heures, c'est un module destiné aux étudiants de 1^{ère} année du CPII. Ce module se déroule sous la forme Cours/TD/TP dans la même séance. Les objectifs affichés sont le calcul et la mesure des différentes grandeurs caractéristiques électriques dans un circuit, la mise en œuvre d'un banc de tests à partir d'un schéma électrique avant de l'exploiter.
- Composants de base et filtrage 2009-2012 : destiné aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun), j'ai assuré sur trois années de suite 8 heures de TD et 12 heures de TP. Les objectifs affichés dans ce module sont la connaissance des composants passifs et leurs limites, la connaissance des montages de base des filtres à base des composants passifs et des filtres actifs d'ordre 1 et savoir calculer, simuler puis mesurer leurs fonctions de transfert.
- Modulation 2009-2012 : destiné aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun), j'ai assuré sur trois années consécutives 20 heures de TP. Ce module se déroule sous la forme Cours/TD/TP dans la même séance. Les objectifs affichés sont la connaissance et la compréhension du principe et de l'intérêt des modulations d'amplitude et de fréquence, et notamment la démodulation.
- Systèmes de communication 2009-2010 : destiné aux étudiants de 2^{ème} année tronc commun, ce module comprend 28 heures de TP. Il regroupe les deux modules : modulation et oscillateurs.
- Transistors et applications 2009-2014 : sur une durée de 20 heures (8 heures de TD et 12 heures de TP), je suis intervenu cinq années de suite dans ce module. C'est un module destiné aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun). Il se déroule sous la forme Cours/TD/TP dans la même séance. L'objectif pour les étudiants est de savoir expliquer le fonctionnement et la polarisation statique des composants actifs (diodes et transistors) et de reconnaître le rôle des schémas électriques auxquels ils sont associés.
- Transmission sans contact 2010-2011 : sur une durée de 20 heures TP, je suis intervenu deux années de suite dans ce module. C'est un module d'ouverture destiné aux étudiants de 2^{ème} année qui veulent s'orienter vers des dominantes liées à l'électronique. Les objectifs affichés sont la connaissance des mécanismes d'échanges sans contact, notamment le concept NFC, ainsi que l'étude et le dimensionnement des éléments d'un système (émetteur-récepteur) de communication sans contact.
- Conduite d'essais 2010-2013 (Responsable du module) : destiné aux étudiants de 2^{ème} année tronc commun, j'avais en charge ce module de 20 heures : 4 heures de cours pour toute la promotion, 4 heures de TD et 12 heures de TP. L'objectif de ce module est double : reconnaître les montages de base de quelques classes d'amplificateurs de puissance et mettre en œuvre une campagne de mesure à travers l'amplificateur de puissance classe AB et puis rédiger un rapport de tests.
- Etude de cas 2012-2013 : j'ai assuré 28 heures de TP pour ce module d'ouverture. L'objectif est de mener une étude de cas structurée et guidée le long de sept séances sur un sujet donné afin de remettre à niveau, à chaque étape, les différents groupes de travail. Cette année le choix du sujet était la réalisation d'un analyseur de spectre basse fréquence.
- Amplification à transistor 2013-2015 : j'ai assuré 20 heures (8 heures de Td et 12 heures de TP) sur deux années de suite pour ce module d'ouverture. Les objectifs affichés sont la

connaissance du mode de fonctionnement en régime linéaire du transistor bipolaire, et les caractéristiques principales des trois montages de base à transistor bipolaire (gain en tension, impédance d'entrée...).

VIII.2.2 Electronique numérique

De juillet 2005 à août 2008 : en qualité de post-doctorant, j'intervenais également dans deux modules appelés respectivement systèmes numériques à microprocesseur et interfaçage des systèmes numériques destinés aux étudiants de 2^{ème} année tronc commun.

- Systèmes numériques à microprocesseur (SNM) 2006-2008 : je suis intervenu en TD (12 heures) et en TP (15 heures). Les objectifs de ce module sont l'étude de l'architecture des microprocesseurs, en particulier le décodage d'adresses, et la programmation en assembleur. Les processeurs étudiés appartiennent à l'enseigne Motorola : le 68000 en 2005-2006, le Coldfire 5307 en 2006-2007 et le Coldfire 5213 en 2007-2008.
- Interfaçage des systèmes numériques à microprocesseurs (ISN) 2005-2006/2007-2008 : destiné au même public, ce module est la continuité du module "systèmes numériques à microprocesseurs". J'ai assuré, sur les trois années, 28 heures partagées entre TD (13 heures) et TP (15 heures). Les objectifs sont la connaissance des aspects d'interfaçage du microprocesseur avec les différents périphériques à travers l'étude de l'UART, du Timer, et du port parallèle, la programmation en assembleur en modes scrutation et interruption.

Depuis septembre 2008 :

- SNM et ISN 2008-2014 : en qualité d'enseignant-chercheur, j'ai continué à intervenir dans ces deux modules qui ont connu des évolutions successives aux niveaux matériel et logiciel avec la conservation des mêmes objectifs d'apprentissage. En 2009-2010, la programmation en langage C a été introduite à la place de la programmation en assembleur pour l'étude du microprocesseur Coldfire 5213. Cette phase a duré que deux ans (2009-2011). En 2011-2012, une autre étape a été franchie. En effet, le Coldfire 5213 de Motorola a été remplacé par le processeur MSP430G2452 de la famille MSP430 de Texas Instrument. Cette fois-ci, les deux modules SNM et ISN ont été regroupés pour former une seule matière et les objectifs d'apprentissage définis autour de ce nouveau microcontrôleur n'étaient pas vraiment différents de ceux de son prédécesseur. Il s'agit, pour les étudiants, d'appréhender les aspects d'interfaçage du microcontrôleur avec les différents périphériques à travers l'étude du Timer, des entrées-sorties Tous ou Rien, et du convertisseur analogique numérique (ADC), la programmation en langage C en modes scrutation et interruption. En 2012-2013, l'école a souhaité modifier ses méthodes pédagogiques en introduisant de la pédagogie active. Le mode d'apprentissage par projet (APP) a été adopté pour ce module. L'objectif de cette approche nouvelle est de lutter contre la passivité des étudiants en les impliquant dans l'élaboration de la solution. Il fallait donc repenser complètement la structuration du module, choisir judicieusement les activités à réaliser en vérifiant leur adéquation avec les objectifs visés. Pour cette année, le cahier des charges final était le montage et la conception logicielle d'un robot parcourant le maximum de surface d'un espace défini au préalable sur une période de temps fixée. L'année 2013-2014, les objectifs d'apprentissage ont été conservés avec un cahier des charges différent. Il s'agissait de mettre en œuvre un système de chaise roulante autonome capable de relier un point A à un point B, en respectant une

trajectoire prédéfinie, tout en évitant les obstacles. La chaise roulante pour les étudiants était le robot.

- *Découverte systèmes embarqués et Instrumentation 2010-2012* : sur une durée de 6 heures dans la même journée, c'est le premier module de tronc commun dispensé dans le département pour les étudiants de 1^{ère} année. Ce module se déroule sous la forme APP. L'objectif est de montrer aux étudiants l'intérêt de l'électronique embarquée pour concrétiser une idée à travers l'étude d'une application réelle. Les deux sujets traités sur ces deux années sont respectivement le télémètre et le radar de recul.
- *Logique 2009-2013* : destiné aux étudiants de 1^{ère} année (tronc commun), j'ai assuré sur quatre années de suite une vingtaine d'heures (10 heures de TD et 9 heures de TP). L'objectif de ce module est l'initiation des étudiants au calcul binaire, à l'algèbre de boole et composants de base, aux systèmes combinatoires et principaux circuits, et aux systèmes séquentiels et bascules.

VIII.2.3 Electronique radiofréquence

Dans la dominante ISET du département E&T de l'ESIGELEC, j'ai travaillé en 2011-2012, avec trois collègues, sur le montage d'un module APP nommé "Conception Radiofréquence", dont j'ai assuré la responsabilité par la suite. Ce montage a été réalisé pendant la formation "pédagogie active" suivie par l'ensemble des enseignants de l'ESIGELEC. Au niveau de la formation continue de l'ESIGELEC, j'ai participé aux montages et à l'enseignement de deux modules : le premier porte sur les techniques de mesures en champ proche appliquées à la CEM et le second porte sur la théorie et la mesure du taux d'ondes stationnaires. J'interviens également depuis quelques années dans le MASTER 2 de recherche DIODE de l'Université de Rouen (Développement des Instruments scientifiques Optique et DEtection) avec le module Instrumentation et capteurs en champ proche.

- *Conception radiofréquence 2012-2015 (Responsable du module)* : sur une durée de 50 heures, je suis intervenu trois années de suite dans ce module. C'est un module d'électif général destiné aux étudiants de 3^{ème} année ISET. Il s'articule autour de 2 heures de cours pour rappeler les notions de base des hyperfréquences (théorie des lignes de transmission, impédance caractéristique, impédance ramenée, paramètres S,...), 4 heures de TD sous forme APE (Apprentissage Par Exercice) portant sur l'étude d'une fonction RF, et enfin 44 heures projet sous forme APP portant sur le calcul, la conception, la réalisation et puis la mesure d'une fonction RF.
- *Théorie et mesure du Taux d'Ondes Stationnaires (Responsable du module)* : sur une durée de 6 heures, ce cours entre dans le cadre de la formation continue non diplômante proposée par l'ESIGELEC aux salariés d'entreprises. J'ai formé à deux reprises (octobre 2013 et janvier 2014) des techniciens de l'entreprise ALCATEL Lucent sur le Taux d'Ondes Stationnaires (ondes dans les lignes de transmission, représentation des charges sur l'abaque de Smith, notion de paramètres S et mesures avec l'analyseur de réseau).
- *Techniques de mesures en champ proche appliquées à la CEM (Responsable du module)* : sur une durée de 8 heures, ce cours entre dans le cadre de la formation continue. J'ai formé à deux reprises des salariés de MBDA (juin 2009) et Thalès (octobre 2013). Cette formation reprend nos travaux de recherche établis à l'IRSEEM autour de la mesure en champ proche.

- *Instrumentation et capteurs en champ proche 2011-2015 (Responsable du module)* : sur une durée de 9 heures, j'ai assuré pendant quatre ans l'enseignement de ce module. Il appartient au MASTER 2 DIODE de l'Université de Rouen. Les objectifs du module sont l'instrumentation en haute fréquence et la caractérisation de capteurs de mesures du champ électrique et magnétique proches.

Le tableau suivant récapitule les modules que j'ai enseignés entre 2005 et 2015 à l'ESIGELEC et l'université de Rouen :

Année Universitaire	Institution	Filières	Matières	Equivalent TD (H)	APP (H)
2005-2006 Vacataire	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Electronique, Instrumentation et capteurs)	52	
		2 ^{ème} année	Electronique numérique (ISN)	28	
2006-2007 vacataire	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Electronique, Instrumentation et capteurs)	52	
		2 ^{ème} année	Electronique numérique (SNM)	25	
2007-2008 vacataire	ESIGELEC	2 ^{ème} année	Electronique numérique (SNM, ISN)	81	
2008-2009 Enseignant/ Chercheur	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Découverte électronique, Concepts de base, Mesures électroniques)	85	
		2 ^{ème} année	Electronique BF (Fonctions de base et circuits, Etudes et réalisations)	39	
			Electronique numérique (SNM, ISN)	86	
2009-2010 Enseignant/ Chercheur	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Découverte électronique, composants de base et filtrage, Oscillateurs, Modulation, Transistors et applications)	81	
			Electronique numérique (Logique)	16	
		2 ^{ème} année	Electronique BF (Fonctions de base et circuits, Etudes et réalisations, Convertisseurs AN et NA, Filtres d'ordre N, Systèmes de communication)	68	
			Electronique numérique (SNM)	16	
CPII	Electronique BF (Mesures physiques)	32			
2010-2011 Enseignant/ Chercheur	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Découverte électronique, composants de base et filtrage, Modulation, Transistors et applications)	55	
			Electronique numérique (Découverte systèmes embarqués, Logique)	35	
		2 ^{ème} année	Electronique BF (Convertisseurs AN et NA, Filtres d'ordre N, Transmission sans contact, conduite d'essais)	83	
			Electronique numérique (SNM, ISN)	39	

2011-2012 Enseignant/ Chercheur	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Découverte électronique, composants de base et filtrage, Transistors et applications, Modulation)	65	50
		2 ^{ème} année	Electronique numérique (Découverte systèmes embarqués, Logique)	32	
	3 ^{ème} année		Electronique BF (Convertisseurs AN et NA, Filtres d'ordre N, conduite d'essais)	48	
		Université de Rouen	CPII	Electronique numérique (SNM)	
	Master2 DIODE		Electronique RF (conception RF)	16	
2012-2013 Enseignant/ Chercheur	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Découverte électronique, Transistors et applications)	47	54 50
		2 ^{ème} année	Electronique numérique (Logique)	16	
	3 ^{ème} année		Electronique BF (Etude de cas, Conduite d'essais)	43	
		Université de Rouen	Master2 DIODE	Electronique numérique (SNM, ISN)	
	Electronique RF (Conception RF)		12	12	
2013-2014 Enseignant/ Chercheur	ESIGELEC	1 ^{ère} année	Electronique BF (Découverte électronique, Transistors et applications)	61	54 50
		2 ^{ème} année	Electronique BF (Amplification à transistor)	16	
	3 ^{ème} année		Electronique numérique (SNM, ISN)	54	
		Université de Rouen	Master2 DIODE	Electronique RF (Conception RF)	
	Electronique RF (Instrumentation et capteurs en champ proche)		12	12	
2014-2015 Enseignant/ Chercheur	ESIGELEC	2 ^{ème} année	Electronique BF (Amplification à transistor, convertisseur AN/NA)	27	50
		3 ^{ème} année	Electronique RF (Conception RF)	12	
	Université de Rouen	Master2 DIODE	Electronique RF (Instrumentation et capteurs en champ proche)	12	

VIII.3 Activités de recherche

VIII.3.1 Encadrement de thèses

Mes activités d'encadrement doctoral ont démarré à la fin de mon post-doctorat et après avoir intégré l'ESIGELEC en tant qu'enseignant-chercheur, en septembre 2008. Avec mon premier thésard A. RAMANUJAN [Thèse 1], nous avons travaillé sur la modélisation des émissions rayonnées au sens large et plus particulièrement sur les circuits miniatures. Cette thèse a été soutenue en juin 2011. J'ai enchaîné avec l'encadrement de deux thèses : la première [Thèse 2], présentée par H. SHALL en avril 2014, représente la continuité des travaux autour des émissions rayonnées. Elle a porté principalement sur la modélisation de couplages entre des sources de rayonnement et les lignes de transmission. Dans la seconde [Thèse 3] avec A. HAMOUDA, nous nous sommes intéressés à la simulation et à la modélisation des émissions conduites des cartes électroniques, en partant des modèles des composants présents sur ces cartes. Elle est en cours de rédaction. Quant à la dernière thèse en cours [Thèse 4], celle de M. VINCEN dont la soutenance est prévue en janvier 2017, elle porte sur la modélisation et l'optimisation du blindage appliquées aux chaînes de traction dans les véhicules électriques.

Les tableaux suivants montrent le descriptif de chaque thèse avec le taux d'encadrement associé.

Thèses soutenues

[Thèse 1]	Nom du diplômé : Abhishek RAMANUJAN
	Directeur de thèse : Anne Louis
	Date de début : Juillet 2008
	Date de soutenance : 09 Juin 2011
	Sujet : Development of automated frequency and time domain radiated electromagnetic emission models for microelectronic applications
	Taux d'encadrement: 90%
	Nature de financement: IRSEEM
	Situation actuelle : Expert CEM chez VALEO
[Thèse 2]	Nom du diplômé : Hanen SHALL
	Directeur de thèse : Moncef KADI
	Date de début : Décembre 2010
	Date de soutenance : 24 Avril 2014
	Sujet : Modélisation des émissions rayonnées et étude des couplages entre composants et interconnexions
	Taux d'encadrement: 70%

	Nature de financement: IRSEEM
	Situation actuelle : Post-doctorant à l'IRSEEM

Thèses en cours

[Thèse 3]	Nom du doctorant : Amine HAMOUDA
	Directeur de thèse : Fabien NDAJIGIMANA
	Date de début : Octobre 2011
	Date de soutenance : Non programmée
	Sujet : Développement d'une méthodologie de modélisation et de simulation CEM de cartes électroniques pour des applications en électronique embarquée
	Taux d'encadrement: 80%
	Nature de financement: IRSEEM
[Thèse 4]	Nom du doctorant : Morgan VINCENT
	Directeur de thèse : Yacine AZZOUZ
	Date de début : Janvier 2014
	Date de soutenance : Non programmée
	Sujet : Modélisation et optimisation du blindage appliquées aux chaînes de traction dans les véhicules électriques
	Taux d'encadrement (hors encadrement industriel) : 50%
	Nature de financement : ANRT CIFRE PSA Peugeot Citroën

VIII.3.2 Encadrement/Co-encadrement de stages ingénieurs et/ou masters

- **Nom du stagiaire :** Emine BASAK
Sujet : modeling of electromagnetic emissions of integrated circuits.
Rapport de stage Ingénieur: Electrical and Electronics Engineering Department-Istanbul University, 2008 (9 mois)
- **Nom du stagiaire :** Adam KORNAGA
Sujet : Development of neural networks models for determining the near field for power electronic components.
Rapport de stage Ingénieur "Gdansk University of Technology-Poland", 2008 (6 mois)

- Nom du stagiaire : yan HUANG
Sujet : Mesure et modélisation du champ proche rayonné des circuits actifs.
Rapport de stage Ingénieur ESIGELEC et Master2 DIODE, 2013 (6 mois)
- Nom du stagiaire : Kawthar ALAMEH
Sujet : Contribution à l'automatisation d'un banc champ proche pour une mesure 3D.
Rapport de stage Ingénieur et Master contrôle industriel-Université Libanaise, 2013 (6°mois)

VIII.3.3 Encadrement des travaux de post doctorat

- Nom du post-doctorant : Hanen SHALL
Sujet : Développement de nouvelles méthodologies de mesure en champ proche/Développement de méthodes de réduction de l'effet des sondes dans la mesure.
Travaux en cours : de janvier 2015 jusqu'au juin 2016

VIII.3.4 Programmes et projets de recherche collaboratifs

Projet APMEN (Active Probes for Measurement of Electromagnetic Near-field)

Le projet APMEN (juin 2005-juillet 2007) est un projet interrégional européen qui appartient au programme INTERREG IIIA (Franco-British programme for transfrontier co-operation). Le seul partenaire de l'IRSEEM est l'équipe Antennes et Micro-ondes du département Electronique de l'Université du Kent. L'objectif principal du projet est le développement d'une sonde active (association d'un capteur et d'un amplificateur) de mesure du champ proche ayant de meilleures performances par rapport aux sondes passives utilisées dans les laboratoires de recherche. Cette tâche était dédiée à notre partenaire de l'université du Kent. L'IRSEEM avait comme mission la caractérisation de la sonde active. J'ai intégré l'IRSEEM en juillet 2005, en qualité de post-doctorant, pour travailler sur ce sujet.

Plusieurs résultats ont été publiés dans le cadre de ce projet ([P4]-[P6]-[P9]-[P10]).

Projet COSIP (Chip/Package System Co-design)

Le projet COSIP (juin 2008-mai 2011) est un projet européen qui appartient au programme MEDEA+. Les partenaires de l'IRSEEM sont Bosch (Reutlingen-Allemagne), CISC (Villach-Autriche), DOCEA Power (Moirans-France), Infineon IFAT (Villach-Autriche), le coordinateur du projet Infineon IFX (Neubiberg-Allemagne), Magwel (Leuven-Belgique) et STMicroelectronics (Grenoble-France). Le projet était défini autour de la conception des systèmes dans un boîtier, connus sous le nom de circuits SiP. On entend par SiP, un ensemble de fonctions électroniques issues de technologies très hétérogènes montées dans un même boîtier. On peut recenser de l'électronique numérique, de l'électronique analogique, de l'optique, voire même des microsystèmes mécaniques... La conception de tels systèmes se fait d'une manière fractionnée et/ou séquentielle dans laquelle l'influence mutuelle entre les différents composants sur la carte et/ou entre composants et boîtier n'est pas du tout abordée. Du fait de la multidisciplinarité du projet, les partenaires étaient choisis sur la base de leurs domaines techniques de compétences qui étaient surtout complémentaires. DOCEA pour la partie thermique, l'IRSEEM pour la partie électromagnétique, Magwell pour la partie développement d'algorithmes mathématiques,...

L'objectif principal du projet était le développement et la validation d'une plate forme de simulation mixte compatible avec les approches multi-domaines et multi-technologies tenant compte de la puce, la carte et le boîtier. Notre implication à l'IRSEEM, consistait à développer des modèles comportementaux d'émissions rayonnées à l'échelle de ces circuits.

J'ai assuré, en qualité d'enseignant-chercheur, le suivi des travaux de thèse de A. RAMANUJAN avec un taux d'encadrement de 90%.

Plusieurs publications de type journal ([P3]-[P7]-[P8]), magazine [M1] et conférence ([C3]-[C4]-[C10]-[C11]-[C17]) ont été établies dans le cadre de ce projet.

Projet ECEM (ElectroMagnetic Compatibility of Energetic system)

Le projet ECEM (décembre 2010-décembre 2013) est un projet ANR qui appartient au programme VTT (Véhicule pour les transports terrestres). Les partenaires de l'IRSEEM sont des industriels : le coordinateur du projet VALEO (Créteil), RENAULT (Guyancourt) et CEDRAT (Grenoble) et des académiques : SATIE (ENS Cachan), AMPERE (Lyon), G2ELAB (Grenoble). Le projet était défini autour de la compatibilité électromagnétique des systèmes d'Énergie. Il couvre plusieurs champs liés à la CEM des systèmes embarqués dans le domaine de l'automobile. En effet, la cohabitation entre des systèmes d'électronique de puissance (systèmes de conversion d'énergie) et d'électronique de signal (commandes ou interconnexions associées,...) dans un véhicule impose des contraintes de plus en plus sévères vis à vis de la CEM du système complet.

L'objectif du projet est de s'assurer du respect des normes CEM (émissions parasites et immunité face aux perturbations EM) pour garantir le bon fonctionnement de l'ensemble des équipements dans un environnement EM relativement pollué. L'implication de l'IRSEEM dans ce projet se résumait à la prédiction du couplage en champ proche entre composants complexes (3D) et interconnexions.

J'ai participé, en interne, à la définition des objectifs techniques de la partie IRSEEM dans ce projet et j'ai assuré, par la suite, en qualité d'enseignant-chercheur, le suivi des travaux de thèse de H. SHALL avec un taux d'encadrement de 70%. J'ai également encadré la stagiaire K. ALAMEH qui a travaillé six mois sur le projet.

Plusieurs publications de type journal et conférence ([P1]-[P2]- [C2]-[C5]-[C7]-[C8]-[C9]-[C15]-[C16]) ont été établies dans le cadre de ce projet.

Projet SEISME (Simulation de l'Emission et de l'Immunité des Systèmes et des Modules Electroniques)

Le projet SEISME (avril 2011-avril 2014) est un projet appartenant au programme FUI (Fonds Unique Interministériel). Les partenaires de l'IRSEEM sont des industriels : le coordinateur EADS IW (Toulouse), AIRBUS (Toulouse), MEAS (Toulouse), CONTINENTAL (Toulouse), GERAC (Toulouse), NEXIO (Toulouse), STUDELEC (Toulouse), SERMA (Toulouse), VALEO (Créteil), RENAULT (Guyancourt), CST (Clamart), et des académiques : IMS (Bordeaux), ESEO (Angers), SATIE (Cachan) et ONERA (Toulouse).

Le contexte du projet est la CEM des systèmes électroniques embarqués dans les applications des domaines automobile et aéronautique. En effet, les modules et systèmes électroniques peuvent être amenés à subir des modifications quasi-permanentes au niveau de leurs composants et leurs cartes, principalement à cause de l'obsolescence. Cela conduit

inévitablement au changement du comportement CEM de ces systèmes. Par conséquent, des requalifications CEM sont obligatoires avant de leur réattribuer leurs fonctions initiales. Cette démarche présente l'inconvénient d'être longue et coûteuse.

L'objectif principal du projet SEISME était de renforcer les tests virtuels pour traiter l'analyse de la non-régression des performances CEM lors d'éventuelles modifications. Cela permet de réduire non seulement les essais de requalification de sous-ensembles mais aussi les coûts. L'objectif de l'IRSEEM dans ce projet était de continuer le développement de nouvelles méthodes de mesure et de nouvelles méthodes de simulation et de modélisation qui sont en adéquation avec les objectifs annoncés dans le projet. Nous sommes intervenus dans les trois Works packages WP1, WP2 et WP5 destinés respectivement au composant, à la carte et à la définition de méthodologies de modélisation et simulation.

J'endossais la responsabilité de chef de projet en interne et de coordonateur du WP2 vis-à-vis des partenaires du projet. Deux thèses à l'IRSEEM ont été lancées. La première, dans le cadre des WP1 et WP5, portait sur la CEM des composants. La seconde dans le WP2 où j'ai assuré, en qualité d'enseignant-chercheur, le suivi des travaux de thèse de A HAMOUDA avec un taux d'encadrement de 80%. L'objectif visé dans cette thèse était la détermination de la CEM des cartes connaissant la CEM des composants.

Des travaux de type conférence ([C6]-[C14]) et un workshop [C20] ont été publiés dans le cadre de ce projet.

Projet PSA (Thèse CIFRE)

La thèse CIFRE PSA (janvier 2014-janvier 2017) porte sur la modélisation et l'optimisation du blindage appliquées aux chaînes de traction dans les véhicules électriques. En effet, l'intégration des chaînes de traction électrique prend de plus en plus d'ampleur dans le domaine de l'automobile, aussi bien pour les véhicules électriques que pour les véhicules hybrides. Ces chaînes de traction, constituées principalement de convertisseurs DC/DC, d'onduleurs et de câbles de puissance, peuvent produire des émissions électriques et électromagnétiques nuisibles aux autres fonctions électriques internes des véhicules, mais peuvent également avoir un impact sur l'environnement extérieur qui est régi par des normes, de plus en plus sévères, nécessaires à l'homologation et à la commercialisation des véhicules.

Le blindage électromagnétique qu'on peut pratiquer sur les équipements et les câbles est la solution la plus réponde aujourd'hui pour ce type de problèmes. Il en est de même, pour les différents types de connexions de masses entre les blindages et la structure métallique du véhicule. Cependant, cette solution est coûteuse et augmente le poids du véhicule impactant alors directement la consommation, et donc le rejet de CO₂. Enfin, les utilisations envisagées de matériaux composites, légers et faiblement conducteurs par nature, vont nécessiter de transférer les apports de blindage de la structure sur le blindage du système de traction électrique.

Notre objectif dans cette thèse est de maîtriser les différents moyens de blindage et de raccords électriques de chaînes de traction du point de vue de la CEM, de les caractériser et de les modéliser du point de vue électrique et électromagnétique, ceci afin de les introduire dans la simulation numérique. Le but est d'optimiser la conception et le prix de revient de fabrication des prochains véhicules hybrides et électriques du groupe PSA.

J'assure, en qualité d'enseignant-chercheur, le suivi des travaux de thèse de M. VINCENT avec un taux d'encadrement de 50%.

Projet LOCRA Y (LOCalisation de RAYonnement)

Le projet LOCRA Y (avril 2014-avril 2017) appartient au programme FUI (Fonds Unique Interministériel). Les partenaires de l'IRSEEM sont l'IMEP (Grenoble), NEXIO (Toulouse), FREESCALE (Toulouse), BARCO (Toulouse), A.E (Toulouse), STUDELEC (Toulouse) et VALEO (Créteil). Le projet s'inscrit dans la problématique champ proche. Actuellement, les bancs de mesure opérationnels dans ce domaine utilisent des capteurs de type électrique ou optique qui permettent de collecter localement le champ électromagnétique rayonné par les dispositifs sous test. Pour pouvoir détecter ce champ avec une sensibilité suffisante, les sondes utilisées possèdent une résolution spatiale considérée très importante devant la taille réelle des composants et des circuits.

L'objectif principal de ce projet est de développer des techniques de mesure et de post traitement capables, ensemble ou séparément, de détecter toutes les sources de rayonnement d'un circuit sous test avec une sensibilité convenable. L'implication de l'IRSEEM dans ce projet se résume au développement, en partenariat avec l'IMEP, d'une sonde active champ proche de taille réduite comparée aux sondes passives afin d'augmenter sa résolution spatiale, et adaptée à un amplificateur de puissance faible bruit afin d'augmenter sa sensibilité.

Je suis à la fois responsable de projet en interne et coordonnateur du WP1 vis-à-vis des partenaires externes. En qualité d'enseignant-chercheur, j'assure le suivi des travaux de post-doctorant H. SHALL avec un taux d'encadrement de 100%.

Projet MIRAGE (Modélisation temporelle des émissions RAYonnées et couplAGE électromagnétique)

Le projet MIRAGE (octobre 2014-mars 2016) est financé par le GRR (Grands Réseaux de Recherche) de la région Haute-Normandie. Ce projet porte principalement sur la mesure en temporel du champ proche.

Aujourd'hui, avec le banc champ proche de l'IRSEEM, nous pouvons réaliser des mesures uniquement dans le domaine fréquentiel. Ceci représente un grand inconvénient, notamment quand on s'intéresse aux dispositifs qui rayonnent à plusieurs fréquences. Le temps nécessaire pour réaliser tous les scans possibles s'avère alors considérable, voire, parfois impossible quand il s'agit de mesurer le rayonnement d'un signal impulsionnel puisque son spectre est théoriquement dense et large. En outre, il existe d'autres intérêts, liés à la mesure champ proche temporel, comme par exemple, l'identification des chemins parcourus par les impulsions lors des tests aux décharges électrostatiques (ESD) sur des composants électroniques intégrés. Le but est de se prémunir efficacement contre d'éventuelles attaques.

Notre objectif à l'IRSEEM, à travers ce projet, est dans un premier temps, de monter le banc champ proche temporel avec toute la partie post-traitement qui permet le passage des mesures brutes aux champs réels. Dans un second temps, il s'agira d'améliorer et d'appliquer le modèle de rayonnement large bande développé, antérieurement, dans le cadre du projet COSIP, qui est basé sur la connaissance du champ en temporel.

Je travaille, en tant que chef de projet, avec mon collègue Constant NIAMIEN, sur le développement technique de ce projet.

VIII.3.5 Contrats et coopérations industriels

Dans le cadre de mes activités de recherche sur le champ proche, j'ai été amené plusieurs fois à travailler sur des problématiques spécifiques en collaboration étroite avec des industriels de différents secteurs. Je donne ci-dessous trois collaborations dont j'étais chef de projet et responsable scientifique.

- FCI CRC-2008, "Near Field Maps of Connectors". Extraction du champ magnétique rayonné par des connecteurs spécifiques délivrés par FCI-CRC.
- MBDA-2010, "Mesures électromagnétiques en champ proche : caractérisation des moyens, équipements et composants". Mesure du champ magnétique rayonné par une carte de puissance pour différents modes de fonctionnement et caractérisation d'une sonde magnétique de type Rhode & Schwarz.
- Sagem-2012, "Etude en champ proche des cartes électroniques du domaine de l'aéronautique". Etat de l'art, limites des techniques de champ proche et étude de l'obsolescence : cas de deux composants de fonctions similaires mais de technologies différentes fournies par Sagem.

VIII.3.6 Animations scientifiques et responsabilités collectives

Chef de projet "champs et susceptibilité électromagnétique" à VEDECOM

VEDECOM (VEhicule DECarbonné et COMmunicant), dont l'IRSEEM est un membre fondateur, est un Institut français de recherche partenariale publique-privée et de formation dédié à la mobilité individuelle décarbonée et durable. Il a été lancé officiellement en 2012 et est devenu "Institut pour la Transition Energétique" du gouvernement en février 2014. Les partenaires de VEDECOM sont des industriels de la filière automobile, des opérateurs d'infrastructure et de services de l'écosystème de la mobilité, des établissements de recherche académique, et des collectivités locales d'ile-de-France. VEDECOM est organisé autour de trois domaines de recherche : "Electrification des véhicules", "Délégation de conduite et connectivité" et "Mobilité et énergie partagées", et chaque domaine est constitué de plusieurs projets.

Depuis février 2015, j'assume la responsabilité du chef de projet n°7 "champs et susceptibilité électromagnétique" du domaine 1 "Electrification des véhicules". A ce titre, je travaille avec les partenaires de VEDECOM (PSA, RENAULT, VALEO et LABINAL POWER SYSTEM) sur la structuration et l'orientation des travaux de recherche de ce projet. Je suis chargé également de mettre en place des collaborations scientifiques avec d'autres entités de R&D non partenaires de VEDECOM, de veiller sur la réalisation des travaux technologiques dans le respect des délais, d'assurer le management de l'équipe de ce projet et la communication avec la communauté de VEDECOM,...

Participation à des jurys de thèses

- Thèse de Abhishek RAMANUJAN
"Development of automated frequency and time domain radiated electromagnetic emission models for microelectronic applications"
Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, soutenue le 09 juin 2011
- Thèse de Hanen SHALL
"Modélisation des émissions rayonnées et étude des couplages entre composants et interconnexions"
Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, soutenue le 24/04/2014

Participation au groupe UTE IEC SC47A

J'ai participé, à deux reprises, en tant qu'invité, aux réunions du groupe UTE IEC SC47A: CEM des circuits intégrés. Ce groupe constitué de plusieurs industriels et académiques, dont l'IRSEEM est membre, travaille sur l'amélioration et l'établissement de nouvelles normes portant sur les méthodes de mesures et de modélisations CEM des circuits intégrés. Mon intervention portait sur la partie modélisation des émissions rayonnées avec des dipôles électriques et/ou magnétiques.

Relecture d'articles

Je participe à la relecture d'articles soumis à des journaux internationaux à comité de lecture et à des conférences internationales :

- IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (1 fois)
- Journal of Electromagnetic Waves and Applications (1 fois)
- Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb CISTEM 2014 (1 fois)

Organisation des conférences

- Membre du comité d'organisation de la conférence ICONIC 2011 (IRSEEM/ESIGELEC-ROUEN)
- Membre du comité d'organisation de la conférence CEM 2012 (IRSEEM/ESIGELEC-ROUEN)

VIII.3.7 Travaux et publications

Mémoires

- [R1] Zouheir RIAH
"Plate forme SCILAB de simulation intégrée circuits/composants"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Février 2005
- [R2] Zouheir RIAH
"Contribution à la caractérisations des antennes multicapteurs par la méthode TLM (Transmission Line Matrix)"
Mémoire de DEA (Diplôme d'Etudes Approfondies) Optique Optoélectronique et Microondes de l'INP de Grenoble, Juin 2001

- [R3] Zouheir RIAH
"Caractérisation de résonateurs en structure planaire par l'application de la méthode spectrale"
Mémoire de Magistère en Microondes de l'Université de Constantine-Algérie, Septembre 2000.

Publications

Revues internationales avec comité de lecture

- [P1] H. Shall, **Z. Riah**, M. Kadi
"A novel approach for modeling near-field coupling with PCB traces", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 56, No. 5, pp. 1194-1201, October 2014.
- [P2] H. Shall, **Z. Riah**, M. Kadi
"A 3D Near-Field Modeling Approach for Electromagnetic Interference Prediction", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 56, No. 1, pp. 102-112, February 2014.
- [P3] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis
"Modeling the time-harmonic electromagnetic emissions of microwave circuits", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 54, Issue 2, pp. 254-261, April 2012.
- [P4] **Z. Riah**, D. Baudry, M. Kadi, A. Louis, B. Mazari
"Post processing of electric field measurements to calibrate a near field dipole probe", *IET Science, Measurement & Technology*, Vol. 5, Issue 2, pp. 29-36, March 2011.
- [P5] R. Brahim, A. Kornaga, M. Bensetti, D. Baudry, **Z. Riah**, A. Louis, B. Mazari
"Postprocessing of near-field measurement based on neural networks", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 60, Issue 2, pp. 539-546, February 2011.
- [P6] B. Ravelo, **Z. Riah**, D. Baudry, B. Mazari
"E-field extraction from H_x- and H_y- near field values by using plane wave spectrum method", *the European Physical Journal Applied Physics (EPJAP)*, Vol. 53, No. 1 (11201), pp. 1-10, January 2011.
- [P7] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis, B. Mazari
"Computational optimizations towards an accurate and rapid electromagnetic emission modeling", *Progress in Electromagnetic Research B (PIER B)*, Vol. 27, pp. 365-384, January 2011.
- [P8] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis, B. Mazari
"Modeling the electromagnetic radiation of passive microwave components using a near-field scanning method", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 52, Issue 4, pp. 1056-1059, November 2010.
- [P9] D. Baudry, M. Kadi, **Z. Riah**, C. Arcambal, Y. Vives, A. Louis, B. Mazari
"Plane wave spectrum theory applied to near-field measurements for EMC investigations", *IET Science, Measurement & Technology*, Vol. 3, Issue 1, pp. 72-83, January 2009.

- [P10] L. Bouchelouk, **Z. Riah**, D. Baudry, M. Kadi, A. Louis, B. Mazari
"Characterization of electromagnetic fields close to microwave devices using electric dipoles probes ", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 18, Issue 2, pp.146-156, March 2008.

Chapitres d'ouvrage

- [L1] S. Khemeri, A. Ramanujan, M. Kadi, **Z. Riah**
"Chapitre 3. Méthode de caractérisation de l'environnement électromagnétique dans des circuits hyperfréquences encapsulés dans des cavités métalliques", *Les systèmes mécatroniques embarqués 1 : analyse des causes de défaillances, fiabilité et contraintes*, COLLECTION GÉNIE MÉCANIQUE ET MÉCANIQUE DES SOLIDES, iste éditions, Mars 2015.

Magazines

- [M1] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis, B. Mazari
"An integrated development environment for modeling the radiated electromagnetic emissions", *Interference Technology*, pp .84-91, September 2011.

Conférences internationales avec comité de lecture

Conférences IEEE-EMC

- [C1] M. Vincent, M. Klingler, **Z. Riah**, Y. Azzouz
"Influence of Car Body Materials on the Common-Mode Current and Radiated Emissions Induced by Automotive Shielded Cables", *accepted for publication at IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC Europe, Dresden, August 2015*
- [C2] H. Shall, **Z. Riah**, and M. Kadi
"Prediction of 3D-Near Field Coupling between a Toroidal Inductor and a Transmission line", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Denver Colorado, August 2013*.
- [C3] S. Khemeri, A. Ramanujan, M. Kadi, **Z Riah**, A. Louis
"Estimation of the electromagnetic field radiated by a microwave circuit encapsulated in a rectangular cavity", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Long Beach, California, USA, August 2011*.
- [C4] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis and B. Mazari
"On the radiated emission modeling of on-chip microwave components", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Fort Lauderdale, Florida, USA, July 2010*.

Autres conférences internationales

- [C5] A. Ramanujan, H. Shall, **Z. Riah**, F. Lafon, M. Kadi
"From complex near-field measurements to radiated emissions modeling of electronic equipments", *Int. Symp. Electromagn. Compat., EMC Europe, September 2014, Gothenburg, Sweden*.

- [C6] A. Hamouda, **Z. Riah**, F. Ndagijimana, S. Serpaud
"Development of electronic board conducted emissions model EBEM-CE using the bottom-up approach", *Int. Symp. Electromagn. Compat., EMC Europe, September 2014, Gothenburg, Sweden.*
- [C7] H. Shall, K. Alameh, **Z. Riah**, A. Alaeddine, and M. Kadi
"A tridimensional radiated emission model based on an improved near field scan technique", *Int. Conf. on Green Energy, ICGE2014, March 2014, Sfax, Tunisia.*
- [C8] H. Shall, **Z. Riah**, and M. Kadi
"Near-Field Coupling Model of a Non-Uniform External Electromagnetic Field to a Printed Circuit Board Trace", *ICEAA 2013, September 2013, Torino, Italy.*
- [C9] H. Shall, **Z. Riah**, and M. Kadi
"Prediction of electromagnetic interferences between components and transmission lines", *EMC Europe, Rome, 2012.*
- [C10] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis, B. Mazari
"A fully automatic model predicting the electromagnetic radiations of high frequency electronic devices", *Progress In Electromagnetic Research Symposium, Marrakech, Morocco, March 2011.*
- [C11] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis, B. Mazari
"A generic parametric model to predict the radiated emissions from near-field measurements", *Embedded systems Workshop 2EMC, Rouen, November 2010.*
- [C12] S. Gueye, B. Dakyo, J. Raharijaona, D. Baudry, **Z. Riah**, S. Alves, P. Eudeline
"Analyse, identification and modelling of electromagnetic disturbance sources. Actual signal approach applied to power supply unit", *Compatibility and Power Electronics, CPE '09, pp. 363-367, 20-22 May 2009.*
- [C13] **Z. Riah**, R. Sommet, J. C. Nallatamby, M. Prigent, J. Obregon
"Coherent tools for physics- based simulation and characterization of noise in semiconductor devices oriented to nonlinear microwave circuit CAD", *SPIE 2nd Annual Symposium, Fluctuations and Noise, Gran Canaria - Spain, Mai 2004.*

Conférences nationales avec comité de lecture

- [C14] A. Hamouda, **Z. Riah**, F. Ndagijimana, S. Serpaud
"Utilisation du zero-padding dans la modélisation des émissions rayonnées des cartes électroniques avec la méthode de spectre d'ondes planes", *CEM 2014, Juillet 2014, Clermont-Ferrand, France.*
- [C15] W. Labiedh, H. Shall, J. Ben Hadj Slama, **Z. Riah**, M. Kadi
"Etude comparative de deux méthodes inverses basées sur la technique champ proche", *CEM 2014, Clermont-Ferrand, France, Juillet 2014.*
- [C16] H. Shall, L. Leyssenne, **Z. Riah**, M. Kadi
"Modélisation 3D du rayonnement pour une meilleure prédiction du couplage EM entre structures électroniques et lignes de transmission", *16^{ème} colloque international et exposition sur la compatibilité électromagnétique (CEM 2012), Rouen, France, Avril 2012.*

- [C17] A. Ramanujan, **Z. Riah**, A. Louis, B. Mazari
"Modélisation des émissions rayonnées électromagnétiques champ-proche des composants microondes miniatures", *15^{ème} colloque international et exposition sur la compatibilité électromagnétique (CEM 2010)*, Limoges, France, Avril 2010.
- [C18] **Z. Riah**, R. Sommet, R. Quéré
"Boite à outils Scilab simulation physique-simulation circuit : comparaison des méthodes temporelle et fréquentielle", *XIV- Journées Nationales Microondes (JNM)*, Nantes, France, Mai 2005.
- [C19] **Z. Riah**, R. Sommet, R. Quéré
"Approche clients- serveurs sur la grille de calcul", *XIII- Journées Nationales Microondes (JNM)*, Lille, France, Mai 2003.

Workshops

- [C20] A. Hamouda, **Z. Riah**, F. Ndagijimana
"Calcul du champ électromagnétique en champ lointain par la méthode du spectre d'ondes planes", *GDR ondes*, Octobre 2013, Dijon, France.
- [C21] **Z. Riah**, R. Sommet, J. C. Nallatamby, M. Prigent, R. Quéré, J. Obregon
"Ensemble d'outils cohérents pour la simulation physique et la caractérisation du bruit dans les composants semi-conducteurs dédiés à la CAO des circuits micro-ondes non linéaires", *Workshop AS Bruit organisé par le CNRS*, Grand motte, France, Juin 2004.