



HAL
open science

Vers la sécurité électromagnétique des objets électroniques communicants

Tristan Dubois

► **To cite this version:**

Tristan Dubois. Vers la sécurité électromagnétique des objets électroniques communicants. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Bordeaux (UB), 2022. tel-03836381

HAL Id: tel-03836381

<https://hal.science/tel-03836381v1>

Submitted on 2 Nov 2022

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

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



Distributed under a Creative Commons Attribution 4.0 International License

Habilitation à Diriger des Recherches

Vers la sécurité électromagnétique des objets électroniques communicants

Par
Tristan Dubois
Enseignant-Chercheur

Soutenue
Le 20 juillet 2022

Mentor :

Pr. Geneviève Duchamp Univ. de Bordeaux/Lab. IMS

Jury :

DR. Philippe Besnier	IETR – UMR CNRS 6164	Rapporteur
DR. Alain Reineix	XLIM – UMR CNRS 7252	Rapporteur
Pr. Christian Vollaire	École Centrale de Lyon / Lab. Ampère	Rapporteur
Pr. Nathalie Malbert-Saysset	Univ. de Bordeaux / Lab. IMS	Examinatrice
Pr. Jean-Michel Redouté	Univ. de Liège / Montefiore Institute	Examinateur

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé en tant que doctorant au sein du laboratoire IES de Montpellier (2006-2009), de post-doctorant au sein du laboratoire Poly-Grames de Montréal (2010-2011) et de Maître de Conférences au sein du laboratoire IMS de Bordeaux (depuis 2012). Je tiens ainsi à remercier tous les membres des équipes des laboratoires qui m'ont permis de mener à bien ces travaux.

Je tiens particulièrement à remercier ma directrice de thèse Sylvie Jarrix qui m'a initié au domaine de la recherche. Je tiens ensuite à remercier mon superviseur de post-doctorat Jean-Jacques Laurin qui m'a donné toute sa confiance et m'a permis de devenir autonome dans mon activité de chercheur. Enfin, je tiens à remercier Geneviève Duchamp qui m'a permis d'intégrer le laboratoire IMS, qui m'a accueilli au sein du groupe Fiabilité et qui m'a beaucoup appris dans mon rôle d'encadrant de thèse. Je la remercie de m'avoir tant appris, de m'avoir donné sa confiance pour continuer à développer la thématique CEM au sein du laboratoire et de m'avoir permis de m'épanouir dans mon métier d'enseignant/chercheur.

Je tiens évidemment à remercier les post-doctorants(es), doctorants(es) et stagiaires sans qui ce travail n'aurait pas pu aboutir. Merci donc à : Siham Airoud Harieau, Ammar Kader, Alaa Ayed, Maxime Girard, Guillaume Mejecaze, Thomas Picon, Nicolas Baptista, André Durier, Laurine Curos, Rémi Ramouche, Julien Weckbrodt, Hermany Gomes de Oliveira Marcio, Matthieu Maures, Thomas Pallaro, Antoine Duguet.

Je tiens ensuite à remercier toutes les personnes avec qui j'ai co-encadré des thèses et qui m'ont permis de découvrir différentes façons de diriger des recherches et surtout d'encadrer des doctorants. Merci donc à Geneviève Duchamp, Jean Michel Vinassa, Sonia Ben Dhia, Marco Klingler, Patrick Hoffmann, Frédéric Puybaret et Jean-Luc Levant.

Je tiens à remercier Philippe Besnier, Alain Reineix et Christian Vollaire qui ont accepté d'être rapporteur de mon mémoire d'HDR ainsi que Nathalie Malbert – Sausset et Jean-Michel Redouté pour avoir accepté d'être examinateur.

Je tiens ensuite à remercier tous mes collègues aussi bien chercheurs qu'enseignants pour les échanges que nous avons eus et que nous aurons encore, et qui m'ont permis de m'ouvrir à d'autres thématiques et d'élargir mes connaissances et compétences.

Enfin je tiens à remercier ma famille et plus particulièrement ma femme Mylène et mes enfants Lilou et Elio.

Introduction générale

La compatibilité électromagnétique (CEM), la fiabilité électromagnétique (FEM), les interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) sont trois domaines voisins et complémentaires ayant pour but d'améliorer la sûreté de fonctionnement et la sécurité électromagnétique des circuits électroniques et des systèmes qui en dépendent.

La sûreté de fonctionnement et la sécurité électromagnétique des systèmes électroniques est une problématique qui prend de plus en plus de sens dans un siècle où l'électronique va être au centre de nombreuses applications telles que les véhicules autonomes, la santé connectée, les villes connectées alimentées par le « tout digital »... Ce concept consiste à multiplier et implanter des objets connectés dans les applications qui organisent les sociétés afin d'extraire un maximum d'informations « de terrain » permettant d'améliorer la performance opérationnelle du système. Par exemple, cela devrait permettre d'obtenir en temps réel des informations multiples sur la qualité de l'eau, de piloter la collecte et le traitement des déchets, d'augmenter la performance énergétique des services urbains tout en préservant les ressources, de monitorer l'évolution des valeurs sur l'état de santé d'un individu, d'améliorer la sécurité routière par des techniques de détection de piétons et de cyclistes et d'obstacles, d'améliorer la fluidité du trafic en temps réel, de diminuer la consommation d'énergie et de carburant, d'améliorer la productivité d'une entreprise tout en anticipant la maintenance des appareils et en gérant en temps réel l'approvisionnement du matériel et les stocks.

Le bon fonctionnement de ces systèmes innovants va donc dépendre de chacun des objets connectés permettant la mesure des données et leur transmission, et donc finalement de la qualité des informations qui seront récoltées.

Ce rapport d'HDR (habilitation à diriger des recherches) a pour but d'introduire les trois domaines cités précédemment (CEM, FEM, IEMI) à travers mes travaux de recherche qui ont débuté durant mon doctorat, commencé en 2006, et de proposer un projet de recherche permettant de contribuer à l'amélioration de la sécurité électromagnétique des objets électroniques connectés.

Ce document s'articule autour de trois chapitres. Le chapitre 1 présente mon Curriculum Vitae détaillant mes activités d'enseignement et de recherche sur la période 2006 – 2021. Le chapitre 2 présente un bilan détaillé de mes activités de recherche. Pour faciliter la lecture, mes activités sont réparties dans trois thématiques : la compatibilité électromagnétique (CEM) qui regroupe mes travaux aussi bien de développement de banc de mesure et de modèle que de développement de méthode de test, la fiabilité électromagnétique qui regroupe mes travaux associant CEM et fiabilité, les interférences électromagnétiques intentionnelles qui regroupe mes travaux sur l'étude des effets d'interférence électromagnétique sur le fonctionnement de systèmes électroniques. Bien que mes travaux soient organisés suivant 3 thématiques, certains de mes travaux s'inscrivent dans plusieurs thématiques et permettent de faire des liens. Le chapitre 3 présente mon projet de recherche sur la sécurité électromagnétique des systèmes électroniques connectés. Les références bibliographiques utilisées pour la rédaction de ce document sont données après le chapitre 3. Enfin trois articles qui illustrent mes travaux de recherche sont donnés en annexe.

Sommaire

Chapitre 1 : Parcours professionnel

1	INTRODUCTION	9
2	CURRICULUM VITAE RÉSUMÉ	9
3	RÉSUMÉ DE MES ACTIVITÉS EN TANT QU'ENSEIGNANT	10
3.1	Introduction	10
3.2	Bilan des enseignements	10
3.2.1	Mes enseignements	10
3.2.2	Mes activités d'enseignements CEM pendant mon post-doctorat au Canada	11
3.2.3	Mes enseignements dans le cadre du « Bachelor » maintenance aéronautique – USTH Vietnam	11
3.3	Les projets pédagogiques	11
3.3.1	Construire une mallette pédagogique « scan champ proche » pour la CEM : Projet UFSDI	12
3.3.2	Monter des TP CEM : Projet CNFM	13
3.3.3	Réformer des enseignements L1 : Projet STEP	13
3.3.4	Escape Game : Projet Club EEA	13
3.4	Mes responsabilités en enseignement	13
3.4.1	Responsable L2 IMSAT	13
3.4.2	Animateur de l'axe discipline « électronique » à l'UFSDI : relancer l'attractivité de l'EEA	13
3.5	Conclusion	14
4	RÉSUMÉ DE MES ACTIVITÉS EN TANT QUE CHERCHEUR	14
4.1	Introduction	14
4.2	Encadrements	14
4.2.1	Encadrements de thèses soutenues	14
4.2.2	Encadrements de thèses en cours	15
4.2.3	Encadrements de stagiaires niveau Master	16
4.3	Productions scientifiques	16
4.3.1	Bilan des productions scientifiques	16
4.3.2	Détail des productions scientifiques	17
4.4	Participation à des jurys de thèse	21
4.5	Participation à des projets	22
4.6	Responsabilités scientifiques	23
4.6.1	Reviews de documents scientifiques	23
4.6.2	Implications scientifiques	24
4.7	Conclusion	25

Chapitre 2 : Bilan des travaux de recherche

1	INTRODUCTION	27
2	CONTEXTE : CEM, IEMI ET FIABILITÉ EM	29
3	TRAVAUX RÉALISÉS	29
3.1	La compatibilité électromagnétique, les bancs de mesure et les modèles	29
3.1.1	Introduction	29
3.1.2	La CEM	29
3.1.3	Les bancs de mesures en CEM	33
3.1.4	Les modèles et la simulation pour la CEM	41
3.1.5	Mes travaux sur les bancs de mesure et les modèles CEM	47
3.1.6	Mes contributions au modèle ICIM-CI	62
3.1.7	La CEM au niveau système : application au cas de l'automobile	71
3.1.8	Conclusion	83
3.2	La fiabilité électromagnétique	84
3.2.1	Introduction	84
3.2.2	La fiabilité électromagnétique	84
3.2.3	Conclusion	102
3.3	Les interférences électromagnétiques intentionnelles	102
3.3.1	Introduction	102
3.3.2	Les signaux et les effets considérés	103
3.3.3	Les IEMI et les systèmes de communication	104
3.3.4	Les « HEMP » et l'électronique de puissance	117
3.3.5	Conclusion	128
4	CONCLUSION	128

Chapitre 3 : Projet de recherche - Vers la sécurité électromagnétique des systèmes électroniques connectés

1	INTRODUCTION	131
2	STRATEGIE DE RECHERCHE	132
2.1	A court terme : (3 à 5 ans)	132
2.1.1	La compatibilité électromagnétique automobile et la sûreté de fonctionnement	133
2.1.2	Les signaux impulsionnels ... de forte amplitude et la protection des systèmes électroniques	133
2.1.3	Les interférences électromagnétiques ... de type piratage et les systèmes embarqués.	134
2.2	A plus long terme : (5 à 15 ans)	135
3	CONCLUSION	136
	BIBLIOGRAPHIE	137

Chapitre 1 : Parcours professionnel

1 Introduction

Cette section présente mon parcours professionnel depuis mon doctorat qui a débuté en 2006 jusqu'à aujourd'hui. Elle propose un bilan de mes activités en enseignement et en recherche. Vous y trouverez donc le résumé des différents projets auxquels j'ai participé, les encadrements de thèse et de stage niveau bac+5 que j'ai réalisés, un bilan des articles auxquels j'ai contribué, les différents enseignements que j'ai monté notamment en lien avec ma thématique de recherche ainsi que toutes les responsabilités scientifiques dans lesquelles je me suis investi ces dernières années.

2 Curriculum Vitae résumé

Le Tableau 1 présente les informations résumées me concernant.

Nom de famille et d'usage :	DUBOIS
Prénom :	Tristan
Section CNU	63
Age, date et lieu de naissance :	38 ans, 13 Août 1983, Ibiza (Espagne)
Nationalité :	Française
Téléphone professionnel :	05 40 00 33 77
Adresses courriels :	tristan.dubois@u-bordeaux.fr tristan.dubois@ims-bordeaux.fr
Fonction actuelle et établissements d'affectation	Maître de Conférences, Université de Bordeaux, Laboratoire IMS - CNRS UMR 5218 (Groupe Fiabilité – Équipe PACE)

Tableau 1 : Informations résumées me concernant.

Le Tableau 2 récapitule mon parcours académique.

Niveau	Thèmes	Année	Université/école
BAC STI Électronique	Électronique	2003	Lycée Joliot Curie, Sète
BTS Électronique	Électronique, Électrotechnique, Automatique	Septembre 2001 – Aout 2003	Lycée Joliot Curie, Sète
Licence Physique Appliquée	Physique appliquée au composant électronique	Septembre 2003 – Aout 2004	Université Montpellier 2
Master Électronique	Optoélectronique, Microélectronique, Hyperfréquence	Septembre 2004 – Aout 2006	Université Montpellier 2
Doctorat Électronique	Compatibilité Électromagnétique	Septembre 2006 – Novembre 2009	Université Montpellier 2/Laboratoire IES, France

Post-Doctorat	Susceptibilité Électromagnétique	Janvier 2010 – Août 2011	École Polytechnique de Montréal/Laboratoire Poly-Grames, Canada
Maître de Conférences	Compatibilité électromagnétique, Interférences électromagnétiques intentionnelles, Fiabilité	Depuis janvier 2012	Université de Bordeaux/Laboratoire IMS

Tableau 2 : Parcours académique.

3 Résumé de mes activités en tant qu'enseignant

3.1 Introduction

Cette section présente un résumé de mes activités en tant qu'enseignant. Je détaillerai plus particulièrement les activités d'enseignement en lien avec ma thématique de recherche.

3.2 Bilan des enseignements

3.2.1 Mes enseignements

Le Tableau 3 récapitule les enseignements que j'ai effectués, répartis par établissement et par niveau.

Année	Structures d'enseignement						Total d'heure (heTD)
	Université de Montpellier	Université de Bordeaux				Ecole d'ingénieur	
		UFSDI			IUT GEII	ENSEIRB MatMeca	
		Licence SPI	Master Electronique	Master Maintenance Aéronautique			
2006 - 2009	100%						100
2012		100%					160
2013		80%			25%		226
2014		85%		10%	5%		228
2015		70%		10%	5%	15%	261
2016		50%	15%	15%	5%	15%	227
depuis 2017		50%	15%	15%	5%	15%	Autour de 260

Tableau 3 : Répartition des enseignements effectués en fonction des années et des différentes structures (les pourcentages incluent les heures de responsabilité et d'encadrement d'apprentis).

SDI : Sciences De l'Ingénieur, SPI : Sciences Pour l'Ingénieur

Le Tableau 4 montre un aperçu des thématiques enseignées et les pourcentages associés. La partie grisée correspond aux enseignements en lien avec ma thématique de recherche.

Le Tableau 5 résume les enseignements (cours/TD/TP) que j'ai montés depuis ma prise de fonction en 2012 à l'université de Bordeaux.

Année	Thématiques enseignées				
	Electronique analogique	Electronique Numérique	Electronique programmée	Hyperfréquences / Radiocommunication	Compatibilité électromagnétique
2006 - 2009	20%			80%	
2012	70%	10%	20%		
2013	65%	10%	20%		5%
2014	55%	10%	20%	10%	5%
2015	55%	10%	20%	10%	5%
2016	30%	10%	20%	10%	30%
depuis 2017	30%	10%	20%	10%	30%

Tableau 4 : Répartition des enseignements effectués en fonction des années et des thématiques.

Thématique	Niveau	CC (h)	TD (h)	TP (nombre de TP)	Projet (h)
Electronique Programmée Arduino (Co-monté)	L1	1,3		2	
Electronique	L2	12	17	4	
Projets - Sonde Pitot + Labview	L2				15
Hyperfréquence et Radiocom.	M1 MAA	10	10	1	
PCB	M1 SE			3	
CEM	ENSEIRB 2nd année	10	6	1	
EMC/ESD/Optic Fibre	Bachelor 2nd année (Vietnam)	7			
Electronique Programmée et uc	ENSPIMA 3ème année	6		2	
EMC/ESD/Optic Fibre	ENSPIMA 3ème année	4		2	
CEM	M2 ISE/SE et			4	
Système Embarqué et IOT	M2 ISE	4		2	
Electronique Haute Fréquence (Formation continue)	Entreprise TEMEX	10			
Total		63	33	19	15

Tableau 5 : Bilan des enseignements (Cours/TD et TP) montés depuis mon recrutement en 2012 à l'université de Bordeaux.

3.2.2 Mes activités d'enseignements CEM pendant mon post-doctorat au Canada

J'ai eu l'occasion durant mon post-doctorat au Canada en 2011 de réaliser un projet pédagogique dont le but était d'introduire des expérimentations en compatibilité électromagnétique dans les TP d'électronique déjà existant. Cela m'a permis de concevoir différents démonstrateurs CEM qui ont été intégrés aux enseignements.

3.2.3 Mes enseignements dans le cadre du « Bachelor » maintenance aéronautique – USTH Vietnam

En 2020, 2021 et 2022, j'ai eu l'occasion d'enseigner dans le cadre du « Bachelor » de maintenance aéronautique à l'USTH à Hanoi au Vietnam. Dans le cadre de ce projet, j'ai enseigné une dizaine d'heures aux étudiants Vietnamiens en anglais chaque année sur les trois thématiques suivantes :

- La compatibilité électromagnétique.
- Les décharges électrostatiques.
- Les fibres optiques.

3.3 Les projets pédagogiques

Dans le but de développer l'enseignement de la compatibilité électromagnétique (CEM) sur les sites universitaires de Bordeaux, j'ai monté plusieurs projets pédagogiques qui m'ont permis

d'acquérir des équipements et de développer des cours et des TP de CEM. Les parties suivantes présentent ces différents projets pédagogiques en lien avec ma thématique de recherche.

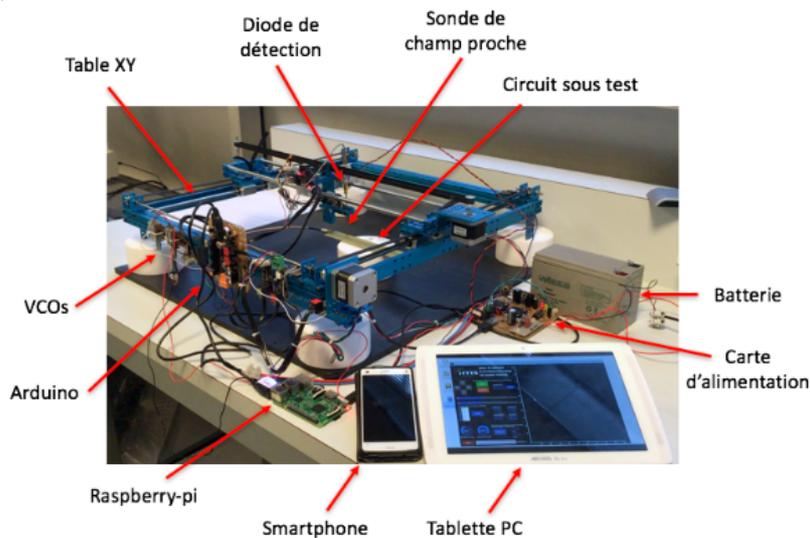
3.3.1 Construire une mallette pédagogique « scan champ proche » pour la CEM : Projet UFSDI

J'ai monté un projet pédagogique, financé par l'UF SDI (3000 €), qui a consisté à développer un outil pédagogique appelé « mallette scan champ proche ». Cette mallette a été développée par les étudiants lors de projets et permet de cartographier les champs électriques et magnétiques proches d'une carte électronique via une sonde de champ proche, afin de localiser des zones émettant de forts rayonnements électromagnétiques. Cette mallette a été utilisée lors de présentations de thématiques de recherche dispensées aux étudiants de première année de licence pour faire des démonstrations de phénomènes CEM.

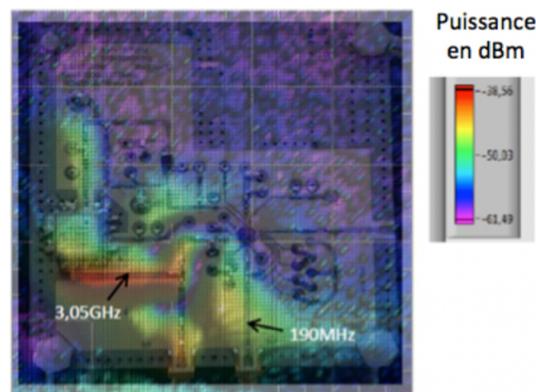
Ce travail a permis de soumettre un papier scientifique à la conférence CNFM et au journal J3EA (incluant une petite vidéo) dont voici la référence :

[Rp1] T. Dubois, J. P. Guillet, G. Duchamp, J. Tomas, "Une "Mallette Scan Champ Proche" pour l'Enseignement de la Compatibilité Électromagnétique", J3EA, 2016, <https://doi.org/10.1051/j3ea/20171005>

La Figure 1 montre une photo du banc de champ proche développé ainsi qu'un exemple de résultat montrant le rayonnement électrique vertical d'une boucle à verrouillage de phase fonctionnant à 3,04 GHz.



(a)



(b)

Figure 1 : (a) Scanner champ proche pédagogique et (b) exemple de cartographie.

3.3.2 Monter des TP CEM : Projet CNFM

J'ai monté un projet financé par le CNFM pour acquérir une cellule GTEM équipée d'une sonde de champ électrique (20000 €). L'acquisition de ce matériel m'a permis de monter 4 TP sur les bancs de mesure CEM utilisés dans un enseignement dispensé aux étudiants de Masters IMSAT et ISC de l'université de Bordeaux.

3.3.3 Réformer des enseignements L1 : Projet STEP

Dans le but d'améliorer l'enseignement d'électronique en licence 1 et donc d'améliorer l'attractivité de l'EEA, j'ai participé au projet AMORE (projet STEP) financé par l'université de Bordeaux. Dans le cadre de ce projet, des travaux autour du développement de vidéos et d'exercices QCM sous Moodle permettant de présenter et de tester les étudiants sur les concepts des bases de l'électroniques ont été menés.

3.3.4 Escape Game : Projet Club EEA

Je fais partie depuis 2019 d'un groupe de travail du Club EEA dont le but est de développer un Kit Escape Game pour les étudiants de premier cycle universitaire faisant des études dans le domaine des sciences pour l'ingénieur, et plus particulièrement dans le domaine de l'EEA. Ce kit pourra alors être utilisé pour améliorer l'attractivité de nos formations. Dans ce cadre, j'ai développé avec un étudiant en stage une énigme d'une durée de 30 min sur les radiocommunications et plus spécifiquement sur l'utilisation de l'oscilloscope et de l'analyseur de spectre, la fabrication d'une antenne, l'assemblage d'un récepteur ASK à base d'Arduino et le code Morse. Cette énigme a notamment été testée lors d'une réunion de démonstration organisée par le club EEA.

3.4 Mes responsabilités en enseignement

3.4.1 Responsable L2 IMSAT

Depuis 2013, je suis responsable de la licence 2 CMI (Cursus Master en Ingénierie) IMSAT (Ingénierie et Maintenance des Systèmes pour l'Aéronautique et les Transports) de l'université de Bordeaux. Cette licence représente un effectif de 30 à 60 étudiants suivant les années. Les responsabilités de cette Licence 2 correspondent à la gestion d'une licence 2 classique avec comme particularité que la L2 IMSAT inclue un stage et un projet obligatoire ainsi que la possibilité pour quelques étudiants de partir en échange à l'ENA (École Nationale D'Aérotechnique) au Québec au Canada. Je suis aussi le coordinateur académique côté université de Bordeaux pour le renouvellement de la convention d'échanges avec l'ENA pour la période 2022 à 2027.

3.4.2 animateur de l'axe discipline « électronique » à l'UFSDI : relancer l'attractivité de l'EEA

Depuis 2016, j'ai pris la responsabilité d'animateur de l'axe disciplinaire « électronique, énergie électrique, électronique programmée » à l'UF SDI (Science de l'Ingénieur) de l'université de Bordeaux, qui regroupe une vingtaine d'enseignants et enseignants/chercheurs du domaine de l'électronique. Le but de cette responsabilité est d'animer des discussions autour de l'électronique et plus largement autour de l'EEA afin de mettre en place des actions permettant d'améliorer l'attractivité de l'EEA à l'université. Je me suis investi dans cette responsabilité, qui n'existait pas auparavant, suite au constat que malgré une augmentation du

nombre d'étudiant à l'université de Bordeaux, nous avons une diminution constante des effectifs d'étudiant choisissant l'EEA, jusqu'à atteindre un seuil critique.

Cette responsabilité m'a permis de réaliser plusieurs travaux :

- Organisation de réunions régulières (5 par an) pour analyser la cohérence de l'offre de formation en électronique et l'améliorer, et mise en place de groupes de travail.
- Organisation d'un forum des métiers sur une demi-journée avec des présentations d'industriels, de directeurs de laboratoires et démonstrations de systèmes électroniques (Bobine de Tesla, Systèmes embarqués...) à destination des licences 1 afin de leur faire découvrir les métiers de l'EEA.
- Mise en place de nouveaux enseignements autour de l'électronique embarquée via l'utilisation de circuit de type Arduino, Rasperry-pi, permettant de faire découvrir cette thématique attractive aux étudiants de licence 1. J'ai en particulier co-développé deux TPs.
- Coordinations des achats pour les enseignements d'électronique.

3.5 Conclusion

J'ai, dans cette partie, résumé mes activités d'enseignant en lien avec l'amélioration de l'attractivité de l'EEA à l'université de Bordeaux en particulier et au développement de l'enseignement de la compatibilité électromagnétique que ce soit à l'université de Bordeaux (UFSDI et IUT GEII) mais aussi dans les écoles d'ingénieur ENSEIRB-Matmeca et ENSPIMA. Les différentes actions que j'ai réalisées ont permis de mettre en place des enseignements incluant des projets et des TPs autour de la compatibilité électromagnétique dans les différents Master d'électronique de l'université ainsi qu'en école d'ingénieur, ENSEIRB-Matmeca et ENSPIMA. Mes responsabilités surtout en lien avec l'animation de l'axe disciplinaire « électronique », ont permis d'améliorer la cohérence des enseignements d'électronique à l'UFSDI ainsi que d'améliorer la visibilité de la thématique EEA au sein de l'université. Ce travail n'est cependant pas terminé et plusieurs actions sont encore à mettre en place.

4 Résumé de mes activités en tant que chercheur

4.1 Introduction

Cette section a pour but de présenter succinctement un bilan de mes activités en tant que chercheur. Cela inclut un bilan de mes encadrements, de ma production scientifique ainsi que de mes responsabilités scientifiques. Je tiens à préciser que les résultats scientifiques issus de mes travaux seront présentés dans le chapitre 2 de ce document et ne font donc pas partie de cette section.

4.2 Encadrements

4.2.1 Encadrements de thèses soutenues

Depuis ma prise de poste d'enseignant chercheur à l'université de Bordeaux en janvier 2012, j'ai eu l'occasion de co-encadrer 8 doctorants. Le Tableau 6 récapitule les informations essentielles concernant ces encadrements.

Prénom/NOM du doctorant	Mode de finance.	Date de début / fin	Encadr. académi. %	Publications		Devenir
				Journaux	Conférences	
Laurine Curos	CEA Dam	10/10/18-13/04/22	50% (50% IMS - Vinassa)	[R15] Micro. Relia., 2020 [R14] Trans On EMC, 2020 [R12] Micro. Relia., 2019	[Ci37] ESREF 2020 [Ci35] EMC Europe 2020 [Ci33] ICIT 2020 [Cf78] CEM 2020 [GDR8] JT GDR ondes, 2019	Ingé. (CEA Dam)
André Durier	IRT Saint Exupéry	12/12/17 - 07/07/21	40% (60% LAAS-Ben Dhia)		[Ci32] SPI 2019 [Ci29] EMC Europe 2019 [Ci27] EMC Compo 2019	Ingé. (indus.)
Nicolas Baptistat	CIFRE NXP	01/04/17 - 13/11/20	50% (50% IMS - Duchamp)	[R16] Micro. Relia., 2021	[Ci38] ESREF 2021 [Ci34] EMC Europe 2020 [Ci31] EMC Compo 2019 [Ci30] EMC Compo 2019 [Ci22] EMC Europe 2017	Ingé. (indus.)
Thomas Picon	CIFRE PSA	03/09/16 - 10/09/19	50% (50% IMS - Duchamp)	[R13] Trans On EMC, 2019	[Ci36] EMC Europe 2020 [Ci25] EMC Europe 2018 [Cf8] CEM France 2020 [Cf6] CEM France 2018	Ingé. (indus.)
Guillaume Mejeceze	CEA Dam	10/10/16 - 20/11/19	50% (50% IMS - Vinassa)	[R15] Micro. Relia., 2020 [R14] Trans On EMC, 2020 [R12] Micro. Relia., 2019	[Ci37] ESREF 2020 [Ci35] EMC Europe 2020 [Ci33] ICIT 2020 [Ci24] EMC Europe 2018 [Ci28] ESREF 2019 [Cf5] CEM France 2018 [GDR5] GDR Ondes, 2017	Ingé. (CEA Dam)
Maxime Girard	CEA Dam	01/10/15 - 30/09/18	50% (50% IMS - Duchamp)	[R11] Micro. Relia., 2018	[Ci26] AMEREM, 2018 [Ci20] EMC Europe 2016 [Cf3] CEM France 2016 [GDR9] GDR Ondes 2019 [GDR7] GDR Ondes 2017	Ingé. (CEA Cestas)
Alaa Ayed	Projet SEISM E - FUI	01/10/11 - 30/09/14	50% (50% IMS - Duchamp)	[R8] Micro. Relia., 2015 [R7] Trans. on EMC, 2015 [R6] Trans. I&M, 2015	[Ci15] ESREF 2015 [Ci13] EMC Europe 2014 [Cf2] CEM France 2014	Ingé. (indus.)
Ammar Kader	CIFRE PSA	01/04/12 - 31/03/15	50% (50% IMS - Duchamp)		[Ci12] EMC Europe 2014 [Ci11] IEEE EMC 2014 [Cf1] CEM France 2014	Ingé. (indus.)

Tableau 6 : Bilan des thèses encadrées soutenues.

Le titre des thèses encadrées est donné dans la partie jury en section 4.4.

4.2.2 Encadrements de thèses en cours

A l'heure actuelle, j'encadre 1 doctorant. Le Tableau 7 récapitule les informations essentielles.

Prénom/NOM du doctorant	Mode de financement	Date de début / fin	Encadr. académique %.
Baptiste Hamard	CIFRE PSA	01/11/2021 – prévu 2024	50% (50% IMS - Duchamp)

Tableau 7 : Bilan des thèses encadrées en cours.

4.2.3 Encadrements de stagiaires niveau Master

J'ai eu l'occasion d'encadrer 5 stagiaires de niveau Master récapitulés dans le Tableau 8.

Prénom/NOM du doctorant	Mode de financement	Date de début / fin	Encadr. Acadé. %.	Publications	
				Journaux	Conférences
Thomas Pallaro	CEA Dam	01/03/2021 – 31/08/2021	100%		
Matthieu Maures	CEA Dam	01/05/17 - 30/09/17	100%		[GDR4]
Hermany Gomes de Oliveira Marcio	Projet SEISME - FUI	01/05/14 - 30/09/14	100%	[1] Micro. Reliability, 2015	
Weckbrodt Julien	Labo IMS	10/04/15 - 17/09/15	100%		PanPac 2016 (Best Technical Paper)
Ramouche Rémi	Projet ROBUSTESSE – IRT Saint Exupery - ANR	04/04/16 - 18/09/16	100%		

Tableau 8 : Bilan des stagiaires niveau Master encadrés.

4.3 Productions scientifiques

4.3.1 Bilan des productions scientifiques

Le Tableau 9 donne le détail de ma production scientifique.

Articles dans des revues internationales à comité de lecture	16
Articles dans des revues nationales pédagogiques	1
Articles dans des conférences internationales avec actes et à comité de lecture	38
Autres :	
Présentations dans des conférences internationales sans actes (Workshops)	2
Publications dans des conférences internationales francophones avec actes et à comité de lecture	6
Publications dans des conférences nationales pédagogiques avec actes	1
Publications dans des conférences nationales	3
Publications dans des GDR	9

Tableau 9 : Bilan des productions scientifiques.

La Figure 2 montre l'évolution de ma production scientifique depuis le début de ma thèse jusqu'à aujourd'hui.

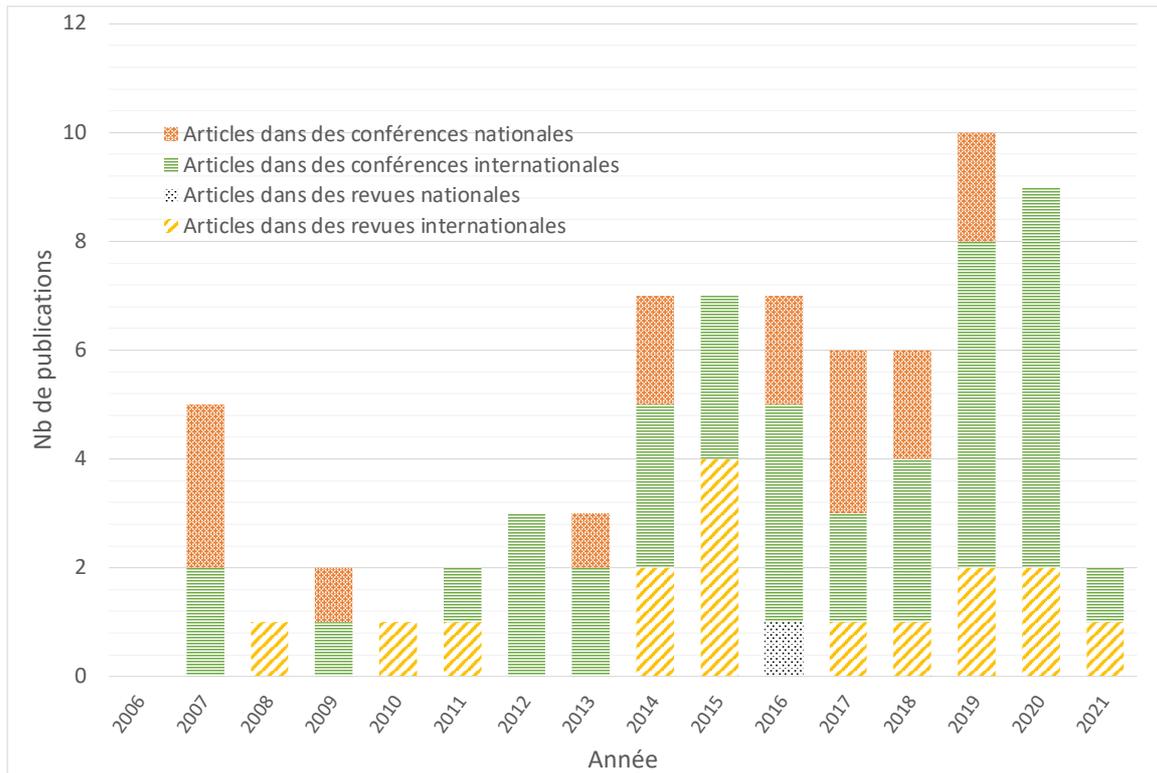


Figure 2 : Évolution de ma production scientifique par année.

4.3.2 Détail des productions scientifiques

Cette section est un recueil des références bibliographiques de toute ma production scientifique de 2006 à 2021.

4.3.2.1 Publications dans des revues internationales à comité de lecture

[R16] N. Baptistat, **T. Dubois**, G. Duchamp, K. Abouda, “Temperature effects on the conducted emission of a high-side switch”, *Microelectronics Reliability*, 2021. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2021.114262>

[R15] L. Curos, **T. Dubois**, G. Mejecaze, F. Puybaret, B. Plano, J-M. Vinassa, “Investigation of Critical Parameters in Power Supplies Components Failure due to Electric Pulse”, *Microelectronics Reliability*, 2020. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2020.113936>

[R14] G. Mejecaze, L. Curos, **T. Dubois**, J-M. Vinassa, F. Puybaret, “Modelling of a Current Injection System for Susceptibility Study”, *IEEE Trans. On EMC*, Vol. XXX, March 2020. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2020.2986512>

[R13] T. Picon, **T. Dubois**, M. Klingler, G. Duchamp, “Methodology To Test Automotive Electrical Components To Wideband Pulse Interferences”, *IEEE Trans. On EMC*, Décembre 2019. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2019.2960082>

[R12] G. Mejecaze, **T. Dubois**, L. Curos, F. Puybaret, J.M. Vinassa, “Destruction Analyses of Power Supplies due to Electric Pulse”, *Microelectronics Reliability*, Vol. 100 - 101, September 2019. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2019.113470>

[R11] M. Girard, **T. Dubois**, P. Hoffmann, G. Duchamp, “Effects of HPEM Stress on GaAs Low-Noise Amplifier from Circuit to Component Scale”, *Microelectronics Reliability*, 2018. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2018.07.108>

[R10] S. Hairoud, G. Duchamp, **T. Dubois**, J. Y. Deletage, A. Durier, H. Frémont, “A conducted Immunity Model for Electromagnetic Reliability of a Voltage Reference Circuit”, *Microelectronics Reliability*, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2017.07.030>

- [R9] **T. Dubois**, S. Hairoud, M. H. Gomes de Oliveira, H. Frémont, G. Duchamp, “Characterization and Model of Temperature Effect on the Immunity of Op-Amp”, *Microelectronics Reliability*, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.06.018>
- [R8] **A. Ayed**, **T. Dubois**, J.-L. Levant, G. Duchamp, “Failure Mechanism Study and Immunity Modeling of an Embedded Analog-to-Digital Converter Based on Immunity Measurement”, *Microelectronics Reliability*, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.06.109>
- [R7] **A. Ayed**, **T. Dubois**, J.-L. Levant, G. Duchamp, “Immunity Measurement and Modeling of an ADC Embedded in a Microcontroller Using RFIP Technique”, *IEEE Trans. On EMC*, 2015. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2015.2422140>
- [R6] **A. Ayed**, **T. Dubois**, J.-L. Levant, G. Duchamp, “A New Method for the Characterization of Electronic Components Immunity”, *IEEE Trans. On I&M*, 2015. 10.1109/TIM.2015.2412014
- [R5] **T. Dubois**, J.-J. Laurin, “Subharmonic Oscillation Induced by Continuous Wave Electromagnetic Interference on a Microwave Phase-Locked Loop”, *IEEE Trans. On EMC*, Vol. 56, 2014. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2013.2280184>
- [R4] **T. Dubois**, J.-J. Laurin, J. Raoult, S. Jarrix, “Effect of Low and High Power Continuous Wave Electromagnetic Interference on a Microwave Oscillator System: From VCO to PLL to QPSK Receiver”, *IEEE Trans. On EMC*, Vol. 2, 2014. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2013.2280670>
- [R3] **T. Dubois**, J. Raoult, S. Jarrix, A. Blain, A. Doridant, “Optimal Electric Wave Propagation Parameters on a Transmission Line – Schottky Diode System”, *PIERS*, Vol. 27, 2011. <https://doi.org/10.2528/PIERL11091515>
- [R2] S. Jarrix, **T. Dubois**, R. Adam, P. Nouvel, D. Gasquet, L. Chusseau, B. Azais, “Probe Characterization for Electromagnetic Near-Field Studies”, *IEEE Trans. On I&M*, vol. 59, 2010. <https://doi.org/10.1109/TIM.2009.2023148>
- [R1] **T. Dubois**, S. Jarrix, A. Penarier, P. Nouvel, B. Azais, D. Gasquet, “Near-Field Electromagnetic and Perturbation of Logic Circuits”, *IEEE Trans. On I&M*, vol. 57, 2008. <https://doi.org/10.1109/TIM.2008.926371>

4.3.2.2 Publications dans des revues nationales pédagogiques à comité de lecture

- [Rp1] **T. Dubois**, J. P. Guillet, G. Duchamp, J. Tomas, “Une “Mallette Scan Champ Proche” pour l’Enseignement de la Compatibilité Électromagnétique”, *J3EA*, 2016, <https://doi.org/10.1051/j3ea/20171005>

4.3.2.3 Publications dans des conférences internationales avec actes à comité de lecture

- [Ci38] **N. Baptistat**, **T. Dubois**, G. Duchamp, K. Abouda, “Temperature effects on the conducted emission of a high-side switch”, *ESREF*, 2021.
- [Ci37] **L. Curos**, **T. Dubois**, G. Mejecaze, F. Puybaret, B. Plano, J.-M. Vinassa, “Investigation of Critical Parameters in Power Supplies Components Failure due to Electric Pulse”, *ESREF*, 2020.
- [Ci36] **T. Picon**, **T. Dubois**, G. Duchamp, M. Klingler, “Coupling Mean Study to Test Automotive Equipment Against Wideband Pulse Interferences”, *EMC Europe*, 2020.
- [Ci35] **L. Curos**, **T. Dubois**, G. Mejecaze, F. Puybaret, J.-M. Vinassa, “Susceptibility Modelling of Flyback SMPS Transformer Input Stage Under High Current Pulse Injection”, *EMC Europe*, 2020.
- [Ci34] **N. Baptistat**, K. Abouda, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Impact of Process Variations on Low-Side MOSFET Circuit Conducted Emission”, *EMC Europe*, 6 pages, 2020.
- [Ci33] **L. Curos**, **T. Dubois**, G. Mejecaze, F. Puybaret, J.-M. Vinassa, “Susceptibility Modelling of SMPS Input Stage Under High Current Pulse Injection”, *ICIT*, 2020.
- [Ci32] **A. Durier**, S. Ben Dhia, **T. Dubois**, “Study of the Coupling of Wide Band Near Field Scan Probe Dedicated to the Investigation of the Radiated Immunity of Printed Circuit Boards”, *SPI*, 2019.

- [Ci31] N. Baptistat, K. Abouda, G. Duchamp, **T. Dubois**, “Impact of Asymmetrical Shape Variations of Trapezoidal Signal on ICs Spectral Emission Envelope”, EMC Compo, 2019.
- [Ci30] N. Baptistat, K. Abouda, G. Duchamp, **T. Dubois**, “Effects of Process-Voltage-Temperature (PVT) Variations on Low-Side MOSFET Circuit Conducted Emission”, EMC Compo, 2019.
- [Ci29] A. Durier, S. Ben Dhia, **T. Dubois**, “Comparison of Voltages Induced in an Electronic Equipment during Far Field and Near Field Normative Radiated Immunity Tests”, EMC Europe, 2019.
- [Ci28] G. Mejezaze, **T. Dubois**, L. Curos, F. Puybaret, J.M. Vinassa, “Destruction Analyses of Power Supplies due to Electric Pulse”, ESREF, September 2019.
- [Ci27] A. Durier, S. Ben Dhia, **T. Dubois**, “Study of the Radiated Immunity of an Op-Amp Using Near Field Scan Immunity Method”, EMC Compo, 2019.
- [Ci26] M. Girard, P. Hoffmann, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Investigating HPEM Effects on GaAs p-HEMT Low-Noise Amplifier”, AMEREM, 2018.
- [Ci25] T. Picon, M. Klingler, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Using a 2-Step Electromagnetic and Electric Simulation Approach for Vehicle Susceptibility Analysis”, EMC Europe, 2018.
- [Ci24] G. Mejezaze, F. Puybaret, **T. Dubois**, J. M. Vinassa, “Common Mode Modelling of a Current Injection Source for Susceptibility Study”, EMC Europe, 2018.
- [Ci23] S. Hairoud Airieau, **T. Dubois**, G. Duchamp, A. Durier, “An Analog-to-Digital Converter Immunity Modeling Based on a Stochastic Approach”, EMC Europe, 2017.
- [Ci22] N. Baptistat, K. Abouda, A. Doridant, B. Vrigon, **T. Dubois**, “Dynamic Models of External Capacitors to Perform Accurate EMC and ESD Simulations”, EMC Europe, 2017.
- [Ci21] S. Hairoud Airieau, **T. Dubois**, G. Duchamp, A. Durier, “Multiport ICIM-CI Modeling Approach Applied to a Bandgap Voltage Reference”, European Workshop, EMC Europe, Wroclaw, 2016.
- [Ci20] M. Girard, **T. Dubois**, G. Duchamp, P. Hoffmann, “Susceptibility Characterization of an Operational Amplifier-Based Circuit Combining Different Technique”, EMC Europe, Wroclaw, 2016.
- [Ci19] M. Wade, G. Duchamp, **T. Dubois**, I. Bord-Majek, “High Frequency Characterization of Nanocomposite Materials Based on Simulation and Measurement of Buried Capacitors”, European Workshop, EuroSime, 2016.
- [Ci18] **T. Dubois**, G. Duchamp, J. Weckbrodt, S. Azzopardi, “Near-Field Scan Tools for Embedded Electronic Analysis”, PanPac, 2016, **Best technical paper**.
- [Ci17] **T. Dubois**, S. Hairoud, G. Duchamp, “ICIM-CI Model of Op. Amp. Taking Into Account Environment Effect for Robustness Concern”, EMC Compo, 2015.
- [Ci16] **T. Dubois**, S. Hairoud, M. H. Gomes de Oliveira, H. Frémont, G. Duchamp, “Characterization and Model of Temperature Effect on the Immunity of Op-Amp”, ESREF, 2015.
- [Ci15] A. Ayed, **T. Dubois**, J.-L. Levant, G. Duchamp, “Failure Mechanism Study and Immunity Modeling of an Embedded Analog-to-Digital Converter Based on Immunity Measurement”, ESREF, 2015.
- [Ci14] M. Wade, I. Bord-Majek, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Methodology Based on Experiments and 3D EM Simulations for Frequency Characterization of Buried Capacitors”, European Workshop, ESTC 2014.
- [Ci13] A. Ayed, **T. Dubois**, J.-L. Levant, “RFIP method: towards a better characterization of integrated circuits immunity”, EMC Europe, Sweden, 2014.
- [Ci12] A. Kader, M. Klingler, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Evaluation of the Radiated Field by a Harness Above a Partial Composite Material Chassis”, EMC Europe, Sweden, 2014.
- [Ci11] A. Kader, M. Klingler, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Evaluation of a Surface Equivalent Model in the Case of Conductive Reinforced Composite Sheets by the Use of a Macro-Fiber Modeling Approach”, European Workshop, EMC Europe, Sweden, 2014.

- [Ci10] M. Wade, I. Bord-Majek, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Embedded capacitor design rules in multilayer organic-based substrate for HF circuits”, EMPC 2013, 2013.
- [Ci9] S. Hairoud, **T. Dubois**, A. Tetelin, G. Duchamp, “Conducted Immunity of Three Op-Amps Using the DPI Measurement Technique and VHDL-AMS Modeling”, EMC Compo 2013, 2013.
- [Ci8] M. Breant, O. Maurice, **T. Dubois**, G. Duchamp, “To Improve the Reliability of One Complex System with the MKME”, EMC Europe, Italia, 2012.
- [Ci7] H. Fridhi, G. Duchamp, V. Vigneras, A. Guedon-Gracia, J.Y. Deletage, H. Fremont, **T. Dubois**, “Measurement and simulation of moisture effects on electromagnetic radiation of printed circuit boards”, EuroSime, Portugal, 2012.
- [Ci6] A. Blain, J. Raoult, A. Doridant, S. Jarrix, **T. Dubois**, “Effect of CW Interferences on a 5 GHz Monolithic VCO”, EMC Compo, 2012.
- [Ci5] **T. Dubois**, J.-J. Laurin, JS. Jarrix, J. Raoult, “On the Effect of Amplitude Modulated EMI Injected on a PLL Active Filter”, EMC Compo, 2012.
- [Ci4] S. Jarrix, L. Dusseau, N. Chatry, P. Hoffmann, A. Doridant, A. Blain, **T. Dubois**, J. Raoult, P. Calvel, “First studies of the impact of dose radiation on the electromagnetic susceptibility of bipolar transistors”, LATW, 2011.
- [Ci3] **T. Dubois**, S. Jarrix, J. Raoult, A. Pénarier, P. Nouvel, B. Azaïs et Daniel Gasquet, “Electromagnetic Susceptibility Studies of Op. Amp. And a VCO for a PLL Application”, Workshop International, EMC Compo, Toulouse, France, Novembre, 2009, **Best Paper**.
- [Ci2] **T. Dubois**, S. Jarrix, A. Penarier, P. Nouvel, B. Azais, D. Gasquet, “Near-Field Electromagnetic and Perturbation of Logic Circuits”, ICONIC, 2007.
- [Ci1] S. Jarrix, A. Penarier, P. Nouvel, **T. Dubois**, D. Gasquet et B. Azaïs, “Magnetic cartography and susceptibility of logic circuits”, EMC Europe, 2007.

4.3.2.4 Publications dans des conférences internationales francophones avec actes à comité de lecture

- [Cf8] T. Picon, **T. Dubois**, M. Klingler, G. Duchamp, “Evaluation de Moyens d’Essai pour l’Etude de l’Impact des Impulsions Modulées Large Bande en Automobile”, CEM France, 2020.
- [Cf7] L. Curos, **T. Dubois**, G. Mejecaze, F. Puybaret, J.-M. Vinassa, “Modélisation de la Susceptibilité des Etages d’Entrée d’Alimentations lors de l’Injection d’un Fort Courant”, CEM France, 2020.
- [Cf6] T. Picon, M. Klingler, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Modèle de Simulation Electromagnetique pour l’Etude de Susceptibilité Vehicule”, CEM France, 2018.
- [Cf5] G. Mejecaze, F. Puybaret, T. Dubois, J. M. Vinassa, “Modélisation d’un Moyen d’Injection en Courant pour l’Etude de la Susceptibilité d’Equipements Electroniques en Mode Conduit”, CEM France, 2018.
- [Cf4] S. Hairoud Airieau, **T. Dubois**, G. Duchamp, A. Durier, “Modèle ICIM-CI Multiport d’une Référence de Tension”, CEM 2016, Renne, 2016 – Oral.
- [Cf3] M. Girard, **T. Dubois**, G. Duchamp, P. Hoffmann, “Analyse de la Susceptibilité d’un Montage à Base d’AOp, Comparaison des Résultats entre Modes Conduit et Rayonné”, CEM 2016, Renne, 2016 – Oral.
- [Cf2] A. Ayed, **T. Dubois**, J.-L. Levant, “Méthode RFIP : Vers une Meilleure Caractérisation de l’immunité des Circuits Intégrés”, CEM 2014, France, 2014.
- [Cf1] A. Kader, M. Klingler, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Évaluation de la Résistance Entre Deux Points d’un Matériau Composite”, National Workshop, CEM 2014, France, 2014.

4.3.2.5 Publications dans des conférences nationales

[Cn3] **T. Dubois**, S. Jarrix, A. Blain, A. Pénarier, P. Nouvel, D. Gasquet, B. Azaïs, “Etude de compatibilité et susceptibilité électromagnétique champ proche d’un système à base d’amplificateurs opérationnels, JNM09, Grenoble, 2009.

[Cn2] **T. Dubois**, S. Jarrix, A. Pénarier, P. Nouvel, D. Gasquet et B. Azaïs, “Calibration et application d’un banc de caractérisation électromagnétique en champ proche”, JNM07, Toulouse, 2007.

[Cn1] A. Pénarier, R. Adam, J-P. Guillet, A. Pénarier, P. Nouvel, **T. Dubois** et L. Chusseau, “Etude de sonde pour la microscopie en champ proche Terahertz”, JNM07, Toulouse, 2007.

4.3.2.6 Publications dans des GDR

[GDR9] **T. Dubois**, M. Girard, G. Duchamp, P. Hoffmann, “Interférences Electromagnétiques Intentionnelles : Etude de la Susceptibilité et Analyse des Défaillances Induites”, GDR Ondes, Gif-sur-Yvette, 2019, **Papier invité plénière.**

[GDR8] L. Curois, **T. Dubois**, G. Mejecaze, F. Puybaret, J. M. Vinassa, “Analyse de destructions d’alimentations soumises à des impulsions forts niveaux”, Journée thématique GDR Ondes - Sécurité des systèmes électroniques et communicants, Paris, 2019.

[GDR7] M. Girard, P. Hoffmann, **T. Dubois**, G. Duchamp, “Effets du Stress Electromagnétique sur un Transistor p-HEMT GaAs”, GDR Ondes, 2017.

[GDR6] M. Maures, **T. Dubois**, P. Hoffmann, “Perturbation d’une Boucle à Verrouillage de Phase par Injection Conduite d’Onde Electromagnétique”, GDR Ondes, 2017.

[GDR5] G. Mejecaze, F. Puybaret, **T. Dubois**, J. M. Vinassa, “Modélisation d’un Moyen d’Injection en Courant pour l’Etude de la Susceptibilité d’Equipements Electroniques en Mode Conduit”, GDR Ondes, 2017.

[GDR4] **T. Dubois**, J-J. Laurin, J. Raoult, S. Jarrix, “Perturbation de composants, circuits, systèmes par injection champ proche”, Conférence nationale, GDR Ondes 2013, Dijon, 2013, **Papier invité plénière.**

[GDR3] S. Jarrix, **T. Dubois**, P. Nouvel, A. Pénarier, L. Chusseau et D. Gasquet, “Sondes simples pour études sans contact en champ proche de compatibilité et de susceptibilité électromagnétique de composants”, GDR Ondes et THz, Bordeaux, 2007.

[GDR2] **T. Dubois**, S. Jarrix, P. Nouvel, A. Pénarier, J-M. Gosalbes, M. Bellet-Pérotin, et D. Gasquet, “Etude du champ proche en vue de mesure de susceptibilité sur des circuits logiques”, GDR Ondes, Paris 2006.

[GDR1] **T. Dubois**, S. Jarrix, A. Pénarier, P. Nouvel, J-M. Gosalbes, L. Chusseau et D. Gasquet, “Effet en champ proche d’une perturbation électrique rayonnée sur une diode Schottky en vue de la détermination de la puissance couplée”, GDR Ondes, Montpellier, 2006, **Papier invité plénière.**

4.4 Participation à des jurys de thèse

J’ai eu l’occasion de participer à plusieurs jurys de thèse, majoritairement des doctorants que j’ai encadrés (lignes surlignées en gris). Le Tableau 10 récapitule tous les jurys de thèse auxquels j’ai participé.

Nom	Prénom	Statut	Titre	Date de soutenance
Laurine	Curos	Doctorante CEA Dam / Univ. Bordeaux	Modélisation comportementale des effets de destruction d'alimentations d'équipements électroniques soumises à des impulsions électriques conduites forts niveaux.	13/04/2022
André	Durier	Doctorant Projet FELINE IRT Saint Ex. / Univ. Bordeaux	Développement d'une méthodologie d'investigation des non-conformités CEM basée sur la mesure champ proche en immunité et la simulation numérique en vue de la qualification des cartes électroniques.	07/07/2021
Nicolas	Baptistat	Doctorant CIFRE NXP / Univ. Bordeaux	Étude et corrélation de l'influence des paramètres électriques sur la compatibilité électromagnétique.	13/11/2020
Guillaume	Mejecaze	Doctorant CEA Dam / Univ. Bordeaux	Analyse des destructions d'alimentations électroniques soumises à un courant impulsionnel fort niveau.	18/11/2019
Thomas	Picon	Doctorant CIFRE PSA / Univ. Bordeaux	Etude de la vulnérabilité de systèmes électriques/électroniques automobiles vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles : analyse de risques et contre-mesures.	10/10/2019
Maxime	Girard	Doctorant CEA Dam / Univ. Bordeaux	Recherche de vulnérabilités des étages de réception aux agressions électromagnétiques de forte puissance : cas d'un LNA AsGa.	12/12/2018
Ammar	Kader	Doctorant CIFRE PSA / Univ. Bordeaux	Caractérisation et modélisation électromagnétique de multimatériaux composites : application aux structures automobiles.	10/04/2015
Massar	Wade	Doctorant Univ. Bordeaux	Evaluation de condensateurs enterrés à base de composites céramique/polymère pour des applications à hautes fréquences.	21/09/2015
Alaa	Ayed	Doctorant FUI SEISME / Univ. Bordeaux	Développement de méthodologies pour l'extraction et la construction des macromodèles d'immunité électromagnétique appliqués aux circuits intégrés.	19/12/2014

Tableau 10 : Bilan des participations à des jurys de thèse.

4.5 Participation à des projets

J'ai participé à plusieurs projets nationaux de type FUI ou ANR à travers l'IRT Saint Exupéry, ainsi qu'à des thèses Cifre et financées par le CEA Dam. Le Tableau 11 récapitule mes collaborations et implications dans des projets ainsi que les montants financiers et le personnel recruté/encadré/supervisé dans le cadre de ces projets. J'ai très fortement contribué à la définition et auxancements des projets qui apparaissent dans les cases grisées.

Nom / thème du projet	Type de projet	Dates	Rôle	Montant financier du contrat	Personnel recruté/encadré/supervisé
SEISME / Immunité des composants électroniques – Gestion de l’obsolescence	FUI	Avril 2011 – Avril 2014	Collaborateur	250 k€ (dont salaire doctorant et post-doctorant)	Alaa Ayed (doctorant) Siham Airoud-Airieu (Post-doctorant)
Cifre PSA / Influence matériaux composites – CEM automobile	CIFRE	Avril 2012 – Avril 2015	Collaborateur	45 k€	Ammar Kader (Doctorant)
ROBUSTESSE / Influence du vieillissement sur l’immunité électromagnétique des circuits électroniques	IRT / ANR	Avril 2014 – Avril 2017	Collaborateur	98 k€ (dont salaire stagiaire)	Siham Airoud-Airieu (Post-doctorant) Rémi Ramouche (Stagiaire M2)
CEA / Vieillissement électromagnétique	CEA	Oct. 2015 – Oct. 2018	Collaborateur Co-gestionnaire	30 k€	Maxime Girard (Doctorant)
CEA / Effet HPM sur alimentation équipement électronique	CEA	Oct. 2016 – Oct. 2019	Collaborateur Co-gestionnaire	30 k€	Guillaume Mejecaze (Doctorant)
Cifre PSA / Menace perturbation électromagnétique automobile	CIFRE	Avril 2016 – Avril 2019	Collaborateur Co-gestionnaire	45 k€	Thoma Picon (Doctorant)
Cifre NXP / Corrélation paramètres électriques avec CEM	CIFRE	Avril 2017 – novembre 2020	Collaborateur Co-gestionnaire	75 k€	Nicolas Baptistat (Doctorant)
FELINE / Champ proche en immunité	IRT / ANR	Avril 2018 – Avril 2021	Collaborateur	20 k€	André Durier (Doctorant)
CEA / Modélisation HPM sur alimentation équipement électronique	CEA	Oct. 2018 – Janv. 2022	Collaborateur Co-gestionnaire	30 k€	Laurine Curos (Doctorant)
Cifre PSA / CEM et SDF	CIFRE	Oct. 2021 – XXXX	Collaborateur Co-gestionnaire	60 k€	Baptiste Hamard (Doctorant)
Total	10			683 k€	12 personnes

Tableau 11 : Bilan des participations à des projets de recherche.

4.6 Responsabilités scientifiques

4.6.1 Reviews de documents scientifiques

4.6.1.1 *Reviews d’articles scientifiques pour des journaux et conférences internationaux*

Le Tableau 12 récapitule mes participations en tant que reviewer pour des journaux scientifiques et conférences internationaux.

Reviews pour des revues scientifiques internationales depuis 2012	
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility	4
IEEE Transactions on Instrumentations & Measurements	6
IEEE Transactions on Reliability	2
IEEE Transactions on Microwaves Theory and Technique	2
Microelectronics Reliability	12
Reviews pour des conférences internationales depuis 2012	
EMC Europe	> 30
ESREF	> 20
ESREL	1

Tableau 12 : Bilan des « reviews » réalisées.

4.6.1.2 *Reviews d'une thèse Australienne*

Suite à la venue du Professeur Jean-Michel Redouté de l'Université de Monash, à Melbourne (Australie), en tant que professeur invité à l'IMS en 2013, j'ai été sollicité comme reviewer de thèse d'un de ses étudiants. Le Tableau 14 récapitule les informations de la thèse australienne rapportée.

Nom	Prénom	Statut	Directeurs de thèse	Titre	Date
AL-Kalbani	Ahmed	Doctorant Monash University (Australie)	Jean-Michel Redouté, Mehmet Rasit Yuçe	Efficient Wireless Powering and Reliable Biotelemetry of Neural Implants	Décembre 2014

Tableau 13 : Information sur la thèse Australienne rapportée.

Explication : La review d'une thèse australienne consiste à reviewer la totalité du manuscrit de thèse et à écrire un rapport autorisant le candidat à accéder ou pas au titre de docteur. La particularité comparée à une thèse française est que la soutenance se passe avant la review du manuscrit. Les reviewers n'y sont donc pas conviés. De plus, seul le titre de docteur est nécessaire pour être reviewer (pas d'HDR nécessaire). C'est la raison pour laquelle j'ai pu être reviewer de cette thèse.

4.6.1.3 *Reviews de projet ANR*

J'ai eu l'occasion d'être relecteur de deux projets ANR de type PRCI (Projets de recherche collaborative – international) soumis dans la section : Une énergie durable, sûre et efficace en 2021 et 2022.

4.6.2 Implications scientifiques

4.6.2.1 *Implication dans la vie du laboratoire IMS*

- Membre élu au conseil scientifique du Laboratoire IMS de septembre 2015 à décembre 2021 (8 membres élus (dont je fais partie) + 8 membres nommés). Le conseil scientifique représente une dizaine de réunions d'une demi-journée par an ainsi que la participation à des groupes de travail dont le but est de mener à bien les objectifs du conseil. A ce titre, j'ai eu à expertiser des sujets de thèse (2 par ans),

des fiches de postes en vue du recrutement d'enseignant/chercheur et chercheur (4 au total). J'ai aussi fait partie d'un groupe de travail sur l'industrie 4.0. Le but était de définir précisément ce qu'est l'industrie 4.0 puis de répertorier les activités du laboratoire qui s'inscrivent dans ce domaine. Ce travail a contribué au lancement de BEST 4.0, un Réseau de Recherche Impulsion de l'université de Bordeaux dont les partenaires principaux sont le laboratoire IMS et I2M.

- Membre élu au conseil d'unité du laboratoire IMS depuis décembre 2021. Cette responsabilité implique 1 réunion par mois pour traiter des actions menées au sein du laboratoire comme les travaux à réaliser sur le bâtiment, le site web, l'intranet, les postes à pourvoir... ainsi qu'à voter les décisions et points réglementaires relevant du conseil d'unité.

4.6.2.2 Participation à l'organisation de conférences internationales

Depuis 2016, je suis investi dans la conférence annuelle ESREF pour laquelle je suis reviewer mais aussi pour laquelle j'ai fait partie à trois reprises du comité d'organisation. A ce titre, j'ai organisé la session EMC/ESD/EFT et été trois fois « co-chair man » de session.

4.6.2.3 Participation à des comités de normalisation

Depuis 2012, je suis membre du groupe de commission de normalisation CEM UF47A (circuit intégré) gérée à l'AFNOR. Ce groupe, composé d'industriels et d'académiques, a pour but de discuter, écrire, améliorer les normes du domaine de la compatibilité électromagnétique des circuits intégrés. Ce groupe intervient aussi bien au niveau national qu'international. En plus de proposer des nouvelles normes, ce comité a un rôle d'expertise face aux normes proposées par les autres acteurs internationaux de la CEM des circuits intégrés.

Le travail au sein de ce groupe consiste en une réunion trimestrielle (une journée) au niveau français et une à deux réunions annuelles au niveau international (un à deux jours).

Dans le cadre de ce comité, j'ai été amené à expertiser plusieurs documents de normalisation et à présenter des résultats de travaux de recherche obtenus en partie dans les projets collaboratifs de type FUI devant les groupes de commission de normalisation d'autres pays tel que le Japon, l'Allemagne et les États-Unis.

4.7 Conclusion

Cette section avait pour but de récapituler mes activités en tant que chercheur depuis le début de ma thèse en 2006 jusqu'en 2021. On y trouve un bilan de mes encadrements, de ma production scientifique, des projets de recherche ainsi que de mes responsabilités scientifiques.

Chapitre 2 : Bilan des travaux de recherche

1 Introduction

Cette section a pour but de présenter un bilan relativement détaillé de mes travaux de recherche depuis le début de ma thèse qui a débuté en octobre 2006 jusqu'à aujourd'hui, fin 2021.

Mes travaux de recherche peuvent être synthétisés par le schéma de la Figure 3 qui classe sur une échelle de temps les thématiques que j'ai abordé, les différents encadrements que j'ai effectués ainsi que les sources de financement associées.

Mes travaux de recherche s'orientent donc autour de 3 thématiques principales qui sont la Compatibilité Électromagnétique, les Interférences Électromagnétiques Intentionnelles et la Fiabilité Électromagnétique. Tous les travaux que j'ai réalisés se placent donc dans une de ces trois thématiques avec, dans la plupart des cas, de forts liens avec une des deux autres thématiques. C'est ce que représente les flèches sur la Figure 3.

Pour finir, c'est sur l'association de ces trois thématiques que mon projet de recherche, présenté dans le chapitre 3, a été construit.

Afin de présenter au mieux ce bilan, la section 2 introduit rapidement le contexte, la section 3 présente pour chaque thématique, un état de l'art et mes contributions scientifiques, la section 4 est dédiée à une conclusion. Le projet de recherche est présenté dans le chapitre 3 de ce document, suivi des références bibliographiques.

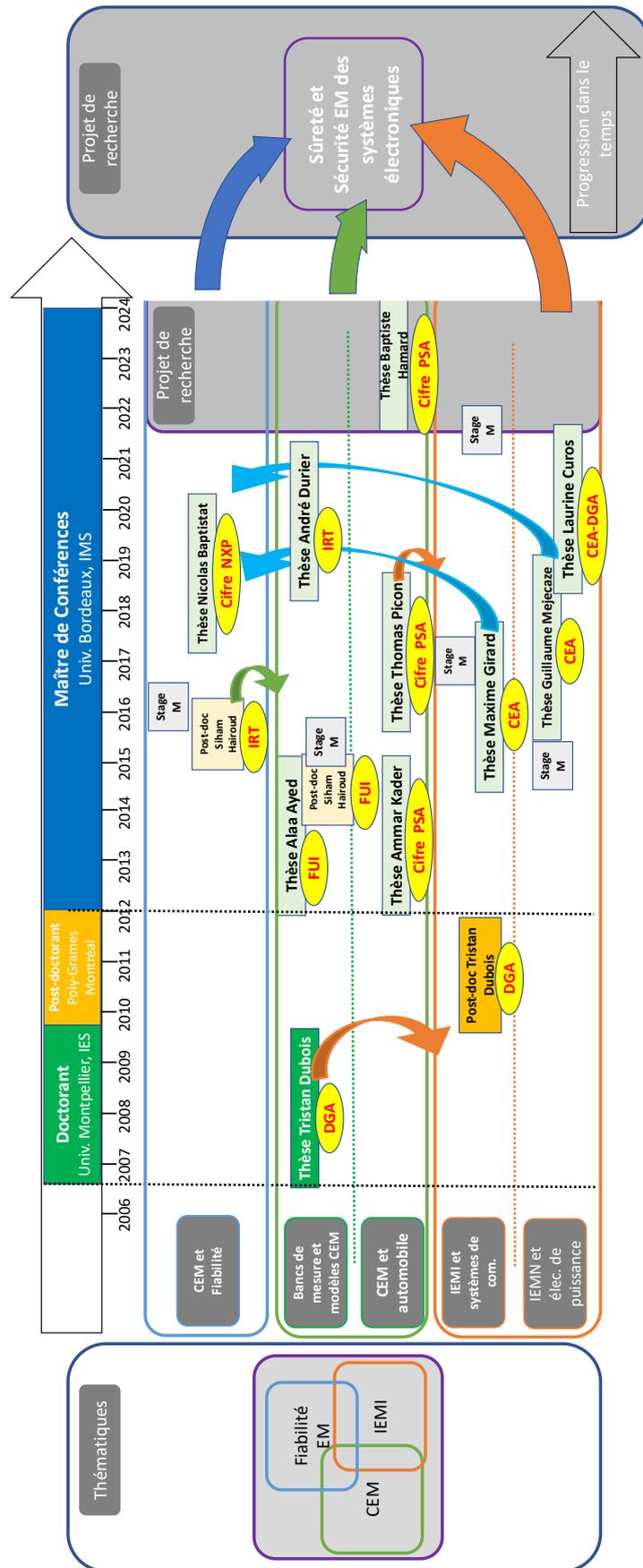


Figure 3 : Schéma récapitulant mes thématiques de recherche, les stagiaires/doctorants/postdoctorants que j'ai encadrés/supervisés, et les projets dans lesquels je me suis investi.

2 Contexte : CEM, IEMI et Fiabilité EM

Depuis plusieurs années maintenant, on note une augmentation importante du nombre d'équipements électroniques dans les systèmes, permettant progressivement d'aller vers des applications pour l'avion plus électrique, les voitures autonomes, la livraison par drones, la santé connectée, l'industrie du futur.... Cette augmentation est telle que certains systèmes considérés comme des systèmes mécaniques, comme par exemple une automobile, peuvent aujourd'hui être considérés comme des systèmes électroniques. Pour cela, il suffit de regarder la part du coût de fabrication provenant de l'électronique dans les systèmes. Prenons l'automobile, en 2014, 20 % du coût de fabrication d'une voiture provenait des équipements électroniques. En 2018, ce pourcentage est passé à 55 % et continuera à augmenter notamment avec le développement des voitures autonomes et connectées. Ce constat peut être fait pour une grande quantité de systèmes tels que les avions, les robots pour n'en citer que quelques-uns.

Mes travaux de recherche peuvent être regroupés dans trois domaines, qui me semblent être indispensables à considérer pour garantir un bon fonctionnement de ces systèmes : la compatibilité électromagnétique (CEM), les interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) et la fiabilité électromagnétique (EMR = ElectroMagnetic Reliability).

Dans les sections suivantes, j'introduirai ces trois domaines et présenterai mes contributions scientifiques via les projets de recherche auxquels j'ai participé.

3 Travaux réalisés

3.1 La compatibilité électromagnétique, les bancs de mesure et les modèles

3.1.1 Introduction

La compatibilité électromagnétique (CEM) caractérise l'aptitude d'un équipement ou d'un système à fonctionner correctement dans un environnement électromagnétique donné sans lui-même perturber cet environnement et donc les autres équipements et systèmes qui s'y trouvent. La CEM est régie par des normes qui sont proposées par des comités de normalisation et qui interviennent à différents niveaux (national, international). Les normes spécifient les niveaux d'émissivité et de susceptibilité à ne pas dépasser, décrivent les bancs de mesure CEM à utiliser pour réaliser des essais (DPI, NFS, BCI...), proposent des formats de modèles permettant la simulation de la CEM d'équipements et de systèmes ainsi que l'échange d'information (ICEM, ICIM...). Mes travaux dans le domaine de la CEM se sont orientés principalement sur trois aspects :

- La mise en place et le développement de nouveaux bancs de mesures CEM comme le scanner champ proche, la RFIP, la cellule ministrip line.
- Le développement de modèles d'immunité notamment le modèle ICIM-CI.
- Le développement de méthodes de test associant simulation numérique et mesure pour étudier la CEM automobile.

3.1.2 La CEM

La thématique « Compatibilité Électromagnétique » peut se décomposer en trois grandes parties qui sont :

- L'étude des sources d'émission et notamment les caractéristiques des formes d'onde d'interférences électromagnétiques à considérer.

- L'étude des mécanismes de couplage et de propagation des signaux d'interférence, qu'ils soient électriques ou électromagnétiques.
- L'étude des effets de ces interférences sur les victimes, c'est-à-dire les composants et équipements électroniques.

La Figure 4 met en avant ces trois acteurs.

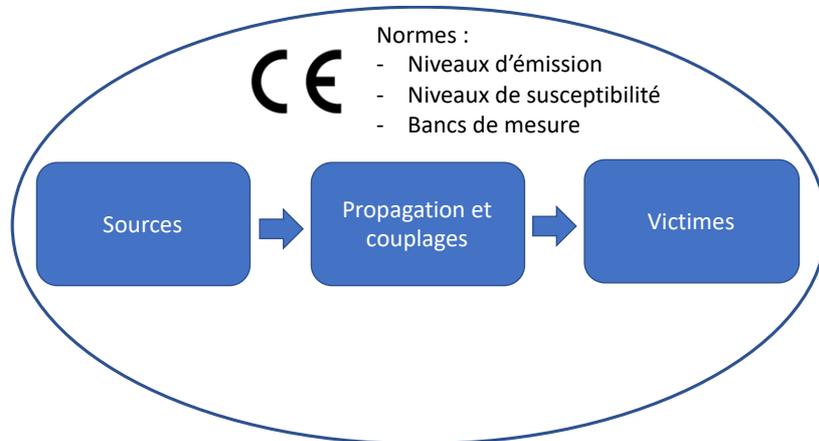


Figure 4 : Les trois grands acteurs de la CEM.

3.1.2.1 Les sources

Les sources pouvant induire des interférences électromagnétiques et qui sont à l'origine de problèmes de compatibilité électromagnétique sont multiples et peuvent être d'origine naturelle comme la foudre ou d'origine humaine comme les systèmes de radiocommunication, de radiodétection, les moteurs et génératrices, et à vrai dire tous les systèmes embarquant des composants électroniques.

Il est indispensable de bien connaître les différentes sources d'émission et plus particulièrement les formes d'onde des interférences électromagnétiques émises pour maîtriser la CEM. Les interférences sont caractérisées d'une part par leur forme d'onde et d'autre part par leur amplitude, que ce soit du champ électrique, champ magnétique, de puissance ou d'énergie. Évidemment, plus un signal d'interférence aura une amplitude élevée, plus il aura de chance de générer des problèmes CEM sur la victime. Aussi, les interférences électromagnétiques peuvent être des signaux purement sinusoïdaux, carrés, trapézoïdaux, modulés ou non, impulsionnelles...

Ces caractéristiques de formes d'onde sont très importantes car à chaque forme d'onde est associé un spectre fréquentiel qui peut être plus ou moins riche, pouvant comprendre aussi bien des fréquences très basses (quelques Hz) que des fréquences très élevées (plusieurs dizaines voire centaines de GHz).

Les normes CEM sont là pour assurer une compatibilité électromagnétique entre les systèmes embarquant des équipements électroniques. Les signaux d'interférence considérés sont donc restreints à des signaux qu'on peut considérer comme conventionnels, c'est-à-dire des signaux d'interférence dont la probabilité qu'un système les rencontre est relativement élevée.

Le Tableau 14 donne un exemple des types de signaux classiquement testés lors d'essais CEM chez les systèmes automobiles.

Types d'essais	Forme d'onde	Durée	Niveau d'amplitude max
Électrique	Pulse sans modulation	1 à 10 s	Variation autour de la tension batterie de quelques V
Transitoires lents	Pulse sans modulation ou CW	1 ms à 1 s	Variation autour de la tension batterie de quelques V
Transitoires rapides	Pulse sans modulation	10 μ s à 1 ms	De l'ordre de 100 à 500 V
DES	Pulse sans modulation	10 à 100 ns	Jusqu'à 8 A à 500 V
CEM d'immunité	Modulation CW, AM, PM	1 à 10 μ s pour les plus courts	200 à 300 mA ou 600 V/m

Tableau 14 : Exemple de signaux testés en automobile.

Plusieurs types de signaux sont utilisés :

- Des signaux transitoires de durées pouvant aller de 10 ns à 10 s ; l'étalement spectral de tels signaux va de quelques Hz à quelques GHz.
- Des signaux modulés ayant donc une fréquence porteuse qui peut évoluer entre quelques centaines de MHz et quelques GHz, ainsi qu'un étalement spectral pouvant, quant à, lui aller de quelques Hz à quelques MHz.

A ces signaux, peuvent se rajouter des signaux que l'on caractérisera de non conventionnels et que l'on rencontrera dans des scénarios plus rares comme par exemple des scénarios d'interférences électromagnétiques intentionnelles. Dans ces scénarios que nous détaillerons dans la suite du document, les signaux peuvent être de formes d'ondes différentes c'est-à-dire présentant des fréquences centrales pouvant aller jusqu'à plusieurs centaines de GHz, avec des occupations spectrales de plusieurs centaines de MHz et des amplitudes dont les niveaux de champ peuvent atteindre plusieurs milliers de volts par mètre et des courants couplés de plusieurs centaines d'ampères. Évidemment, l'étude de l'impact de ce type de signaux dépasse les frontières de la CEM et s'intègre plutôt dans la thématique des interférences électromagnétiques intentionnelles généralement rattachée à la guerre électronique.

3.1.2.2 Couplage et propagation

Les mécanismes de couplage et de propagation des interférences électromagnétiques au sein des systèmes électroniques sont complexes et représentent un vrai enjeu pour l'étude de la compatibilité électromagnétique.

La complexité des mécanismes de couplage et de propagation des interférences électromagnétiques vient de la complexité des structures embarquant les systèmes électroniques. Prenons comme exemple une automobile qui illustre bien cette complexité. Une voiture est premièrement un système mécanique constituée d'une caisse qui peut être faite de matériaux conducteurs ou isolants, ou de matériaux composites eux aussi plus ou moins conducteurs, montée sur des roues. A l'intérieur de cette caisse on retrouve l'habitacle, les sièges faits de matériaux isolants voire absorbant électromagnétiquement, le moteur ainsi que divers éléments mécaniques permettant de rendre la voiture mobile. Mais une voiture est aussi un système électrique/électronique embarquant des centaines de mètres de câbles assemblés sous forme de faisceaux, parcourant généralement les parois de la voiture. Au bout de ces faisceaux de câbles, se trouve une grande variété de capteurs et d'équipements électroniques constitués de cartes et de composants électroniques.

Lorsqu'un tel système est illuminé par un rayonnement électromagnétique, des phénomènes de couplage peuvent avoir lieu aussi bien sur les faisceaux de câbles que sur les équipements électroniques eux-mêmes. Ces phénomènes de couplage, modulés par les mécanismes de résonances dus à la caisse, peuvent alors induire des signaux électriques parasites qui vont se propager en mode différentiel et/ou en mode commun jusqu'à atteindre les équipements électroniques.

Ces phénomènes s'étudiaient historiquement par l'élaboration de modèles analytiques de couplage champ à piste et champ à faisceau. Avec la complexité des structures étudiées, l'étude se fait maintenant plutôt par l'utilisation de logiciels de simulation électromagnétique 3D permettant de reproduire relativement efficacement le comportement électromagnétique d'une structure. Le principal désavantage de ces techniques est le temps de simulation qui est important.

3.1.2.3 Les victimes

Les victimes sont bien évidemment les systèmes électroniques, que l'on trouve à l'heure actuelle dans beaucoup de produits et en quantité de plus en plus importante. Ces équipements électroniques deviennent aussi des équipements à haut niveau de sûreté, c'est-à-dire dont dépend le bon fonctionnement du système. Le Tableau 15 présente le nombre d'équipements électroniques approximatif que l'on retrouve dans quelques systèmes du quotidien.

Systèmes	Nombre approximatif moyen d'équipements électroniques
Voiture	50
Avion	100
Maison	40

Tableau 15 : Équipements électroniques moyens approximatifs dans différents systèmes.

Il est à noter qu'un équipement électronique est déjà un système en soi, qui est constitué de plusieurs centaines de composants électroniques, qui sont le cœur de ces systèmes.

Les effets des interférences électromagnétiques sur les composants sont multiples et dépendent du type de composants. A titre d'illustration, le Tableau 16 présente une liste non exhaustive des effets d'interférences électromagnétique sur différents composants classiquement utilisés en électronique. Cette liste n'est évidemment pas exhaustive mais montre cependant la variété des effets qui peuvent être rencontrés.

Diode	Transistor	AOp/Régulateur DC-DC	VCO	PLL
Modification points de polarisation		Apparition Offset de tension en sortie	-Apparition de raies spectrales indésirables -Contrôle de la fréquence d'oscillation	-Apparition de raies spectrales indésirables - Déverrouillage de la PLL
Démodulation AM				

ADC/DAC	Porte logique	Mémoire	µc	FPGA
Modification des données de sortie	- Changement niveau logique	- Modification données mémoires - Effacement de la mémoire	- Remise à 0	- Dépend de la configuration (ie. Diviseur par 32 ne divise que par 16...)

Tableau 16 : Récapitulatif non exhaustif d'effets de perturbation de différents types de circuits ou composants électroniques soumis à une interférence électromagnétique.

3.1.3 Les bancs de mesures en CEM

Afin de garantir une bonne compatibilité électromagnétique entre les systèmes, différents bancs de mesure ont été mis en place au fil des années pour réaliser des tests et qualifier les équipements et systèmes électroniques. Plusieurs types de banc de mesure CEM existent à l'heure actuelle et peuvent être classés en 4 catégories. Les bancs pour l'étude de : l'émissivité rayonnée, l'émissivité conduite, la susceptibilité rayonnée et la susceptibilité conduite.

3.1.3.1 Banc de mesure pour l'émissivité rayonnée

L'étude de l'émissivité rayonnée passe généralement par la mesure des champs électriques et magnétiques rayonnés par un dispositif. Afin de maîtriser l'environnement de mesure, la plupart de ces mesures sont réalisées dans des chambres spécifiques (Anéchoïque/Réverberante...) ou dans des cellules spécifiques (TEM/GTEM).

3.1.3.1.1 Mesures en chambre anéchoïque ou semi-anéchoïque

La mesure d'émissivité en chambre anéchoïque ou semi-anéchoïque consiste à placer un dispositif dans une chambre isolée électromagnétiquement de l'extérieur possédant des murs absorbants et d'utiliser une antenne placée à une certaine distance associée à un analyseur de spectre (a minima) pour mesurer la puissance captée par l'antenne et remonter à la valeur des champs rayonnés par l'équipement. Afin d'avoir une mesure représentative, différentes positions et orientations d'antenne sont testées. La Figure 5 présente une photo d'une mesure en chambre semi-anéchoïque.

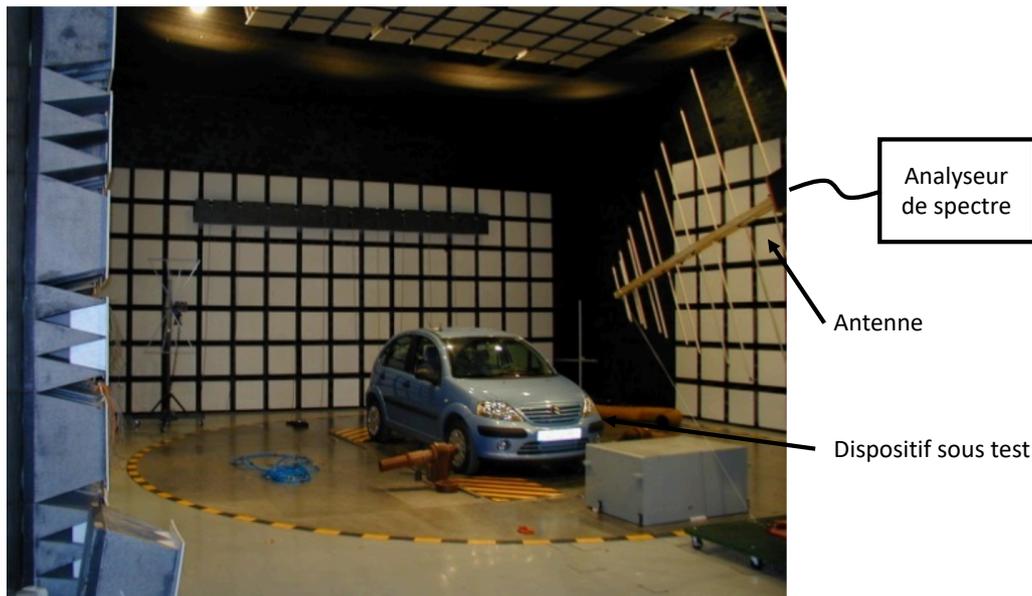
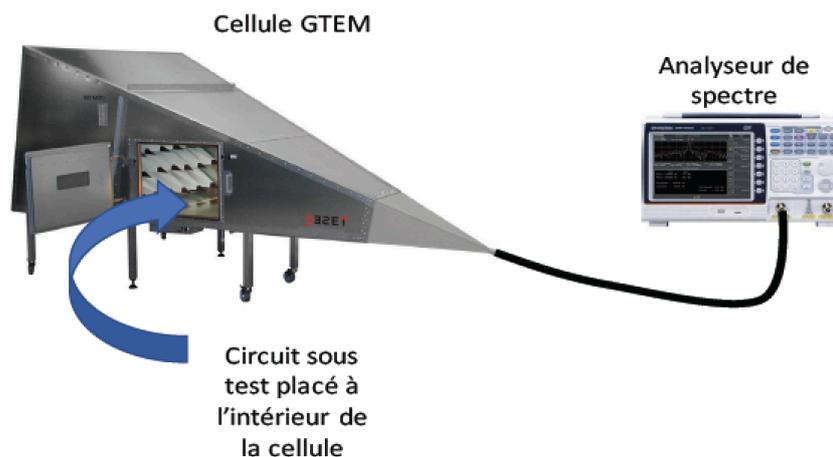


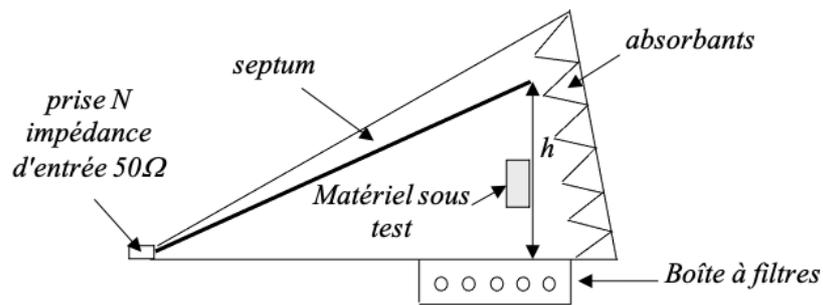
Figure 5 : Mesure d'émissivité en chambre semi-anoïchique [Picon_a, 2018] (IEC61000-4-3).

3.1.3.1.2 Mesures en Cellule TEM/GTEM

La mesure d'émissivité en cellule GTEM (Gigahertz Transverse ElectroMagnetic) est constituée classiquement d'une cellule GTEM, d'un analyseur de spectre et du dispositif sous-test. La cellule GTEM est une cellule fermée d'impédance caractéristique 50 Ohms constituée d'une caisse métallique connectée à la masse, d'un septum permettant de conduire le signal électrique/électromagnétique et d'une paroi équipée de connecteur permettant de connecter le dispositif sous test placé à l'intérieur de la cellule. La Figure 6 présente le banc de mesure en cellule GTEM. La détermination du champ électrique à l'intérieur de la cellule peut être réalisée par mesure ou par calcul en tenant compte des paramètres de la cellule et de la puissance mesurée.



(a)

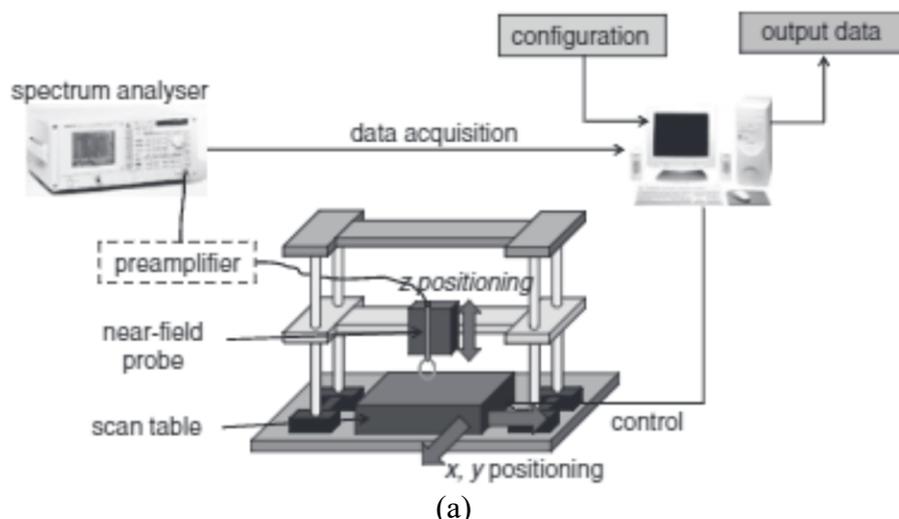


(b)

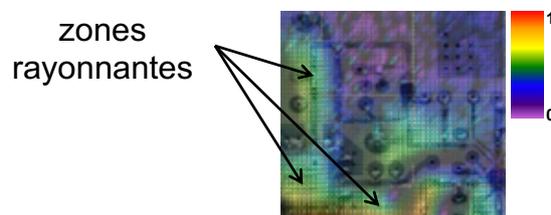
Figure 6 : Banc de mesure d'émissivité en cellule GTEM (IEC 61967-2)

3.1.3.1.3 Le scanner champ proche en émissivité : NFSE

Le scanner champ proche est un banc de mesure permettant de réaliser des cartographies des différentes composantes du champ électrique et magnétique rayonnées par un composant ou une carte électronique en zone de champ proche. Il est constitué classiquement d'une table de déplacement sur les trois dimensions de l'espace et d'une sonde de champ proche associée à un appareil d'acquisition du type analyseur de spectre voire un oscilloscope. La Figure 7 présente un scanner champ proche et un exemple de cartographie, montrant les zones d'une carte électronique émettant un fort rayonnement électrique.



(a)



(b)

Figure 7 : (a) Banc de mesure d'émission NFS [Boyer_a, 2015] et (b) exemple de cartographie [Dubois_a, 2016] (IEC 61967-1).

Un tel dispositif utilise des sondes de champ proche que l'on pourrait qualifier de « mauvaises » antennes dont le but est de capter localement, de façon non intrusive, les différentes composantes des champs électriques et magnétiques émises par une carte électronique. Il existe

une grande variété de sondes de champ proche électromagnétique permettant d’offrir des gammes de fréquence et des résolutions spatiales différentes.

La détermination des champs électriques et magnétiques mesurés nécessite généralement une calibration préalable.

3.1.3.2 Banc pour l’émissivité conduite

Les bancs de test permettant de mesurer l’émissivité conduite d’un dispositif sont généralement développés pour réaliser des mesures au niveau d’un composant voire d’un équipement électronique. Ils sont rarement utilisés pour faire des mesures au niveau des systèmes. Les plus connus, et donc utilisés, sont probablement les bancs de mesure 1 Ohm et 150 Ohms.

3.1.3.2.1 Mesures 150 Ohms

La méthode de mesure 150 ohms permet de mesurer la tension RF (radiofréquence) produite par l’activité du circuit intégré sur ses broches d’entrées/sorties. Elle nécessite une carte d’adaptation constituée d’une résistance de $120\ \Omega$ en série avec un condensateur de $6.8\ \text{nF}$. Une résistance de $50\ \Omega$ en parallèle avec l’impédance de sortie de l’analyseur de spectre permet d’obtenir une impédance équivalente proche de $150\ \Omega$. La Figure 8 décrit la configuration de la mesure utilisée.

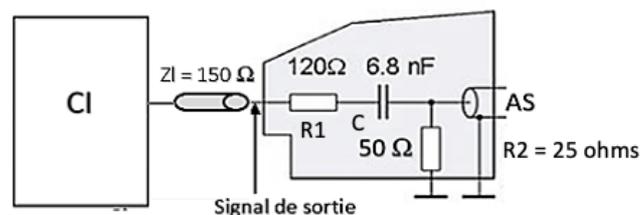


Figure 8 : Banc de mesure 150 ohms (IEC 61967-4).

Il est important de noter que la carte de mesure agit comme un filtre passe haut. Seuls les signaux de fréquences supérieures à $150\ \text{kHz}$ sont mesurés avec une atténuation fixée par le diviseur de tension ($120\ \text{ohms} / 25\ \text{ohms}$) et « indépendante » de la fréquence.

3.1.3.2.2 Mesures 1 Ohm

Cette méthode permet de mesurer à travers une broche d’alimentation d’un circuit intégré le courant consommé. Ce courant est déduit de la différence de potentiel aux bornes d’une résistance de $1\ \Omega$. La Figure 9 présente le principe de mesure de la méthode 1 ohm.

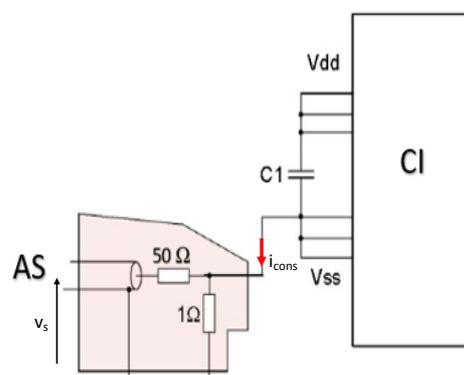


Figure 9 : Banc de mesure 1 ohm (IEC 61967-4).

On notera que cette mesure n'est valable que pour une plage de fréquence donnée. En effet, au-delà de 1 GHz, des effets parasites rentrent en jeu modifiant la valeur de la résistance de 1Ω .

3.1.3.3 Banc pour la susceptibilité rayonnée

3.1.3.3.1 Cellule TEM, GTEM et chambre anéchoïque

Les essais de susceptibilité rayonnée ont pour but de soumettre un dispositif sous test à un champ électrique/magnétique d'une certaine amplitude, pour vérifier son bon fonctionnement. Les bancs de mesure pour réaliser des essais de susceptibilité rayonnée utilisent globalement les mêmes éléments que pour les essais en émissivité rayonnée, que ce soit la cellule TEM, GTEM ou encore la chambre anéchoïque. La principale différence est l'utilisation de générateurs radiofréquences / hyperfréquences ainsi que d'amplificateurs radiofréquences / hyperfréquences de puissance pour générer les niveaux de champs électriques et magnétiques souhaités.

A titre d'illustration, la Figure 10 présente un banc de mesure de susceptibilité rayonnée utilisant une cellule GTEM.

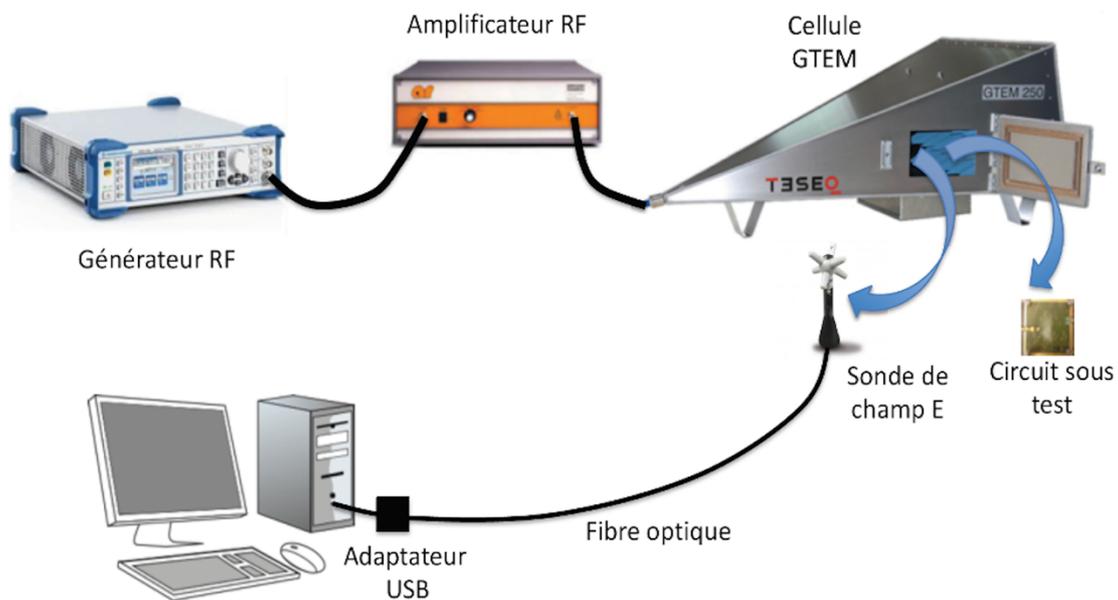


Figure 10 : Banc de mesure de susceptibilité rayonnée en cellule GTEM (IEC 61967-2).

Une sonde de champ électrique peut être utilisée pour calibrer la cellule. Si aucune sonde n'est disponible, les champs électrique et magnétique, appliqués au dispositif sous test sont obtenus par calcul tenant compte des paramètres de la cellule et de la puissance injectée.

3.1.3.3.2 Chambre réverbérante à brassage de mode.

La chambre réverbérante à brassage de mode utilise les propriétés des cavités de dimensions grandes devant la longueur d'onde. Cette chambre principalement constituée de métal permet ainsi l'établissement d'ondes stationnaires qui seront brassées par un brasseur de modes. L'intérêt d'un tel système est la présence d'ondes stationnaires ce qui implique l'apparition de « fort champ électrique ». Le circuit sous test peut alors être testé face à de forts champs électriques arrivant dans toutes les directions, sans utiliser d'amplificateur de « trop forte puissance ». Ce type de système permet ainsi d'avoir une caractérisation complète de l'immunité d'un dispositif dans des conditions d'onde plane. Évidemment, la fréquence basse

d'utilisation de la chambre réverbérante dépend de sa dimension. Par exemple une chambre d'1 m³ et d'1m de côté, comme celle illustrée par la Figure 11 permet de fonctionner à des fréquences minimums de l'ordre du GHz.

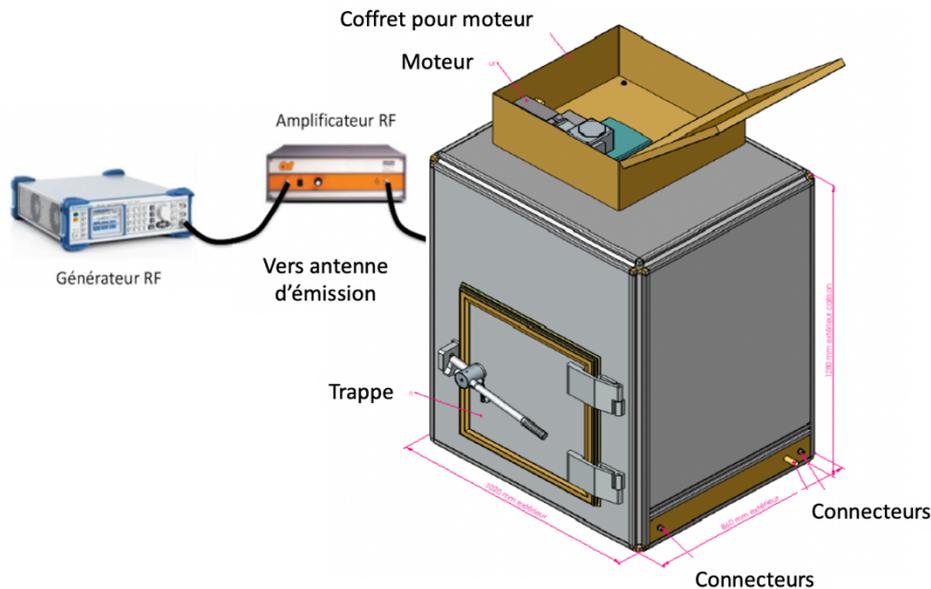


Figure 11 : Banc de mesure en immunité utilisant une chambre réverbérante à brassage de modes (ISO 61000-4-21).

3.1.3.3.3 Le scanner champ proche en immunité : NFSI

Le scanner champ proche peut aussi être utilisé pour la réalisation d'étude de susceptibilité. Dans cette configuration, la sonde de champ proche est utilisée pour injecter localement mais sans contact une interférence électromagnétique. Comme pour le NFS en émission, suivant la sonde utilisée, les différentes composantes du champ électrique ou magnétique peuvent être injectées.

3.1.3.4 Banc pour la susceptibilité conduite

Les bancs de mesure en immunité conduite sont très souvent utilisés au niveau composant ou équipement électronique. Ils sont rarement utilisés pour caractériser la CEM d'un système complet tel une voiture par exemple. Parmi ceux généralement utilisés, on trouve les bancs DPI, BCI ainsi que des bancs utilisant des pinces de couplage capacitive ou inductive pour des essais impulsions.

3.1.3.4.1 Mesures DPI

La méthode d'injection directe de la puissance ou méthode DPI (Direct Power Injection) est une méthode de caractérisation de la susceptibilité conduite des circuits intégrés. Cette méthode fait l'objet de la norme IEC 62132-4. Cette méthode a été initialement définie pour la bande de fréquence 150 kHz - 1 GHz. La méthode DPI consiste à injecter, à travers un condensateur, dit DPI ou d'injection, dont la valeur est de 6,8 nF, un signal d'interférence sur une broche d'un composant sous test. La Figure 12 illustre les différents instruments constituant un banc de mesure DPI. Le signal produit par le générateur RF est amplifié par un amplificateur de puissance avant d'être injecté au circuit testé. L'injection du signal se fait à travers un coupleur

directif dont l'utilisation permet de mesurer les deux puissances incidente et réfléchiée et par conséquent la puissance absorbée par le dispositif sous test. Le condensateur DPI joue un rôle important car il permet d'isoler le dispositif sous test du système d'injection (amplificateur, générateur RF) d'un point de vue composante continue. Dans certains cas, un té de polarisation peut être utilisé à la place de la capacité. Il permet alors d'appliquer à la fois la tension continue de polarisation provenant de l'alimentation DC et le signal RF de perturbation provenant du générateur.

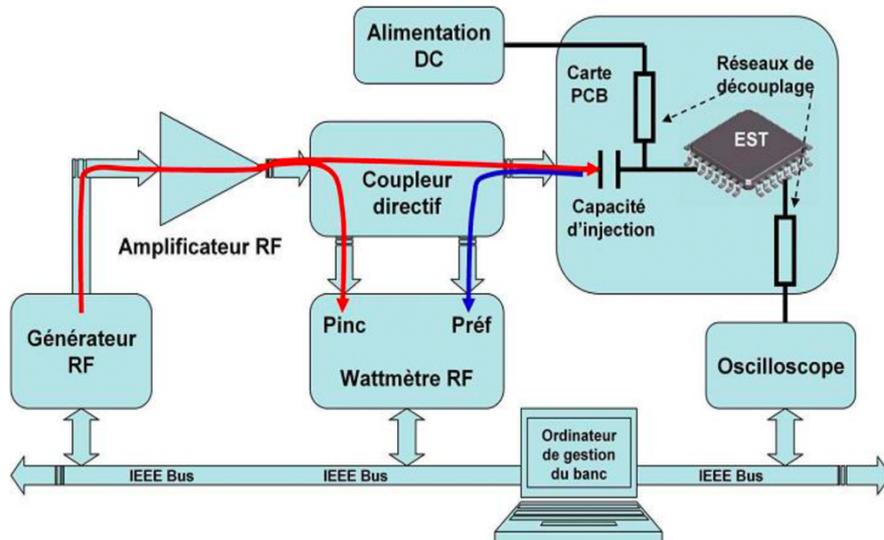


Figure 12 : Banc de mesure de susceptibilité conduite DPI (IEC 62132-4).

3.1.3.4.2 Mesures BCI

Cette technique sert aussi à caractériser l'immunité conduite des circuits intégrés. Elle utilise un couplage inductif pour faire parvenir la perturbation jusqu'au circuit sous test. Pour cela, une pince d'injection est utilisée pour injecter un courant dans un câble ou un faisceau de câbles relié au dispositif sous test. Une deuxième pince, dite pince de relecture et placée plus près du composant, permet de mesurer le courant injecté. La limite fréquentielle de cette technique est semblable à celle du test DPI (1 GHz). La Figure 13 illustre le banc de mesure associé à la technique BCI.

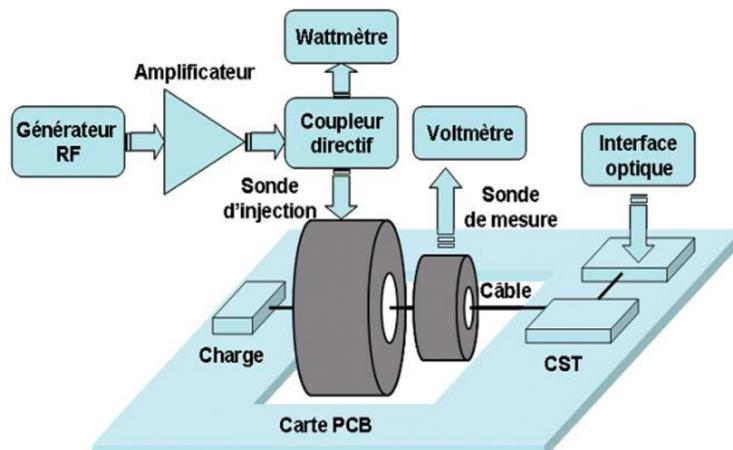


Figure 13 : Banc de mesure de susceptibilité conduite BCI (IEC 62132-2).

3.1.3.4.3 Mesures avec pince capacitive / stripline / pince inductive

D'autres pinces de couplage peuvent aussi être utilisées pour réaliser des essais d'immunité conduite. Ces pinces sont la pince capacitive, stripline ou inductive. Ces cellules de couplage sont généralement utilisées pour coupler sur un fil ou un faisceau de fils, un signal électrique de type impulsionnel de forte amplitude (EFT), c'est-à-dire pouvant atteindre plusieurs milliers de volt et plusieurs centaines d'ampère. La Figure 14 présente des photos des différentes cellules de couplage ainsi que la configuration du banc d'essai.

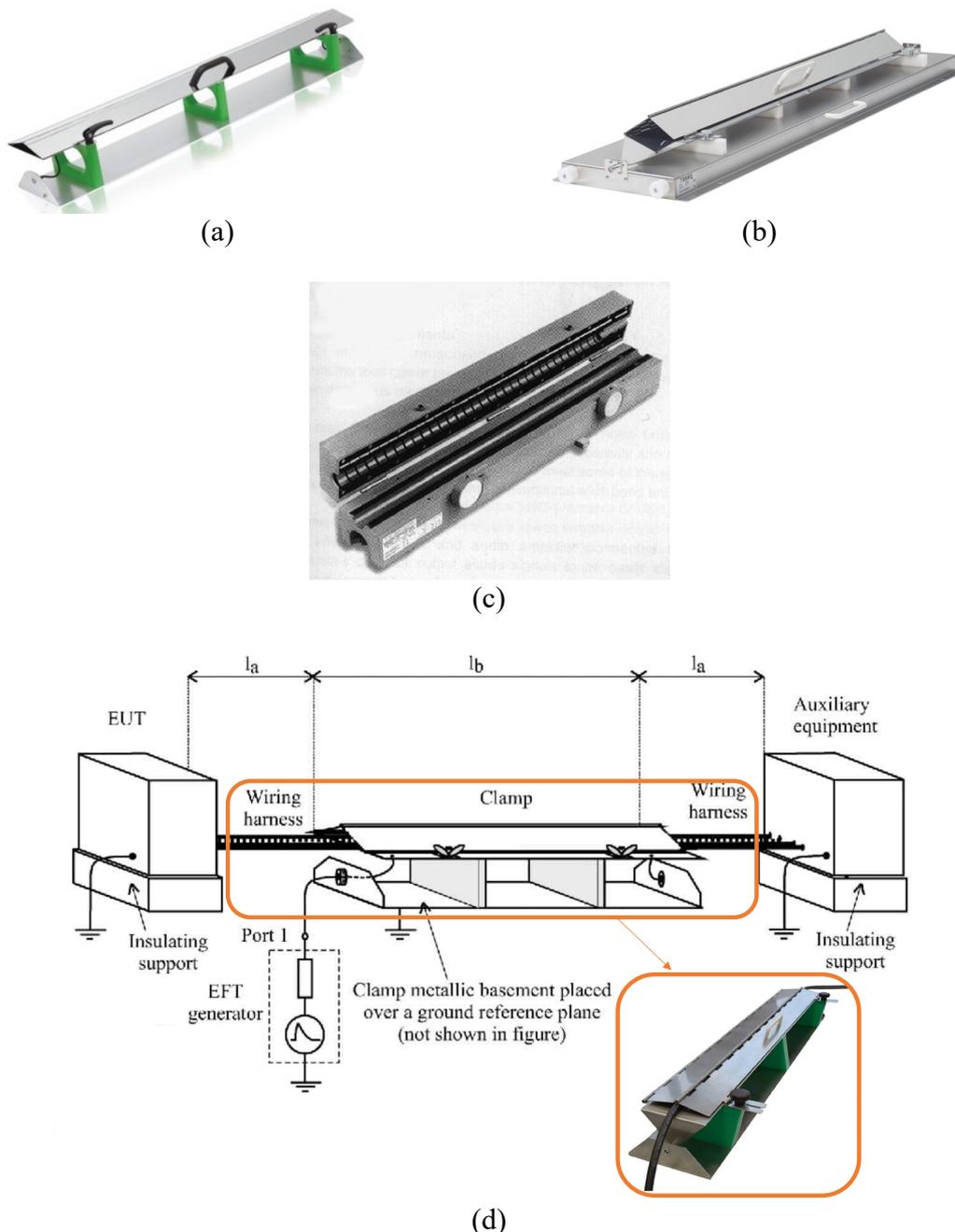


Figure 14 : Banc de mesure de susceptibilité avec cellule de couplage pour injection sur faisceau (IEC 61000-4) : (a) Cellule capacitive, (b) Cellule stripline, (c) Cellule inductive, (d) Banc de mesure complet.

Les caractéristiques temporelles et fréquentielles des signaux impulsionnels couplés par ces cellules dépendent de la cellule. La valeur nominale pour les temps de montée du signal est de l'ordre de la nanoseconde. Les durées d'impulsion sont de l'ordre de la centaine de nanosecondes, ce qui donne une occupation spectrale pouvant aller jusqu'à quelques centaines de mégahertz.

3.1.4 Les modèles et la simulation pour la CEM

Les mesures et essais CEM pour la qualification des produits et des systèmes sont très gourmands en moyens humains et en temps, ce qui les rend très contraignant pour les équipementiers et les systémiers. C'est pour cette raison que la simulation, nécessitant le développement de modèles CEM notamment au niveau composant électronique, est de plus en plus utilisée. Classiquement, les mécanismes de couplages et de propagations associant un rayonnement électromagnétique et un support de transmission du type câble ou faisceau de câbles, sont étudiés à travers l'utilisation de logiciels de simulation électromagnétique 3D commerciaux comme CST et HFSS. Les effets de perturbations au niveau du composant sont quant à eux généralement étudiés à travers des logiciels de simulation électrique de type SPICE par exemple. Ces simulations qui nécessitent la plupart du temps une description du composant au niveau transistor est compliquée, gourmande en temps de calcul et difficilement échangeable pour des raisons de confidentialité de « design ». C'est pourquoi, de plus en plus de composants (Atmel, Microchip...) et équipementiers (Valeo, Continental, Airbus ...) travaillent en collaboration avec des universitaires sur le développement de modèles CEM comportementaux de type « boîte grise ou noire » de composants et équipements électroniques. La Figure 15 schématise le processus de conception d'un composant ou d'un équipement électronique.

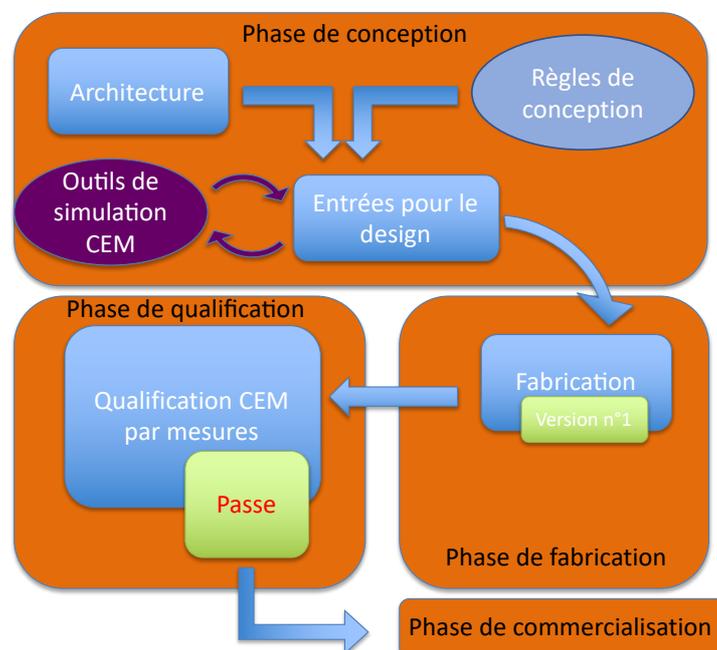


Figure 15 : Processus de conception.

Les outils de simulation CEM sont ainsi de plus en plus utilisés dès la phase de conception des composants et équipements électroniques. Ces simulations sont d'autant plus utiles qu'elles permettent de prévoir des problèmes CEM dès la phase de conception. De cette façon, les ingénieurs sont en mesure de corriger les circuits ou les produits avant la phase de fabrication

et de test, ce qui a pour impact une meilleure chance que le produit soit qualifié dès le premier essai.

3.1.4.1 La simulation numérique pour l'étude des couplages CEM

L'étude des couplages entre un rayonnement électromagnétique et un dispositif sous test passe généralement par des essais réels très coûteux. C'est pourquoi de plus en plus d'études de couplage sont réalisées en utilisant des simulateurs électromagnétiques 3D. Parmi les simulateurs les plus souvent utilisés en CEM, on retrouve les logiciels commerciaux HFSS, FEKO et CST, pour n'en citer que quelques-uns. Ces logiciels utilisent généralement une approche temporelle ou fréquentielle permettant de résoudre les équations de Maxwell aux différents points de maille d'un dispositif dessiné en CAO. Ces deux approches offrent des avantages et des inconvénients suivant le problème que l'on souhaite résoudre. La Figure 16 illustre les différentes configurations et les solveurs préférentiels utilisés.

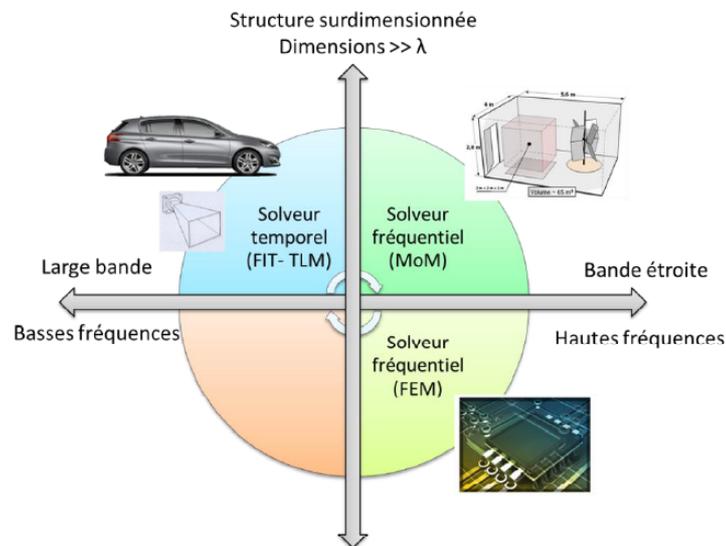


Figure 16 : Méthode de calcul suivant le système à étudier.

Les caractéristiques importantes qui permettent de déterminer le solveur le plus adapté sont la dimension de la structure à simuler, la bande de fréquence et donc la longueur d'onde des signaux électromagnétiques à prendre en compte. Ce dernier point inclut la valeur maximale de la fréquence qui classera le problème dans le domaine « basse ou haute fréquence » mais aussi la largeur de la bande de fréquence de l'étude. D'après la Figure 16, on préférera par exemple un solveur fréquentiel pour la simulation de problèmes hautes fréquences dans des structures de petites tailles telles que les composants électroniques et on préférera un solveur temporel pour la simulation de structure de grande taille pour la simulation de problème large bande.

3.1.4.2 Modélisation au niveau composant

Le comportement CEM des composants et équipements électroniques est difficilement simulable en utilisant des simulateurs EM 3D. En effet, modéliser en CAO un composant électronique complet est d'une grande complexité et demanderait des calculs et donc des temps de simulation extrêmement longs. Une solution est donc de remplacer le composant ou l'équipement par son schéma électrique détaillé. Mais là encore, les simulateurs électromagnétiques 3D ou électroniques classiques n'intègrent pas des modèles de composants adaptés aux problèmes CEM pour réaliser ce travail, notamment pour les signaux « hautes

fréquences ». Il est donc nécessaire de développer des modèle CEM permettant rapidement de simuler le comportement CEM d'un composant ou d'un équipement électronique. Peu de structures de modèles CEM pour composants et équipements électroniques existe. Les modèles ICEM (Integrated Circuit Emissivity Model) et ICIM (Integrated Circuits Immunity Model), auxquels on peut ajouter ICIM-CPI et ICIM-RPI pour l'émissivité et l'immunité aux impulsions, sont les seuls modèles normalisés ou en cours de normalisation à ce jour ayant pour but de modéliser le comportement CEM des composants et équipements électroniques. Chaque modèle se décline en 2 voir 4 sous modèles dédiés à la modélisation des phénomènes conduits ou rayonnés. Il existe donc 6 types de modèle ICEM et ICIM récapitulés par la Figure 17.

		Conducted	Radiated	
Emission		ICEM-CE (62433-2)	ICEM-RE (62433-3)	Published
Immunity	CW	ICIM-CI (62433-4)	ICIM-RI	Ongoing
	Transient	ICIM-CPI (62433-6)	ICIM-RPI	No Standard

Figure 17 : Modèles ICEM et ICIM.

Les sections suivantes présentent succinctement les modèles ICEM-CE, ICEM-RE, ICIM-CI et ICIM-CPI qui sont normalisés ou en cours de normalisation. Les modèles ICIM-RI et ICIM-RPI sont encore du domaine de la recherche.

3.1.4.2.1 ICEM-CE

Le modèle ICEM-CE (Integrated Circuits Immunity Model-Conducted Immunity) est une composante du modèle ICEM servant à modéliser l'émissivité des circuits intégrés dans le cas où les perturbations sont de nature conduite. Le modèle ICEM est normalisé sous la référence IEC 62433. La Figure 18 représente un schéma bloc du modèle ICEM-CE tel qu'il a été proposé. L'architecture de ce modèle est donc basée sur deux types de blocs :

- L'IA dont le but est de modéliser l'activité interne du circuit. Il correspond généralement à une source de courant ou de tension générant des signaux électriques représentant l'activité CEM du cœur du composant.
- Le PDN dont le rôle est de modéliser le chemin de couplage de la perturbation vers la sortir du circuit. Évidemment en fonction de la complexité du circuit, ces blocs peuvent être multiples.

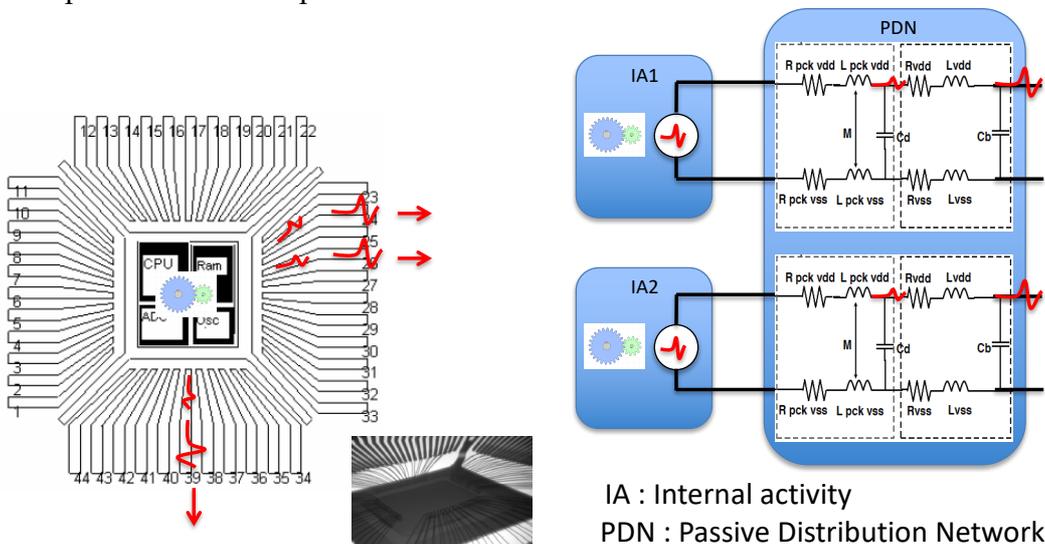


Figure 18 : Modèle ICEM-CE.

L'extraction du modèle ICEM-CE se fait classiquement en utilisant les bancs de mesure CEM 150 / 1 Ohms présentés dans les sections précédentes, associés à des mesures d'impédance réalisées la plupart du temps avec un analyseur de réseau vectoriel [Levant_a, 2002][Ghfi_a, 2016].

3.1.4.2.2 ICIM-CI

Le modèle ICIM-CI (Integrated Circuits Immunity Model-Conducted Immunity) est une composante du modèle ICIM servant à modéliser l'immunité des circuits intégrés dans le cas où les perturbations sont de nature conduite. Le modèle ICIM est normalisé sous la référence IEC 62433. L'idée consiste à définir une méthodologie générique permettant de créer un modèle comportemental de l'immunité d'un circuit intégré. La Figure 19 représente un schéma bloc du modèle ICIM-CI tel qu'il a été proposé. L'architecture de ce modèle est donc basée sur deux types de blocs :

- L'IB dont le but est de modéliser le comportement interne du circuit face à une interférence électromagnétique. Il est généralement modélisé soit par un schéma électrique reproduisant le comportement du circuit lors de l'injection d'une interférence soit par un ensemble d'équations mathématiques.
- Le PDN dont le rôle est de modéliser le chemin de couplage de la perturbation à travers lequel elle entre dans le circuit. Évidemment en fonction de la complexité du circuit, ces blocs peuvent être multiples.

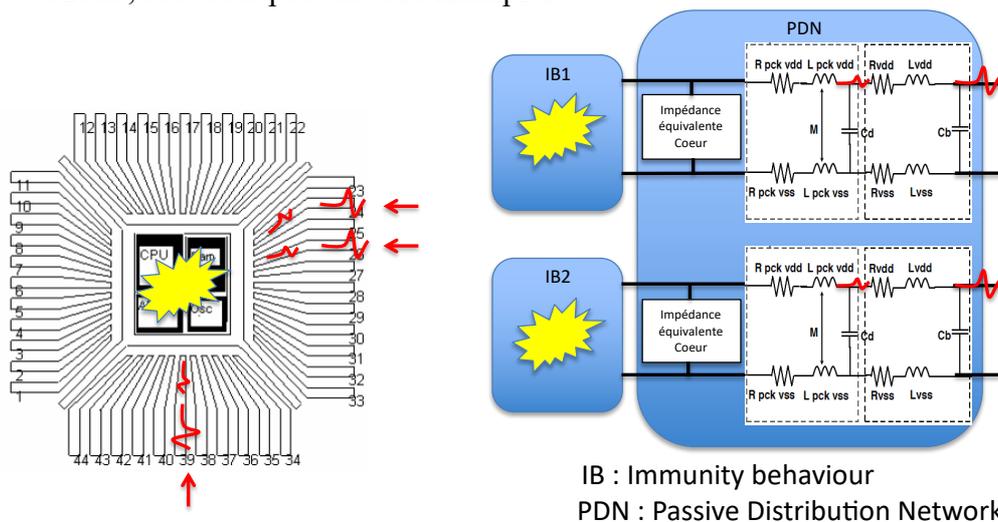


Figure 19 : Modèle ICIM-CI.

L'extraction du modèle ICIM-CI se fait classiquement en utilisant le banc de mesure CEM DPI présenté dans les sections précédentes, associé à des mesures d'impédance réalisées la plupart du temps avec un analyseur de réseau vectoriel [Gros_a, 2009][Ayed_c, 2015].

3.1.4.2.3 ICEM-RE

Le modèle ICEM-RE (Integrated Circuits Immunity Model-Radiated Emission) est normalisé sous la référence IEC 62433-3. Il permet de modéliser les émissions électromagnétiques rayonnées par un circuit ou une carte électronique. Son modèle est une extension du modèle ICEM-CE auquel a été ajouté un bloc EAN (Equivalent Antenna Network) incluant plusieurs dipôles rayonnants équivalents permettant de reproduire les rayonnements champs proches et par la suite champs lointains d'un circuit électronique. La Figure 20 présente le schéma bloc générique du modèle ICEM-RE.

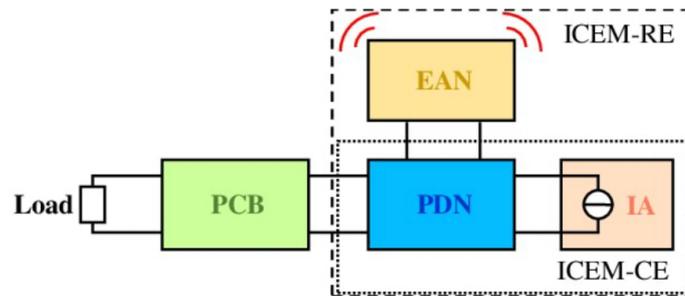


Figure 20 : Modèle ICEM-RE.

L'extraction du modèle ICEM-RE se fait classiquement en utilisant le banc de mesure scanner champ proche. A titre d'exemple, la Figure 21 présente la comparaison des différentes composantes du champ proche magnétique rayonné par un FPGA obtenues à partir d'une mesure champ proche et issues du modèle.

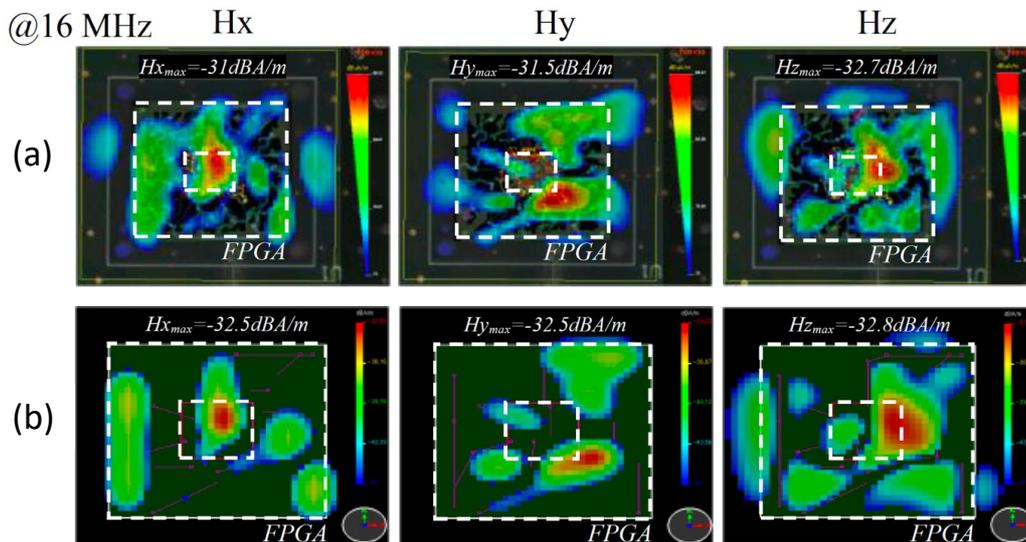


Figure 21 : Exemple de modèles ICEM-RE : (a) mesure scan champ proche, (b) simulation à partir du modèle ICEM-RE [Serpaud_a, 2017].

3.1.4.2.4 ICIM-CPI

Le modèle ICIM-CPI a pour but de modéliser la susceptibilité des circuits électroniques face à des signaux impulsionnels du type « décharges électrostatiques » par exemple. La Figure 22 présente la structure du modèle. Le modèle est composé de 2 blocs nommés PPN (Pulse Propagation Network) qui décrit le chemin de propagation de l'interférence, le bloc NLB (Non Linear Behavior) qui décrit le comportement des protections ESD (entre autres) le bloc FB (Failure Behavior) qui décrit la défaillance du circuit intégré face au signal impulsionnel.

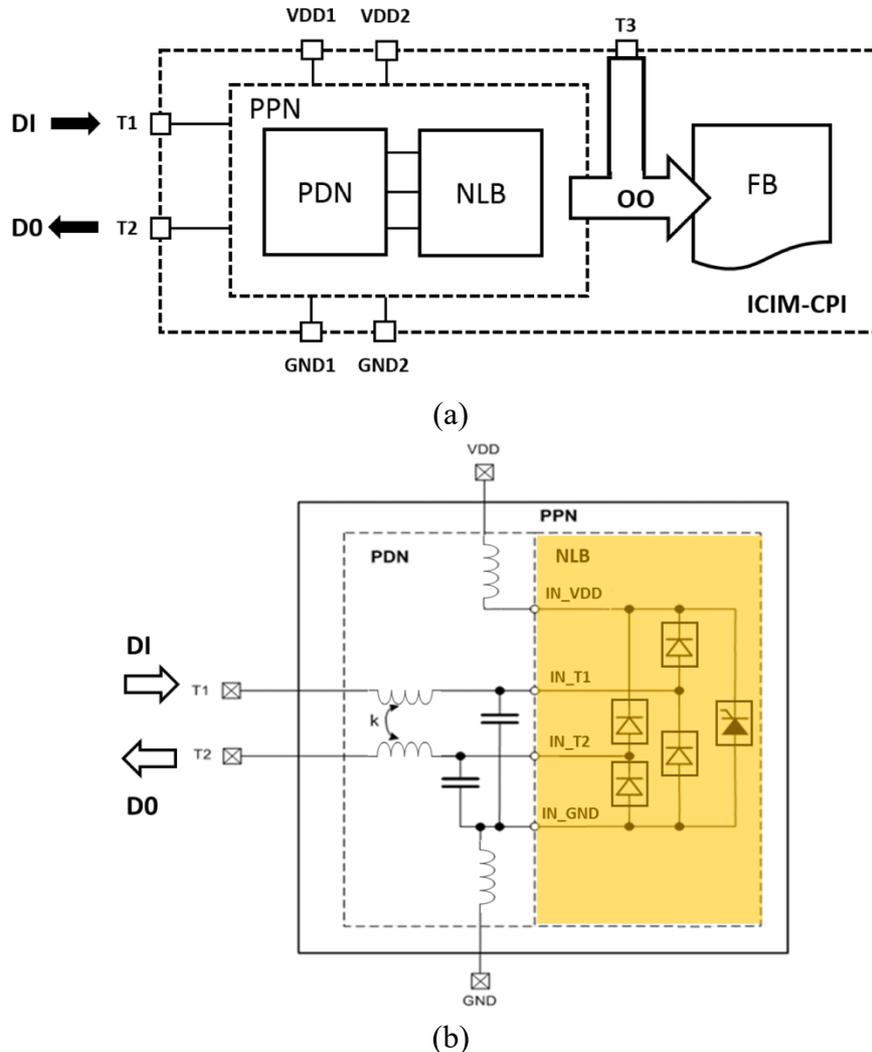


Figure 22 : Description du modèle ICIM-CPI : (a) Structure du modèle complet, (b) Description du bloc PPN.

DI (Disturbance Input) : terminal pour l'injection.

DO (Disturbance Output) : terminal pour mesurer l'influence du PPN.

OO (Observable Output) : terminal pour visualiser le signal de sortie.

VDD : Tension d'alimentation.

GND : Référence de masse.

L'extraction du modèle ICIM-CPI se fait classiquement en utilisant un TLP (Transmission Line Pulse) associé à un oscilloscope permettant d'extraire les caractéristiques courant/tension des diodes de protections ESD. Des mesures à l'analyseur de réseau sont aussi nécessaires pour extraire les chemins de couplage notamment le PDN.

Après un état de l'art sur les techniques de mesure et de modélisation CEM, les sections suivantes présentent les résultats de mes travaux de recherche qui ont contribué au développement et à l'amélioration de ces techniques.

3.1.5 Mes travaux sur les bancs de mesure et les modèles CEM

Une grande partie de mon travail de recherche dans la thématique CEM a été de concevoir de nouveaux bancs de mesure CEM et de contribuer à l'évaluation et l'évolution des modèles CEM, notamment ICIM-CI. Mes travaux de recherche ont donc permis de contribuer au développement du scanner champ proche pour l'étude de la susceptibilité électromagnétique des composants et circuits électroniques ainsi que leur fiabilité, à la mise en place d'une nouvelle méthode d'injection conduite appelée RFIP qui permet entre autres, d'extraire et de construire le modèle ICIM-CI de composants électroniques, et à l'évolution du modèle de susceptibilité ICIM-CI.

3.1.5.1 Le scanner champ proche

Le scanner champ proche est un outil très intéressant pour plusieurs raisons déjà mentionnées précédemment. Il permet de réaliser des études d'émissivité permettant de localiser des zones rayonnantes d'un composant ou d'une carte électronique. Ce type de banc d'essais est donc très fortement utilisé pour l'étude de « non conformités » CEM, pour l'aspect « émission » au niveau d'une carte électronique. Ce type de banc peut aussi être utilisé pour l'extraction du modèle ICEM-RE permettant de prédire l'émission champ lointain d'une carte électronique. En plus des études en émission, ce banc peut être très utile pour les essais en immunité. Il permet notamment d'étudier la susceptibilité de composants et cartes électroniques en injectant localement une interférence électromagnétique. Mais son utilité peut aussi être envisagée pour étudier la fiabilité des circuits électroniques. Les sections suivantes présentent mes principaux résultats obtenus lors de mes recherches autour des « scanner champ proche ».

3.1.5.1.1 Développement d'un scanner champ proche et étude de susceptibilité EM champ proche des systèmes électroniques hyperfréquences

Dans le cadre de ma thèse de doctorat [Dubois_a, 2009], j'ai développé un scanner champ proche pour les études d'immunité au niveau composants électroniques fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences. Mes différents travaux m'ont amené à développer un scanner champ proche et des sondes de champ proche associées pour la mesure et l'injection d'interférences électromagnétiques [Dubois_b, 2009].

Le scanner consiste en une table de déplacement xyz automatisée permettant de déplacer une sonde de champ proche au-dessus de la surface d'un circuit électroniques. Un des points importants permettant d'obtenir des résultats exploitables est les caractéristiques de la sonde de champ proche utilisée. La Figure 23 présente les structures de sonde de champ proche électrique et magnétique, conçues en utilisant des câbles coaxiaux rigides.

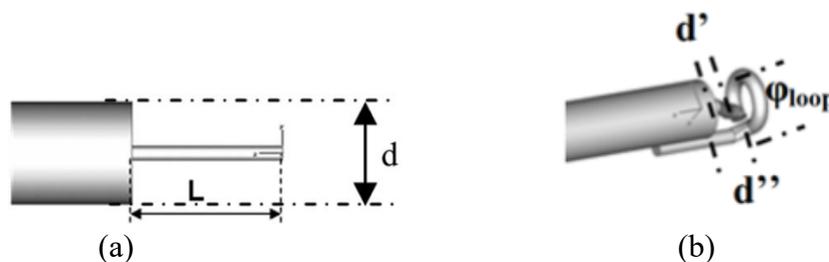


Figure 23 : Sondes développées ($d = 300 \mu\text{m}$).

La résolution spatiale, la discrimination de la composante de champ étudiée et son efficacité de couplage sont des points importants à prendre en compte lors du développement de telles sondes. Mon travail de thèse a ainsi permis de décrire la caractérisation complète de sondes de champ proche pour la réalisation d'étude d'émissivité et d'immunité [Dubois_b, 2009]. A titre d'exemple, la Figure 24 montre l'évolution de la « résolution spatiale » d'une sonde de champ électrique en fonction de la distance entre la sonde et le circuit sous test. La Figure 25 montre quant à elle l'évolution de l'impédance de l'onde émise, à différentes fréquences, par la sonde en fonction de la distance permettant de caractériser le pouvoir discriminant du champ émis ou capté par la sonde.

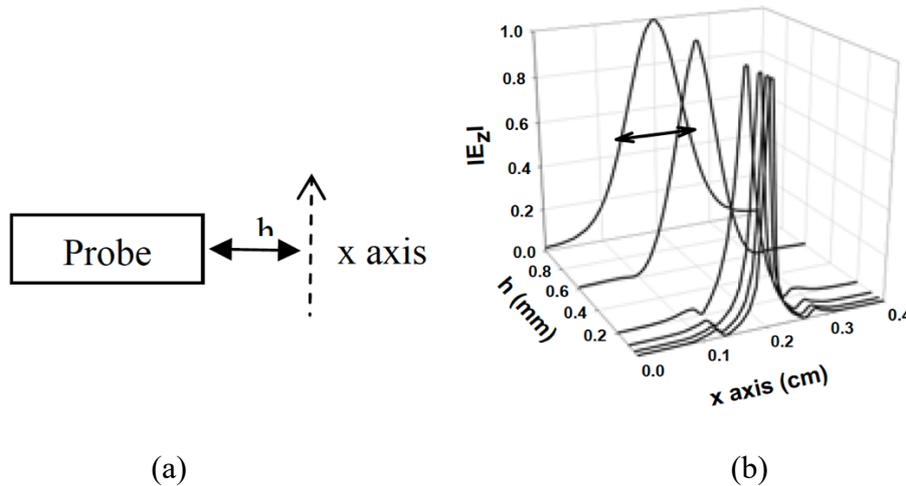


Figure 24 : Étude de la résolution spatiale de la sonde électrique : (a) description de la mesure, (b) évolution de la composante verticale du champ E rayonnée par la sonde E_z en fonction de la distance à la sonde.

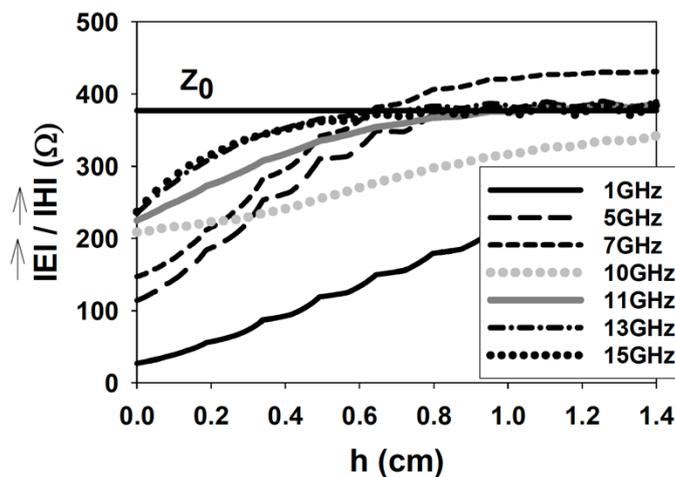


Figure 25 : Simulation de l'impédance d'onde rayonnée par la sonde de champ magnétique pour différentes fréquences (Permet l'étude de la discrimination des champs E et H).

La caractérisation fine des sondes de champ proche et l'optimisation des paramètres obtenus ont ainsi permis d'obtenir des résultats de cartographies des différentes composantes de champ électrique et magnétique rayonnées par un circuit électronique très proches de la théorie et de la simulation. La Figure 26 présente un exemple de cartographie de la composante verticale du champ électrique mesurée à 1 mm au-dessus d'une ligne micro-ruban laissée en circuit ouvert.

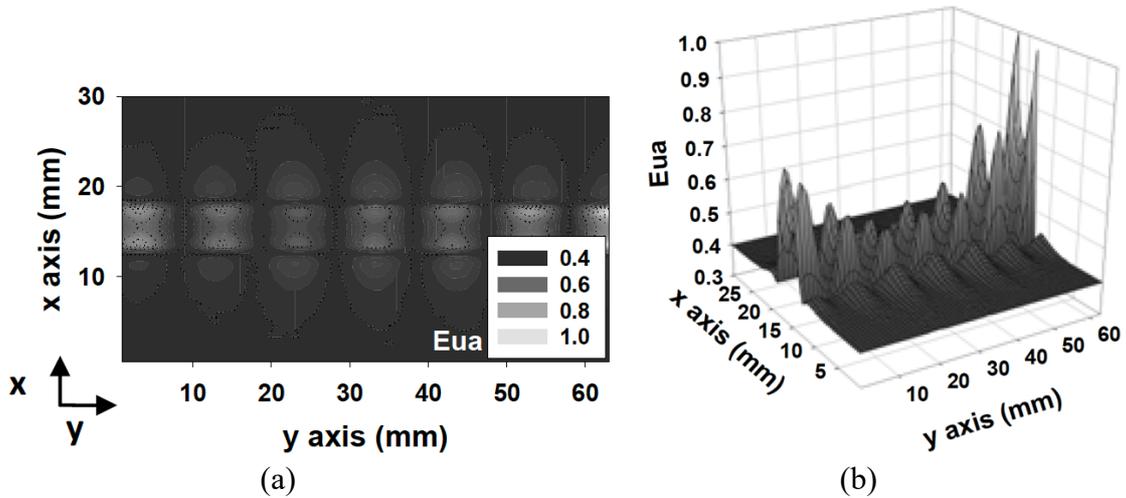


Figure 26 : Exemple de cartographie de la composante verticale du champ E rayonnée par une ligne microruban laissée en circuit ouvert (a) 2D, (b) 3D. Eua est l'amplitude du champ électrique normalisée.

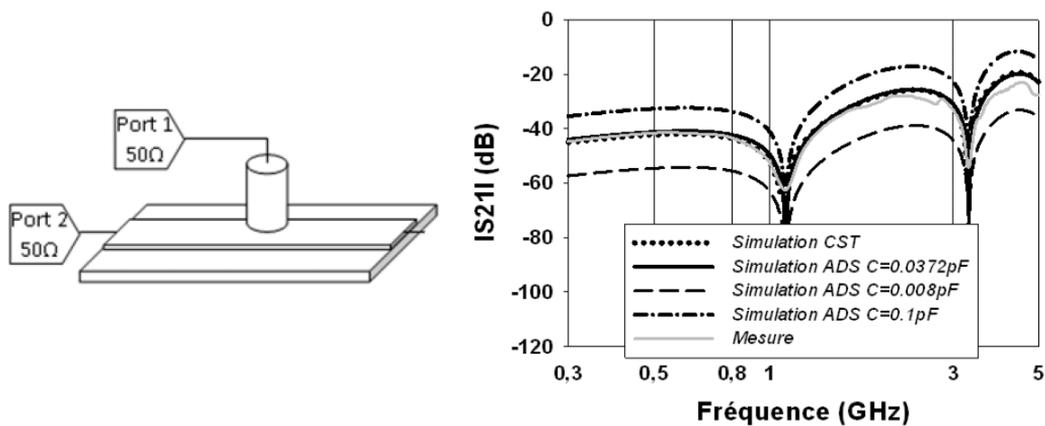


Figure 27 : (a) Schéma de mesure du coefficient de transmission. (b) Comparaison du coefficient de transmission entre la sonde Ez3 et la ligne laissée en circuit ouvert, mesuré et simulé.

Ce banc de mesure a ensuite été utilisé pour étudier la susceptibilité de différents composants et circuits électroniques dont une diode Schottky ainsi qu'une boucle à verrouillage de phase fonctionnant dans le domaine hyperfréquence.

La figure 28 présente les résultats de l'injection de la composante verticale d'un champ électrique à 1,07 GHz en différent point d'une ligne microruban chargée par une diode Schottky. La valeur de tension représentée sur la cartographie représente la tension continue mesurée aux bornes de la diode lors de l'injection. Plus cette tension est élevée en valeur absolue, plus la diode est perturbée.

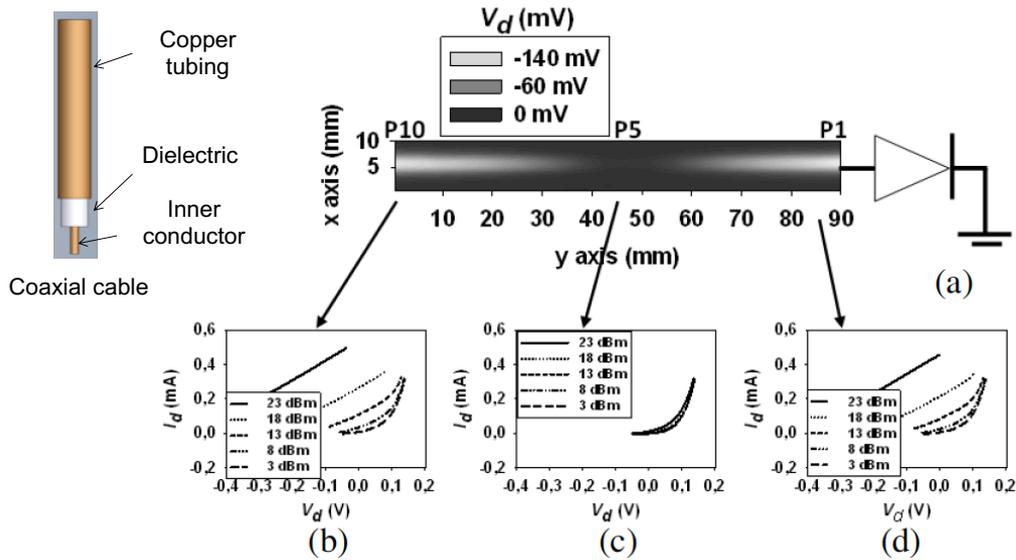


Figure 28 : Cartographie des tensions induites lors de l'injection d'un signal d'interférence avec une sonde Ez à 1,07 GHz sur une ligne microruban terminée par une diode Schottky : (a) cartographie, (b) caractéristique statique de la diode pour différente puissance du signal d'injection à l'extrémité gauche de la ligne, (c) au milieu de la ligne, (d) à l'extrémité droite de la ligne au plus proche de la diode.

Ce résultat illustre plusieurs phénomènes. Premièrement, l'injection d'une interférence électromagnétique en champ proche peut induire des tensions parasites dans un circuit électronique capables de modifier les points de polarisation du circuit. Deuxièmement, suivant la position du point d'injection, on remarque que l'effet de la perturbation est plus ou moins importante, dû au phénomène de résonance apparaissant sur la ligne de transmission. Aussi, l'injection d'un champ électrique sur un ventre de tension induira une tension parasite d'amplitude bien plus importante (extrémité gauche ou droite de la ligne sur la figure 28) que l'injection d'un champ électrique sur un nœud de tension (centre de la ligne). Cette conclusion est identique si l'on considère l'injection d'un champ magnétique et les ventres et les nœuds de courant. Ces phénomènes de couplage sont importants pour la compréhension de la susceptibilité EM haute fréquence des systèmes électroniques et peuvent être observés et caractérisés grâce au scanner champ proche en immunité (NFSI).

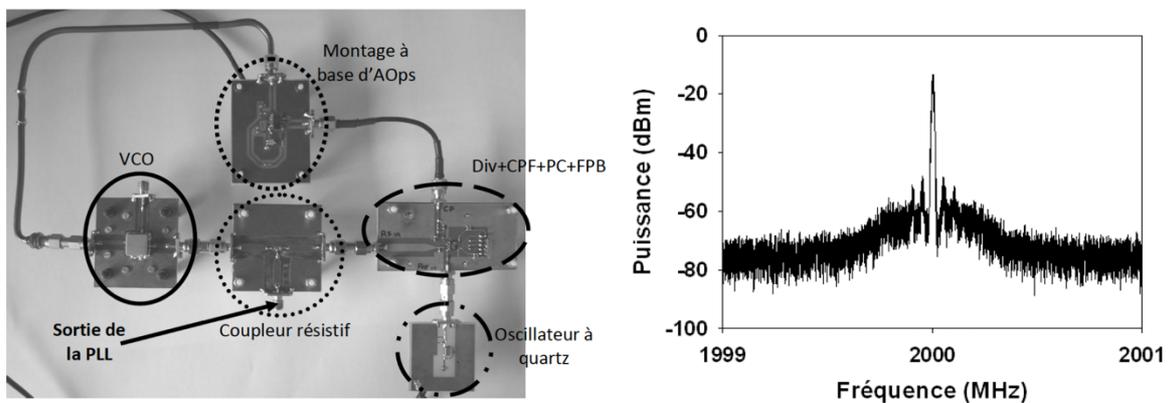


Figure 29 : (a) Photographie du système boucle à verrouillage de phase et (b) spectre de sortie.

Afin de valider l'utilité d'un tel banc de mesure pour étudier l'immunité d'un circuit électronique « complexe », une étude d'immunité d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) a été réalisée. Le circuit PLL est présenté sur la figure 29.

Pour étudier la susceptibilité du système complet, la susceptibilité électromagnétique de chacun des sous-circuits indépendamment les uns des autres a été étudiée. La figure 30 présente une cartographie en injection du sous-circuit « filtre » construit autour d'amplificateurs opérationnels [Dubois_c, 2009].

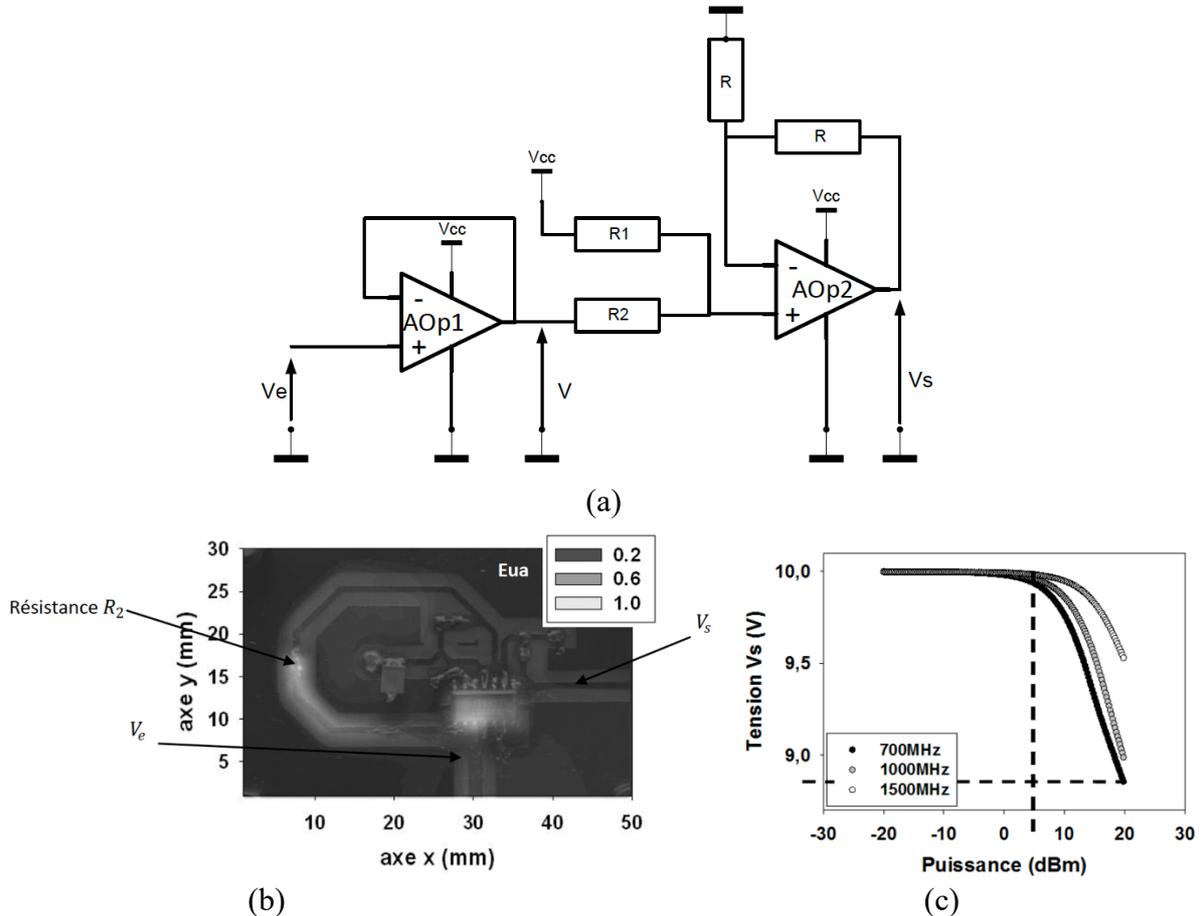


Figure 30 : (a) Schéma électrique du circuit filtre de la boucle à verrouillage de phase, (b) cartographie en injection de la carte filtre permettant de localiser les zones sensibles du circuit et (c) évolution de la tension de sortie en fonction de la puissance du signal de perturbation pour 3 fréquences différentes.

L'étude de la susceptibilité champ proche de chacun des sous éléments de la boucle à verrouillage de phase a permis de comprendre les phénomènes de perturbation observés sur la boucle à verrouillage de phase complète. Les tableaux 16 et 17 récapitulent les effets de perturbation observés sur la boucle à verrouillage de phase en fonction du circuit perturbé.

Circuit	Effets observés	Bande de fréquence vulnérante
Circuit à base d'AOPs	<ul style="list-style-type: none"> Variation de la valeur moyenne de la tension de sortie 	Dépend des fréquences de résonance des pistes du circuit

Circuit oscillateur à quartz	<ul style="list-style-type: none"> • Variation du courant de consommation • Diminution de l'amplitude du signal de sortie 	Dépend des fréquences de résonance des pistes du circuit
Circuit oscillateur commandé en tension (VCO)	<ul style="list-style-type: none"> • Phénomène d'intermodulation • Phénomène de synchronisation de la fréquence d'oscillation du VCO par la fréquence du signal d'agression 	Proche de la fréquence ou d'un multiple de la fréquence d'oscillation du VCO
Circuit comparateur de phase	<ul style="list-style-type: none"> • Modification de l'état de sortie 	Proche de la fréquence du signal d'entrée HF du circuit

Tableau 17 : Récapitulation des effets d'interférence électromagnétique sur les sous éléments de la boucle à verrouillage de phase.

Circuit agressé	Effets sur la PLL
Circuit à base d'AOPs	<ul style="list-style-type: none"> • Variation de la valeur de la tension de sortie du circuit « comparateur de phase/fréquence »
Circuit oscillateur à quartz	<ul style="list-style-type: none"> • Aucune perturbation
Circuit oscillateur commandé en tension	<ul style="list-style-type: none"> • Phénomènes d'intermodulation • Modification de la fréquence de sortie de la PLL
Circuit comparateur de phase	<ul style="list-style-type: none"> • Déverrouillage de la PLL

Tableau 18 : Récapitulation des effets d'interférence électromagnétique sur la boucle à verrouillage de phase.

Bien que le scanner champ proche soit un outil permettant d'étudier finement les caractéristiques d'immunité électromagnétique d'un dispositif électronique, la connaissance de ses performances comme banc CEM n'est pas encore suffisante pour qu'il soit fortement utilisé dans le monde industriel. Une des problématiques autour de ce banc de mesure est qu'il permet généralement de voir des phénomènes d'immunité supplémentaires qui ne sont pas observés avec les autres bancs de mesure [Girard_a, 2016]. Il y a donc un intérêt particulier à poursuivre les études sur le banc scanner champ proche en immunité ainsi que d'essayer de le comparer à d'autres méthodes de mesure CEM normalisées.

3.1.5.1.2 Mise en place d'une méthodologie pour la « préqualification CEM rapide » en immunité rayonnée au niveau carte électronique.

La qualification CEM d'un équipement ou d'un système électronique passe par des essais en immunité en chambre anéchoïque. Ces essais nécessitent évidemment une chambre anéchoïque, une antenne associée à un générateur et à un amplificateur RF de forte puissance (plusieurs centaines de watts). Ces essais sont donc chers aussi bien à cause des équipements nécessaires à la réalisation des essais qu'à cause du coût humain. De plus, la réservation de ces moyens d'essais est telle que les services associés fonctionnent en trois-huit, induisant malgré ça des

délais importants sur les essais et donc sur les qualifications d'équipement. Afin de désengorger ces services, il est nécessaire de mettre en place des méthodes de test de préqualification permettant de maximiser les chances que l'équipement passe le test CEM et soit qualifié. Dans le cadre de la thèse d'André Durier [Durier_a, 2021] financée par l'IRT Saint Exupéry à travers le projet FELINE, nous avons développé une méthodologie s'appuyant sur un scan champ proche permettant la « préqualification » des équipements électroniques pour l'automobile. Ces travaux ont conduit dans un premier temps au développement de sondes de champ proche spécifiques [Durier_a, 2019] permettant d'offrir un bon compromis en termes de résolution spatiale et de niveau d'amplitude du signal d'interférence couplé au niveau équipement (carte électronique associé à son faisceau) pour l'étude de susceptibilité électromagnétique. Contrairement aux sondes de champ proche classiques développées pour les mesures NFSI au niveau composant qui présentent des résolutions spatiales faibles de l'ordre de 100 μm et une forte discrimination de la composante de champ utilisée, le but des sondes développées dans le cadre de ce travail a été de pouvoir coupler des signaux électriques parasites d'amplitude comparable à ceux obtenus lors d'un essai en immunité rayonnée sur l'équipement. La validation de ces sondes est donc passée par des mesures et des simulations EM 3D. La figure 31 présente la stratégie d'étude mise en place dans le cadre de cette thèse.

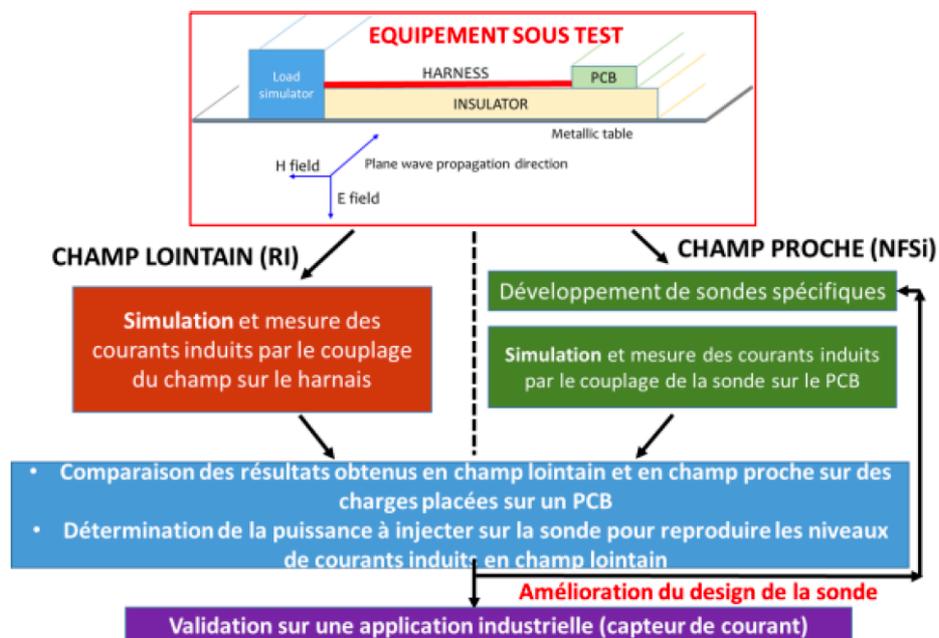


Figure 31 : Méthodologie pour le développement des sondes de champ proche.

La figure 32 présente une des sondes de champ proche développée et quelques résultats de simulation montrant la composant E_z du champ EM rayonné par la sonde à deux fréquences différentes, obtenus avec le logiciel CST MicroWave Studio.

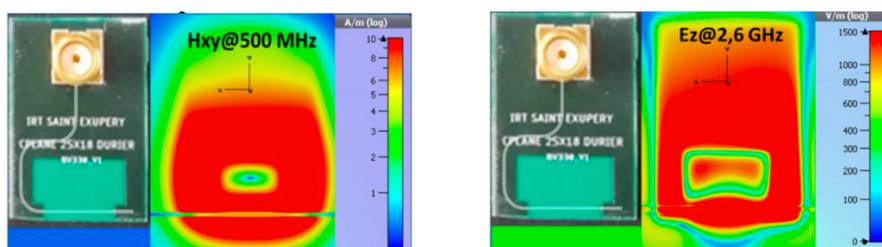


Figure 32 : Exemple de sonde de champ proche développée (2 à 4 cm^2) et champ E_z et H_{xy} rayonnés par la sonde pour deux fréquences différentes.

Les résultats de mesure et de simulation obtenus lors de l'utilisation de ces sondes ont montré que les puissances nécessaires à injecter à l'entrée de la sonde de champ proche pour reproduire un essai en immunité rayonnée (champ électrique maximal de 200 V/m) dans la bande de fréquence allant de quelques MHz à quelques GHz étaient inférieures à 10 W, comme le montre la figure 33.

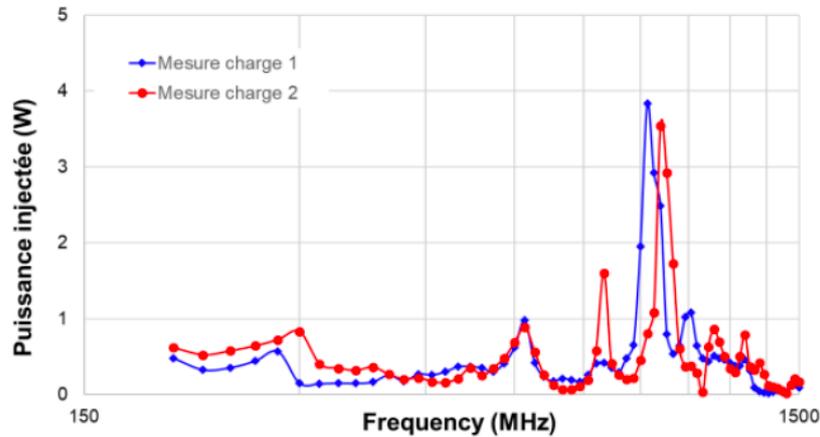


Figure 33 : Niveau de puissance à injecter à l'entrée de la sonde pour atteindre une tension couplée équivalente à un essai en immunité rayonnée avec un champ électrique de 200 V/m.

Ces sondes ont ensuite été utilisées pour mettre en place une méthodologie afin d'utiliser la mesure NFSI pour la prédiction de l'immunité rayonnée d'un système électronique (faisceau + carte électronique) en champ lointain. La méthodologie développée suit le schéma de la figure 34.

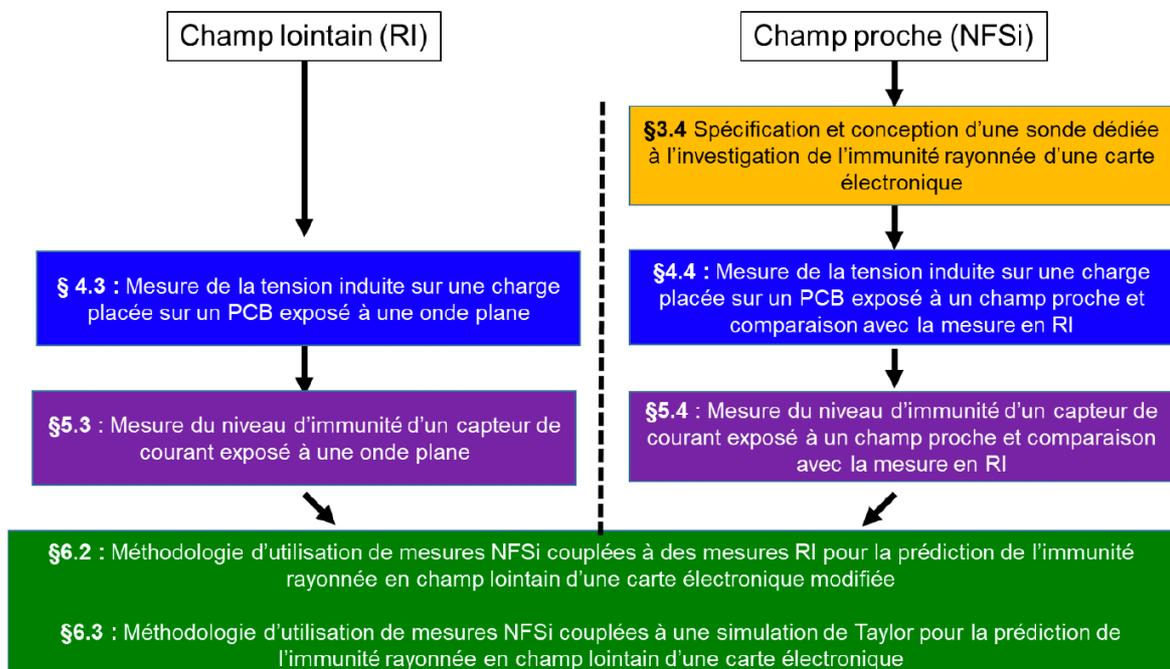
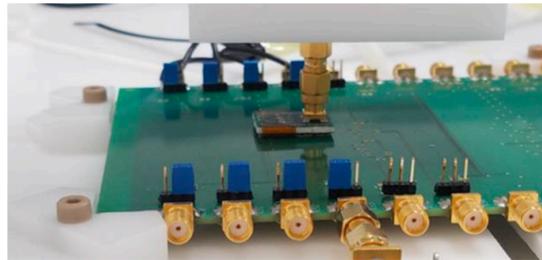
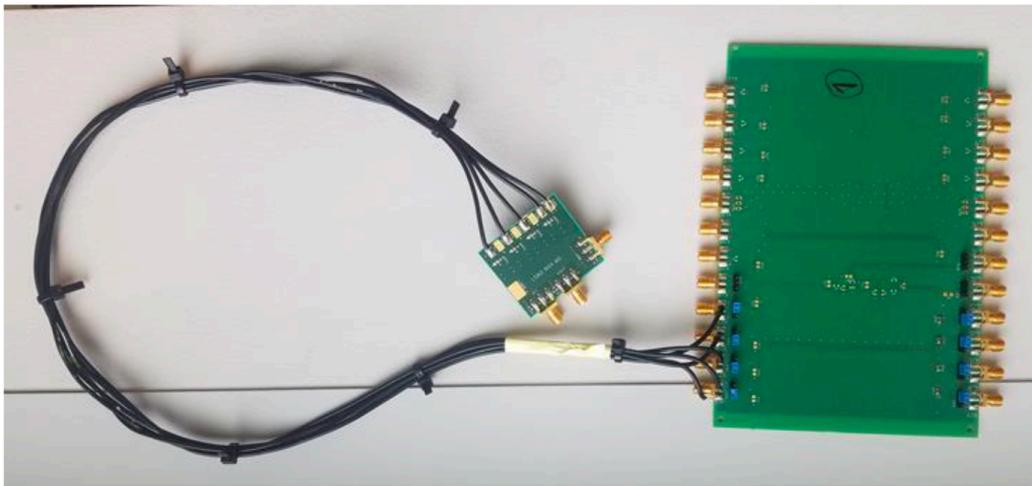


Figure 34 : Illustration de la démarche d'élaboration d'une méthodologie d'utilisation de la mesure NFSI pour la prédiction de l'immunité rayonnée d'un système électronique (faisceau + carte électronique) en champ lointain.

La méthodologie repose sur l'étude comparative et qualitative d'essais en RI et NFSI menés sur un démonstrateur à base de lignes micro-rubans et sur une application industrielle comprenant une carte électronique embarquant un amplificateur opérationnel. La figure 35 présente des photos des démonstrateurs développés.



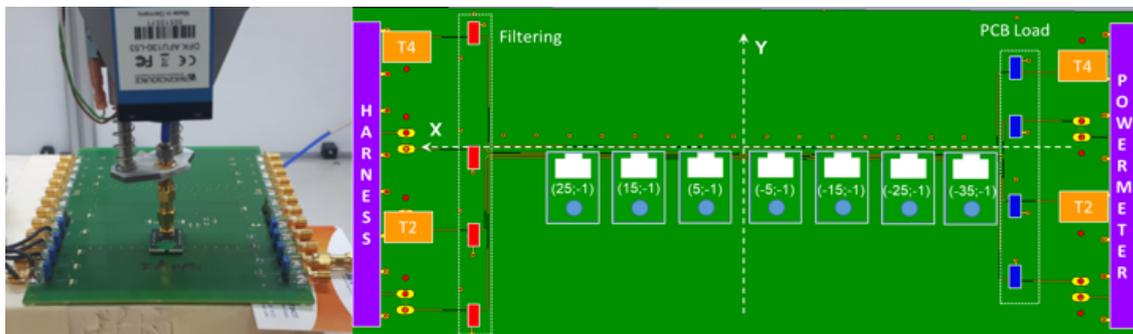
(a)



(b)

Figure 35 : (a) photo de la sonde et de la carte électronique, (b) photo de la carte électronique avec le faisceau.

Les essais RI réalisés ont montré qu'un champ électrique de 1 V/m pouvait induire des amplitudes de tensions parasites sur la carte électronique de l'ordre de 10 mV. Les essais NFSI ont montré quant à eux qu'une tension de l'ordre de 10 mV aussi pouvait être induite pour une puissance d'excitation de 1 mW. Il est à noter que la mesure NFSI correspond aux valeurs maximales de tension induite sur la piste obtenue pour différentes positions de la sonde comme illustré par la figure 36.



(a)

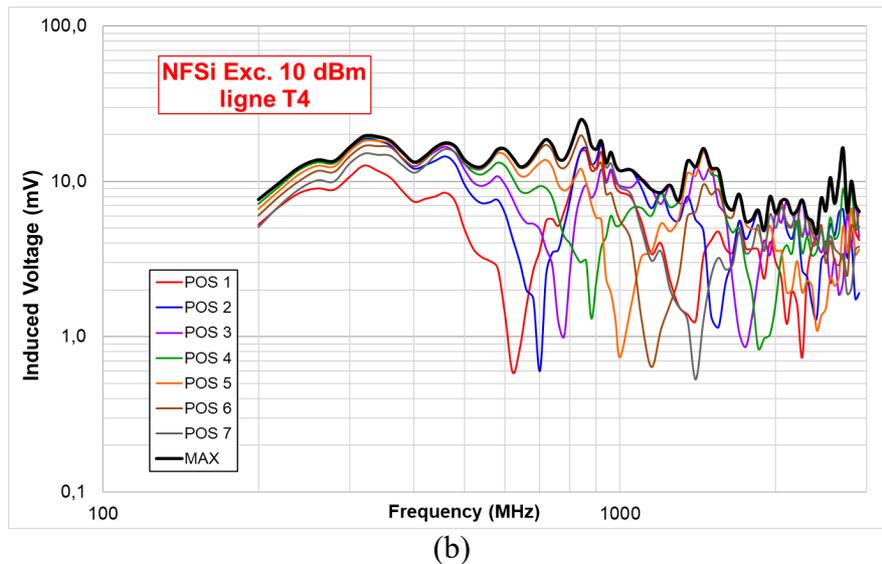


Figure 36 : Comparaison des niveaux de tension couplée sur le système électronique lors d'un essai RI et un essai NFSI.

Une simple extrapolation permet ainsi de conclure que les tensions induites sur le démonstrateur lors d'un essai RI avec un champ de 100 V/m, ce qui correspond au niveau de champ classiquement testé, peuvent être globalement reproduites lors d'un essai NFSI avec une puissance d'excitation de l'ordre de 10 W soit 30 dBm, ce qui nécessite l'utilisation d'un amplificateur de puissance relativement faible coût.

Le travail a ensuite été de reproduire plus fidèlement l'évolution en fréquence de la tension induite en RI en utilisant la NFSI afin que les résultats de l'essai RI puissent être prédits par un essai en NFSI. Ce travail n'est cependant pas simple à réaliser puisque la dépendance en fréquence est liée à des mécanismes physiques de couplage différents suivant la méthode utilisée. Dans le cas de l'essai RI, le rayonnement électromagnétique induit un signal parasite sur le faisceau de câbles, alors que pour l'essai NFSI le rayonnement électromagnétique de la sonde de champ proche induit un signal parasite sur les pistes de la carte électronique.

La méthodologie consiste à fixer un critère de défaillance mesurable qui définit un niveau d'immunité. Le critère de défaillance de la mesure RI est utilisé comme référence de calibrage de la puissance NFSI. Du fait de la nécessité d'une mesure de référence RI, la méthodologie est applicable dans le cas où des essais RI ont déjà été réalisés sur une première version du système électronique. Si une modification « mineure » est appliquée à cette première version, par exemple le remplacement d'un composant par un composant d'une autre référence, l'ajout d'un filtre, une modification simple du routage de la carte électronique..., alors, les résultats de la mesure RI sur cette version 2 peuvent être estimés par une mesure NFSI.

La validation de la méthode a premièrement été réalisée sur un démonstrateur constitué seulement d'éléments passifs (pistes, résistances, condensateurs), puis deuxièmement sur un démonstrateur actif industriel [Durier_b, 2019] utilisant une carte électronique embarquant un circuit à base d'amplificateur opérationnel dont le schéma est présenté sur la figure 37.

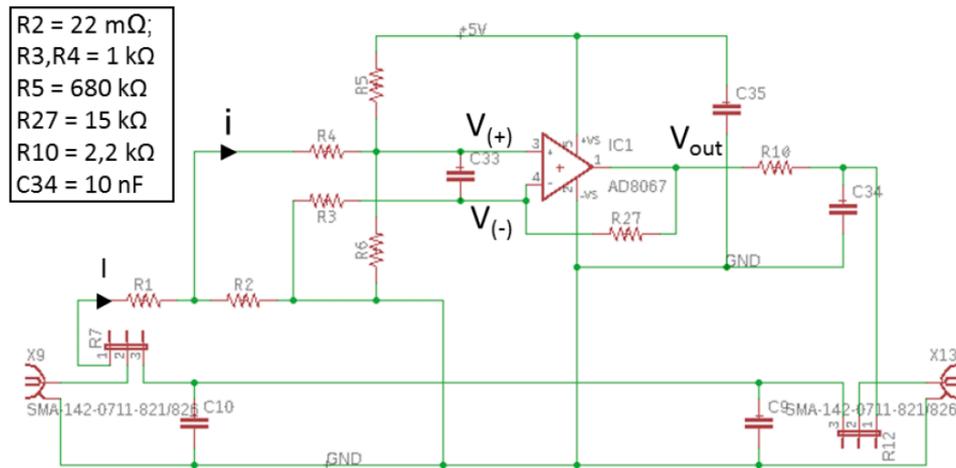
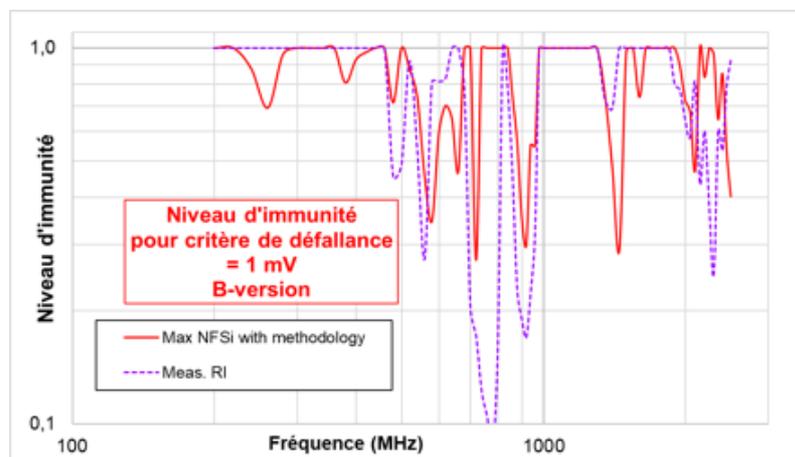
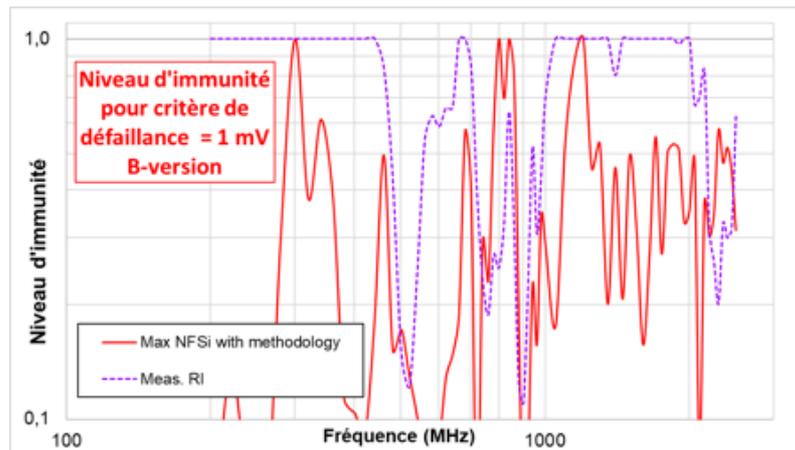


Figure 37 : Schéma électrique du circuit étudié pour la validation de la méthode.

Les études sur le démonstrateur passif et actif ont montré qu'en connaissant les résultats de mesure RI de la version A d'un système électronique, une assez bonne prédiction des résultats de mesure RI sur une version B était possible via l'utilisation de la NFSI dans le cas d'un changement de composant ou de routage intervenant avant le point d'injection. La prédiction de la mesure RI par une mesure NFSI s'est montré cependant plus difficile lors d'un changement de composant situé après le point d'injection. La figure 38(a) montre effectivement une bonne prédiction de la courbe d'immunité RI avec la mesure NFSI lorsque la modification de composant ou de routage se situe en aval de la sonde de champ proche. Par contre la figure 38(b) montre que si la modification de composant ou de routage intervient en amont de la sonde, la prédiction de la courbe d'immunité RI est difficile par la mesure NFSI.



(a)



(b)

Figure 38 : Comparaison des courbes d'immunité entre mesure RI et la prédiction par mesure NFSi dans le cas du démonstrateur passif lors (a) d'un changement de routage situé en aval de la sonde de champ proche et (b) d'un changement de composant situé en amont de la sonde de champ proche.

Le travail réalisé sur la mise en place d'une méthodologie permettant avec une mesure NFSi de prédire une mesure RI est encourageant et semble donner de bons résultats lorsque la modification sur la carte se situe après le point d'injection. Cela permet de spécifier quelques recommandations lors de la mesure NFSi. Par exemple, les points d'injection NFSi doivent se situer en amont du changement, c'est-à-dire à proximité du connecteur d'entrée de carte.

Bien que cette méthodologie semble prometteuse, des travaux supplémentaires devraient être réalisés. Le premier travail consiste à valider la méthodologie sur un démonstrateur plus complexe se rapprochant d'un cas industriel comme un système utilisant un contrôleur automobile par exemple. Le deuxième travail serait de compléter cette méthodologie pour qu'elle puisse être utilisée dans le cas où aucune mesure de référence RI n'est possible. Dans ce cas, l'utilisation de la simulation numérique permettant notamment de simuler les résonances du faisceau et de les intégrer mathématiquement à la mesure NFSi serait une voie à explorer. Enfin, la méthodologie a été développée et testée jusqu'à une fréquence proche de 3 GHz. Le développement de la 5G notamment va pousser les mesures CEM à des fréquences bien supérieures. Il est donc important de valider cette méthodologie pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Pour cela, un travail sur le développement de mesure NFSi « haute fréquence » est nécessaire avec notamment le développement de sondes « hautes fréquences ».

3.1.5.2 La RFIP

Dans le cadre de la thèse d'Alaa Ayed [Ayed_a, 2014] et du projet FUI SEISME, nous avons travaillé sur une méthode alternative à la méthode de mesure DPI (Direct Power Injection) permettant de réaliser des essais d'immunité conduite au niveau composant et carte électronique mais surtout d'extraire par la mesure le modèle ICIM-CI du circuit testé. Cette méthode s'appelle « mesure par sonde RFIP (Resistive RF Injection Probe) [Ayed_a, 2015] [Ayed_b, 2015] [Ayed_c, 2015]. Son principe est présenté sur la figure 39.

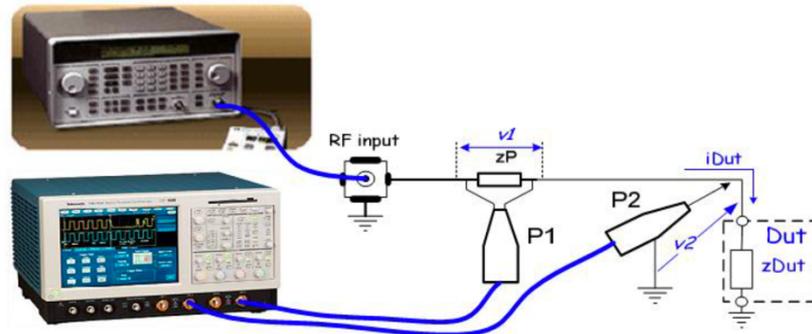


Figure 39 : Schéma illustrant le banc de la méthode de mesure par sonde RFIP.

Le principe de la mesure consiste à placer une impédance connue Z_p dans le chemin d'injection du signal de perturbation. Ensuite, en utilisant deux sondes différentielles hautes fréquences connectées à un oscilloscope, la tension v_1 aux bornes de Z_p et la tension v_2 du signal de perturbation entre la masse et la broche testée sont mesurées. Le rôle de la sonde différentielle P1 est de permettre le calcul du courant de perturbation. Avec la mesure effectuée par la deuxième sonde P2, la tension de perturbation est déterminée. Par conséquent, l'impédance d'entrée du circuit testé et la puissance de perturbation peuvent être déduites. Cette technique permet ainsi de restituer tous les paramètres d'immunité (tension, courant, impédance d'entrée, puissance absorbée) d'une broche testée d'un circuit intégré soumis à un signal de perturbation. Cette sonde RFIP permet de restituer quatre courbes de susceptibilité du circuit testé en fonction de la fréquence au lieu d'une seule courbe de susceptibilité en puissance avec la technique DPI. L'utilisation de cette méthode et l'obtention de ces quatre courbes d'immunité dépendent cependant d'une caractérisation précise des différents blocs composant le banc de mesure décrit par la figure 40.

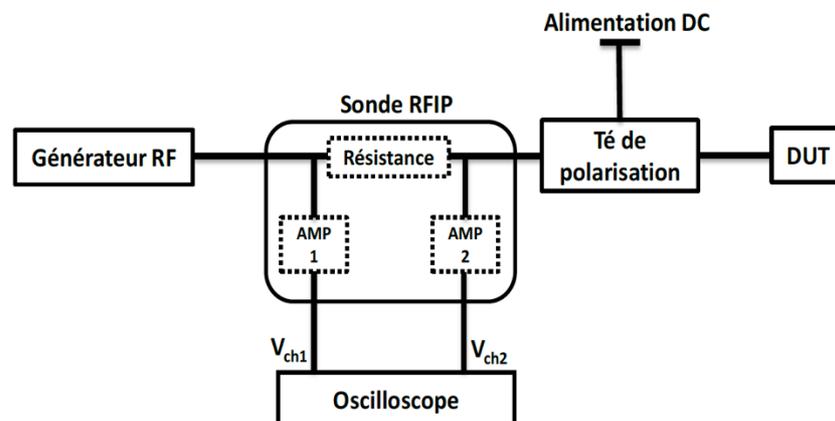


Figure 40 : Schéma illustrant le banc de mesure RFIP développé.

Le banc de mesure RFIP se compose donc d'un générateur de signaux RF et hyperfréquence pouvant être associé à un amplificateur permettant de générer le signal d'interférence. Le signal d'interférence est ensuite injecté à l'entrée du dispositif sous test (DUT) à travers la sonde RFIP et un té de polarisation permettant d'isoler l'alimentation DC du générateur RF et inversement. La sonde RFIP est quant à elle constituée d'une résistance de faible valeur et de deux montages à amplificateur permettant de mesurer la différence de potentiel aux bornes de la résistance. Grâce à cette mesure de tension et en connaissant l'impédance de la résistance ainsi que les matrices S des différents quadripôles du circuit (té de polarisation, câble...), il est alors possible de connaître en tout point du circuit les valeurs de courant, de tension, de puissance et d'impédance. La figure 41 montre les tensions et courants ainsi que les équations permettant de remonter aux grandeurs clés caractérisant l'immunité du DUT.

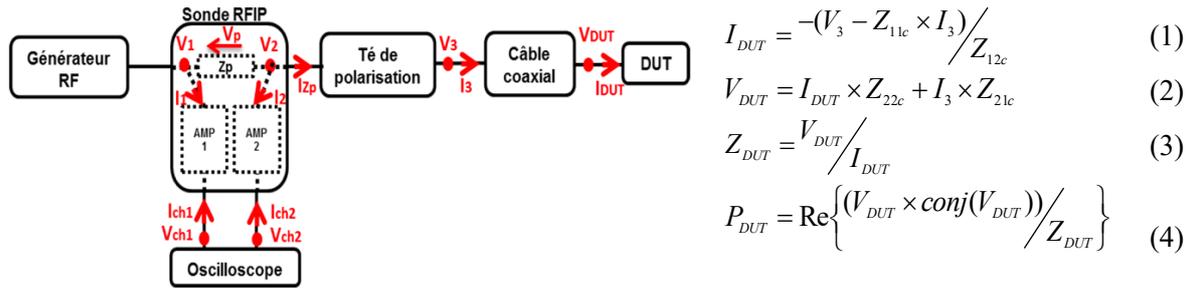


Figure 41 : a) Tensions et courants permettant de déterminer les grandeurs caractérisant l’immunité du DUT (b) équation permettant de calculer les paramètres d’immunité.

Comme observé dans les équations précédentes, pour déterminer les paramètres d’immunité du DUT, il est nécessaire de connaître le courant I_3 , les paramètres Z_{12c} et Z_{22c} du câble coaxial. Les paramètres Z_{12c} et Z_{22c} peuvent être obtenus en mesurant les paramètres S du câble coaxial à l’analyseur de réseaux vectoriels. L’obtention du courant I_3 est quant à lui bien plus difficile à obtenir et nécessite une caractérisation complète de la sonde RFIP et des autres dipôles et quadripôles du système, qui peuvent être obtenus en mélangeant des mesures de paramètres S , des simulations de paramètres S et des techniques de « deembedding » comme illustré par la figure 42.

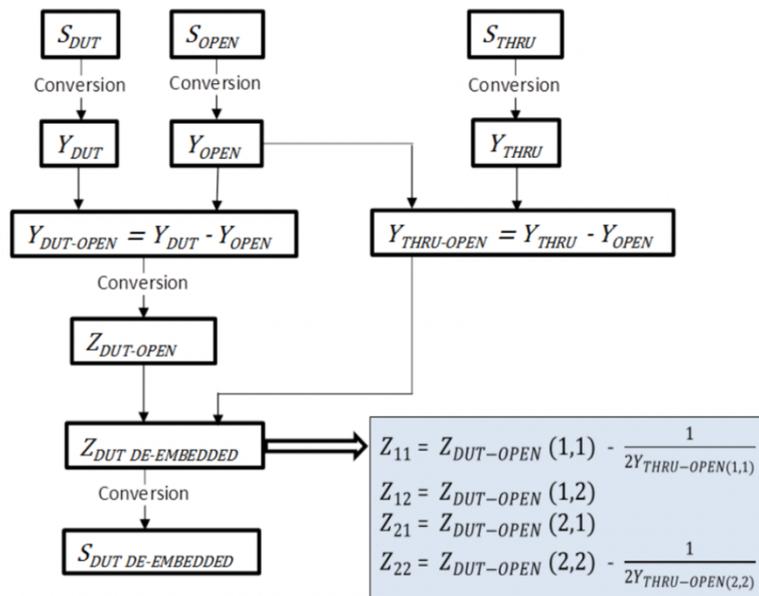


Figure 42 : Principe de la méthode de « deembedding » Open-Through utilisée.

Une fois la méthodologie validée par mesure et par simulation en utilisant le logiciel ADS de Keysight, la méthode RFIP a été utilisée pour extraire les 4 paramètres permettant de caractériser et par la même occasion de construire le modèle ICIM-CI d’un convertisseur analogique/numérique embarqué dans un microcontrôleur ATMEL [Ayed_b, 2015].

La figure 43 présente une photo de la sonde RFIP réalisée ainsi que du banc RFIP.

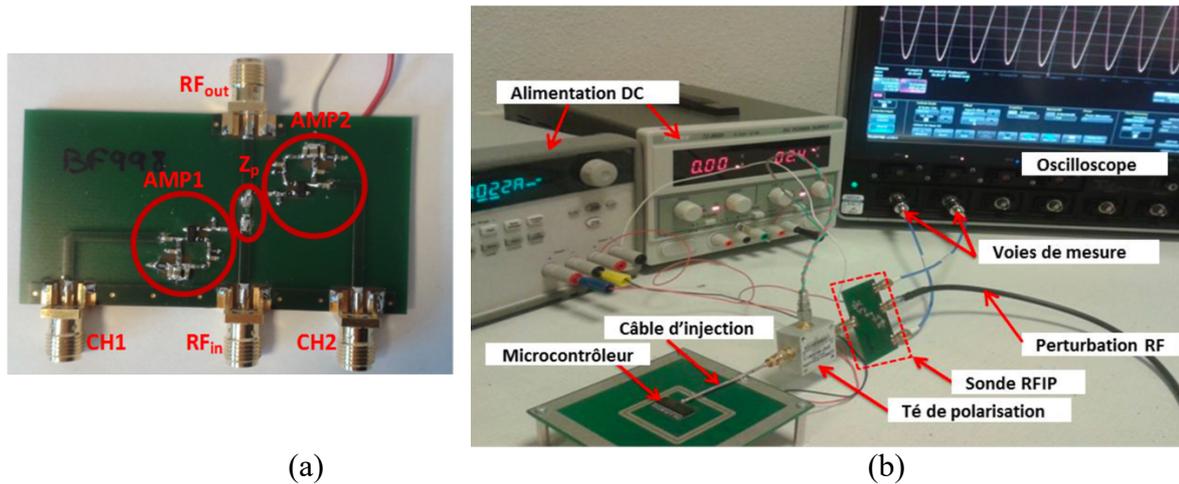


Figure 43 : (a) Photo de la sonde RFIP réalisée et (b) photo du banc de mesure RFIP.

La figure 44 présente la mesure de la tension, du courant et de la puissance du signal d'interférence nécessaire à l'entrée du convertisseur analogique / numérique embarqué dans le microcontrôleur pour induire une erreur de 32 LSB. Afin de valider la méthode RFIP, les mesures sont comparées à une mesure réalisée avec une sonde différentielle de tension et à une mesure DPI. La méthode RFIP permet aussi de déterminer l'impédance d'entrée du circuit sous test au moment de la défaillance. Cette mesure a été comparée à des mesures d'impédance réalisées avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

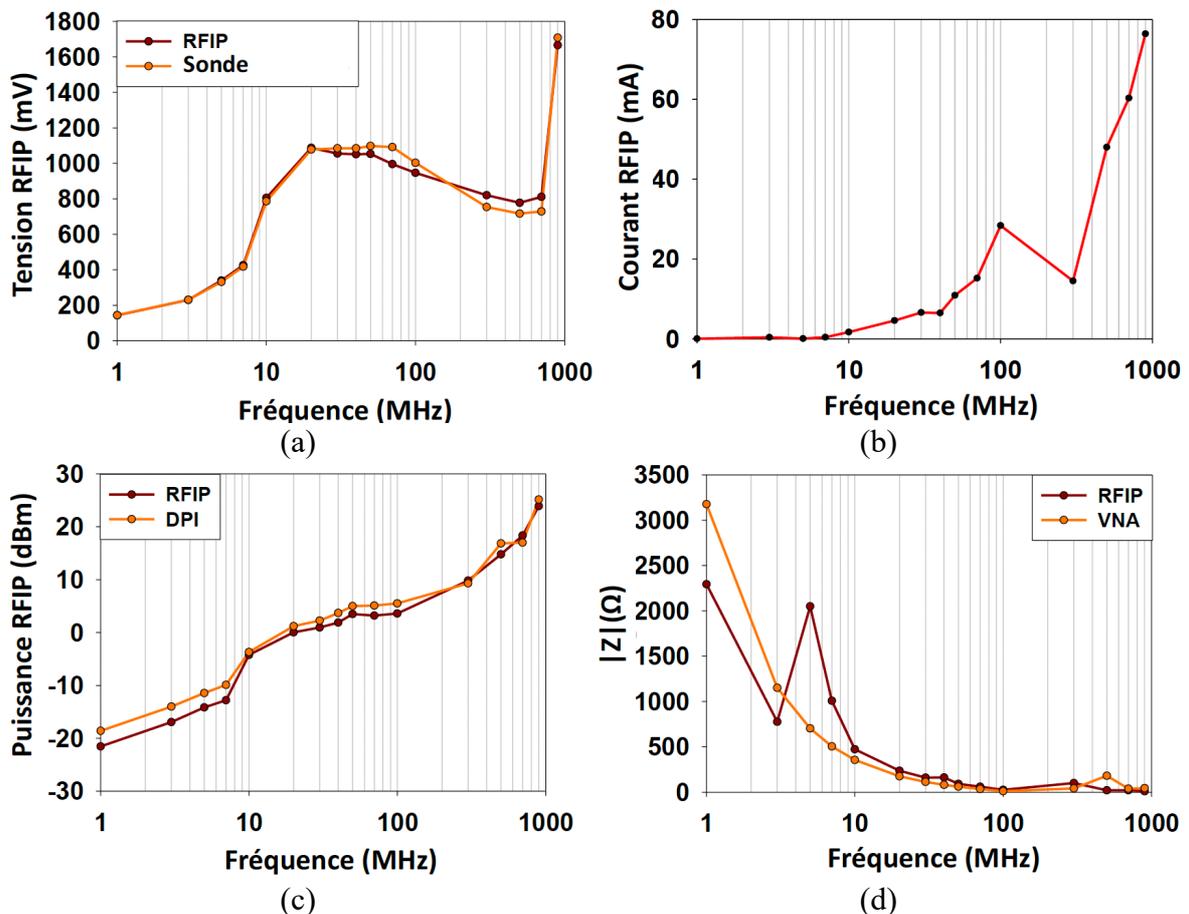


Figure 44 : Paramètre d'immunité RFIP : (a) tension de perturbation, (b) courant de perturbation, (c) puissance de perturbation et (d) impédance au moment de la perturbation.

De très bons résultats ont été obtenus permettant de valider cette technique de mesure.

3.1.6 Mes contributions au modèle ICIM-CI

Différentes études réalisées dans le cadre de la thèse d’Alaa Ayed et par la suite du postdoctorat de Siham Hairoud et du stage de M2 de Hermany Gomes de Oliveira Marcio ont permis de compléter le modèle ICIM-CI.

3.1.6.1 Développement du bloc IB : utilisation de la mesure RFIP

Dans le cadre de la thèse d’Alaa Ayed, les travaux réalisés sur la sonde RFIP dont un des buts étaient d’extraire automatiquement les données d’immunité d’un composant électronique nous ont permis de proposer un nouveau modèle ICIM-CI restituant quatre paramètres d’immunité au lieu d’un seul comme lors de l’utilisation de la méthode DPI. Ce modèle est basé sur les données mesurées par la méthode RFIP. Le modèle est donc composé du bloc PDN pouvant être déduit à partir de la mesure de l’impédance d’entrée du circuit avec la sonde RFIP, et de 4 tableaux contenant pour différents critères d’immunité, les niveaux de tensions, courants et puissances nécessaires pour atteindre ces critères, et ceux pour différents points de fréquence. La figure 45 illustre le modèle ICIM-CI proposé permettant de restituer pour une fréquence et un critère d’immunité donné, la valeur de la tension, du courant et de la puissance nécessaires à la perturbation du circuit.

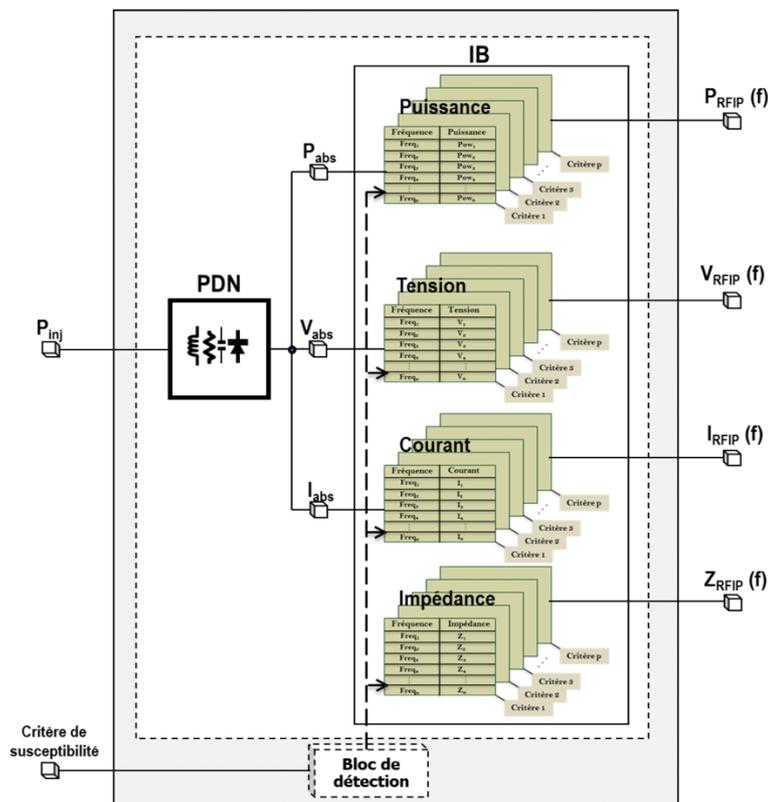
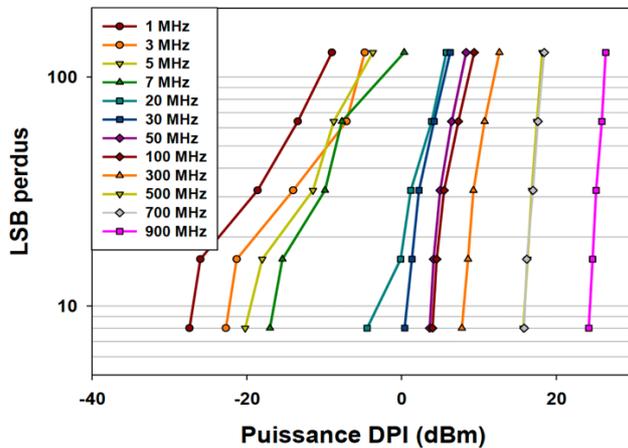


Figure 45 : Modèle ICIM-CI extrait par la méthode RFIP.

Par la suite, ce modèle a été amélioré en remplaçant les tableaux de valeurs par des équations mathématiques reliant le paramètre d’immunité à la fréquence et à l’amplitude du signal

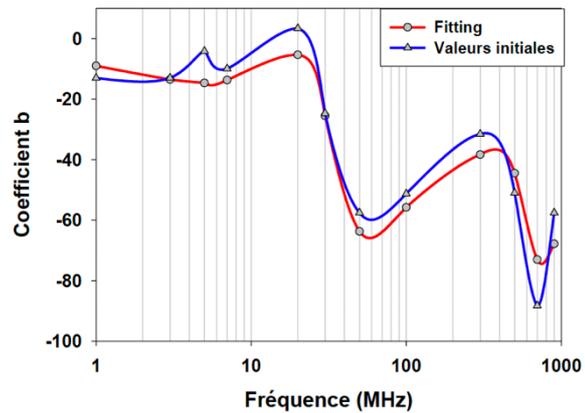
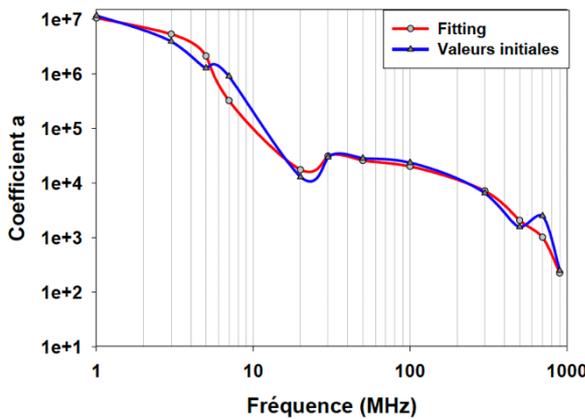
d'interférence. Le modèle ICIM-CI proposé correspond alors à un bloc PDN et à un bloc IB comportemental c'est-à-dire construit par une équation mathématique. La construction de cette équation mathématique nécessite la réalisation d'un nombre important de mesures.

Cette méthode a été utilisée sur le convertisseur analogique numérique présenté précédemment. La figure 46 montre les mesures réalisées, en utilisant le banc DPI, reliant le nombre de LSB perdus en fonction de la puissance injectée pour différentes fréquences d'injection, ainsi que l'équation associée [Ayed_c, 2015].



$$LSB_{perdus} = a(f_0) * P_{DPI} + b(f_0)$$

(a)



(a)

(b)

Figure 46 : (a) Nombre de LSB perdus en fonction de la puissance DPI pour différentes fréquences. (b) Description de $a(f)$ et $b(f)$.

La comparaison entre mesure et simulation a donné de très bons résultats comme l'atteste la figure 47.

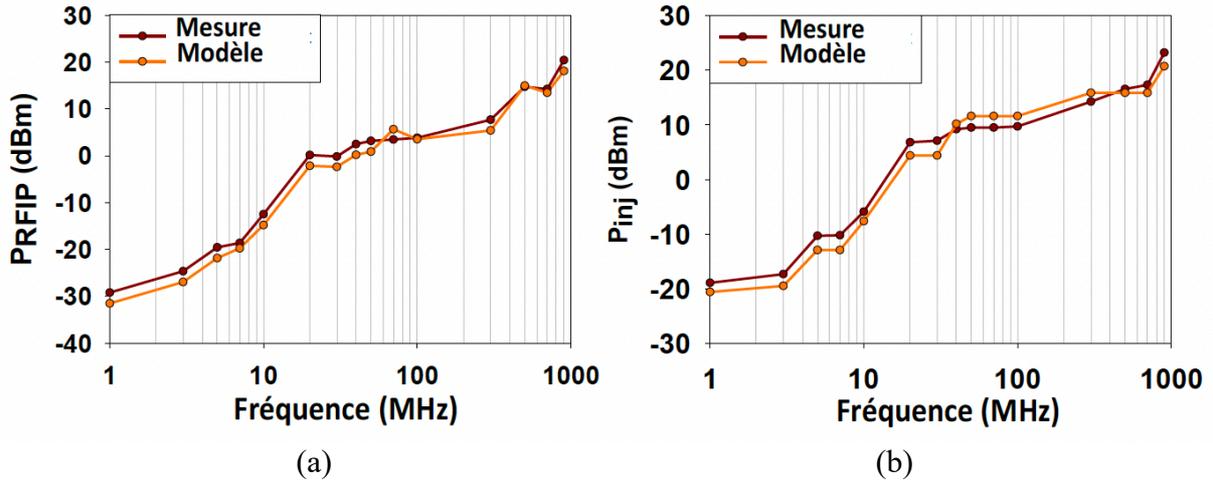


Figure 47 : Courbes d’immunité (a) puissance absorbée, (b) puissance injectée (prenant en plus en compte le PDN).

3.1.6.2 Modélisation stochastique de l’immunité : application au cas d’un convertisseur analogique/numérique

Les études d’immunité réalisées sur le convertisseur analogique/numérique embarqué dans un microcontrôleur ATMEL précédemment présenté ont montré un comportement statistique se traduisant par une répartition des résultats de conversion lors de l’injection d’une perturbation autour de la valeur nominale souhaitée.

Dans le cadre du projet ROBUSTESSE piloté par l’IRT Saint-Exupéry nous nous sommes donc intéressés à la prise en compte de ce comportement statistique dans les modèles d’immunité conduite ICIM-CI. Dans le cadre de ce travail, en partie réalisé durant le postdoctorat de Siham Hairoud Airieau, nous avons étudié et construit le modèle ICIM-CI d’un convertisseur analogique / numérique en suivant une approche stochastique [Hairoud_a, 2017]. La figure 48 présente deux photos de la carte convertisseur analogique / numérique étudiée. Le banc DPI a été utilisé pour construire le modèle ICIM-CI.

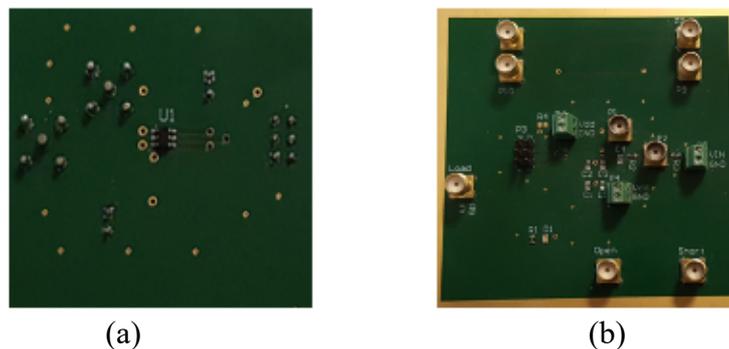


Figure 48 : Photo du circuit convertisseur analogique / numérique étudié, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Comme précédemment mentionné, lors de l’injection d’une interférence sur les entrées du convertisseur analogique numérique, une modification du résultat de conversion est observée. Cette modification n’est pas déterministe. La figure 49 présente la répartition des résultats de 100 conversions, lors de l’injection d’un signal de puissance 26 dBm et de fréquence 1 GHz sur son entrée d’alimentation.

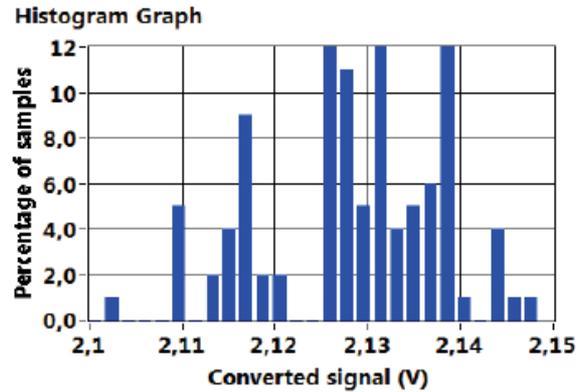


Figure 49 : Répartition des résultats de 100 conversions, lors de l’injection d’un signal de puissance 26 dBm et de fréquence 1 GHz sur son entrée d’alimentation.

Il est à noter que cette distribution varie en fonction de la puissance et de la fréquence du signal de perturbation. La stratégie de modélisation de ce comportement a donc été de suivre une approche stochastique dans laquelle on cherche pour chaque couple « puissance, fréquence », la loi statistique qui modélise le mieux la répartition des résultats de conversions. La figure 50 présente un tableau des différentes lois statistiques testées ainsi qu’une cartographie qui illustre, pour chaque couple « puissance, fréquence », la loi modélisant le mieux la répartition des résultats obtenus. Pour chaque couple, la sélection de la loi la plus appropriée a été réalisée en utilisant la fonction de distribution cumulative (CDF) ainsi que le test de Kolmogorov-Smirnov (KS).

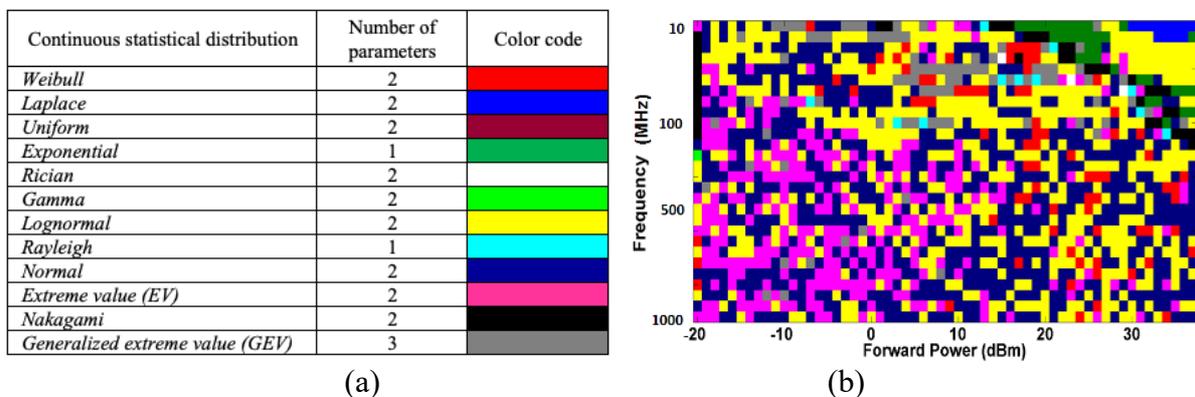


Figure 50 : (a) différentes lois statistiques testées, (b) cartographie qui illustre, pour chaque couple « puissance, fréquence », la loi modélisant le mieux la répartition des résultats obtenus.

Dans une deuxième étape, afin de simplifier le modèle, seule la loi apparaissant le plus souvent sur la cartographie a été retenue pour modéliser le comportement stochastique du convertisseur analogique numérique face à un signal de perturbation conduit. La figure 51, présente la répartition des lois qui apparaissent sur la cartographie de la figure 50(b).

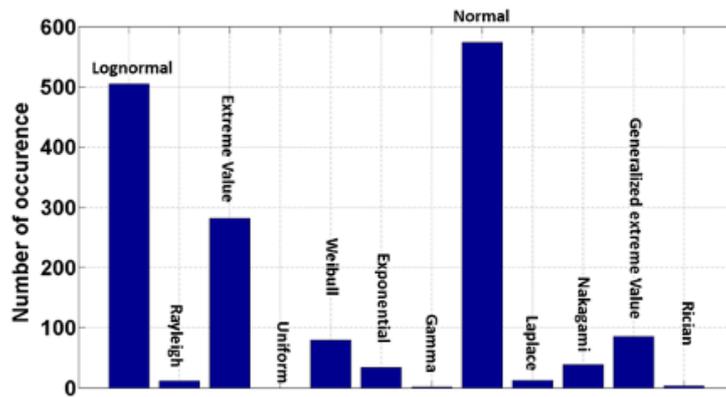


Figure 51 : Répartition des lois qui apparaissent sur la cartographie.

Pour ce cas d'étude, la loi Normale, dont l'équation est donnée en Eq(5), a été retenue.

$$f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma(freq, P_{inj})\sqrt{2\pi}} * \exp\left(-\frac{\left(x - \left(\frac{\mu(freq, P_{inj})}{2.119} * V_{in}\right)\right)^2}{2\sigma(freq, P_{inj})^2}\right) \quad (5)$$

Dans cette équation, V_{in} est la tension à convertir et x l'échantillon de mesure, $freq$ et P_{inj} correspondent respectivement à la fréquence et la puissance du signal de perturbation, μ est la valeur moyenne et σ l'écart-type. La figure 52 montre la comparaison de la courbe d'immunité obtenue par mesure DPI et celle obtenue en utilisant le modèle réalisé avec la loi Normale pour un critère d'immunité de 15 LSB. Afin de montrer l'importance du choix de la bonne loi, la figure fait aussi apparaître la courbe d'immunité obtenue par deux autres lois (EV : Extreme Value, GEV : Generalized Extreme Value).

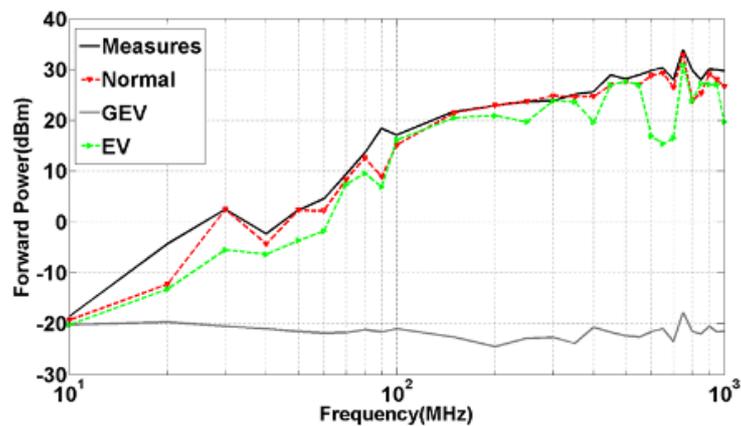


Figure 52 : Comparaison entre mesure et simulation de la courbe d'immunité du circuit pour un critère d'immunité de 15 LSB.

Cette étude a permis de montrer que certains composants électroniques pouvaient avoir un comportement stochastique face à une perturbation électromagnétique et par conséquent, que le modèle ICIM-CI pouvait nécessiter d'être développé en suivant une approche stochastique.

3.1.6.3 Modélisation de l'immunité prenant en compte l'obsolescence : cas d'un circuit à base d'AOP

Dans le cadre du postdoctorat de Siham Hairoud et du projet FUI SEISME, nous avons développé un modèle ICIM-CI en utilisant le logiciel VHDL-AMS spécifiquement dédié à la modélisation comportementale, dont le but était de traiter des problèmes d'obsolescence des composants. Nous avons alors cherché à développer un modèle ICIM-CI générique pour des composants de références différentes mais de même nature, présentant des caractéristiques électriques équivalentes et pin-à-pin compatibles.

Ce travail nous a amené à étudier la susceptibilité de trois amplificateurs opérationnels pin-à-pin compatibles et à construire un modèle ICIM-CI unique [Hairoud_a, 2013]. Le tableau 18 donne un récapitulatif des paramètres principaux des amplificateurs opérationnels étudiés.

	LT1498	OPA2277U	AD8622
Input Resistance, Differential Mode	Not informed	100 M Ω	1 G Ω
Input Resistance, Common Mode	Not informed	250 G Ω	1 T Ω
Input Capacitance, Differential Mode	Not informed	3 pF	5.5 pF
Input Capacitance, Common Mode	Not informed	3 pF	3.3 pF
Slew rate(V/μs)	6	0.8	0.48
Bandwidth product	10.5 MHz	1 MHz	560 kHz
Open-Loop Gain Min (dB)	120	126	125
Supply Voltage	From ± 2.5 to ± 15 V	From ± 2.5 to ± 15 V	From ± 2.5 to ± 15 V

Boitier SOIC8



Photo RX

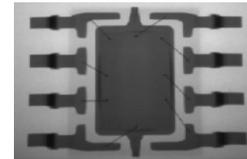
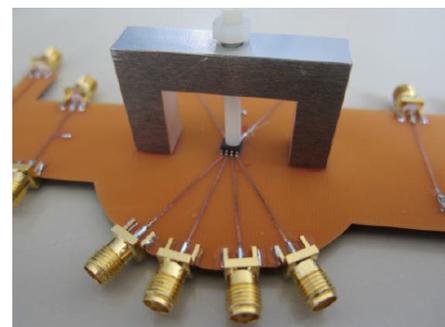
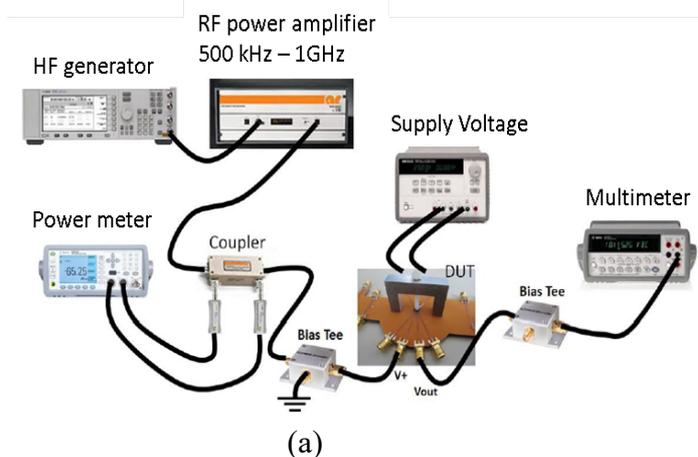


Tableau 19 : Caractéristiques principales des trois amplificateurs opérationnels étudiés. Le banc de mesure utilisé pour étudier l'immunité conduite des circuits est le banc DPI présenté par la figure 53(a).

Afin d'étudier l'immunité des trois composants dans les mêmes conditions, une structure spécifique, présentée sur la figure 53(b), permettant de fixer le composant sans le souder à la carte de test a été développée et utilisée.



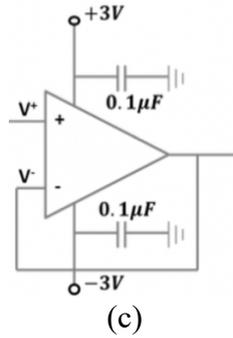


Figure 53 : (a) Banc DPI, (b) structure de fixation des composants, (c) schéma électrique d'étude des amplificateurs opérationnels.

Les résultats de mesure ont montré une grande différence de comportement des circuits face à une interférence électromagnétique. Bien que l'effet soit identique, c'est-à-dire une modification de la valeur moyenne de la tension de sortie du circuit, les valeurs de puissance du signal d'interférence pour atteindre le critère d'immunité dépendent fortement du composant perturbé. La figure 54 présente les courbes d'immunité des trois amplificateurs opérationnels montés en suiveur pour un critère d'immunité de $\pm 300 \text{ mV}$.

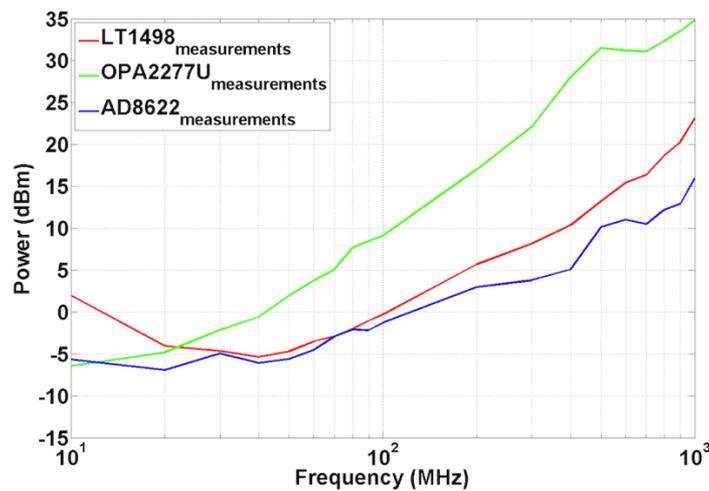


Figure 54 : Courbes d'immunité des trois composants.

Pour la construction du modèle d'immunité unique, nous avons choisi une approche comportementale et utilisé le logiciel VHDL-AMS. La structure du modèle développé est donnée en figure 55.

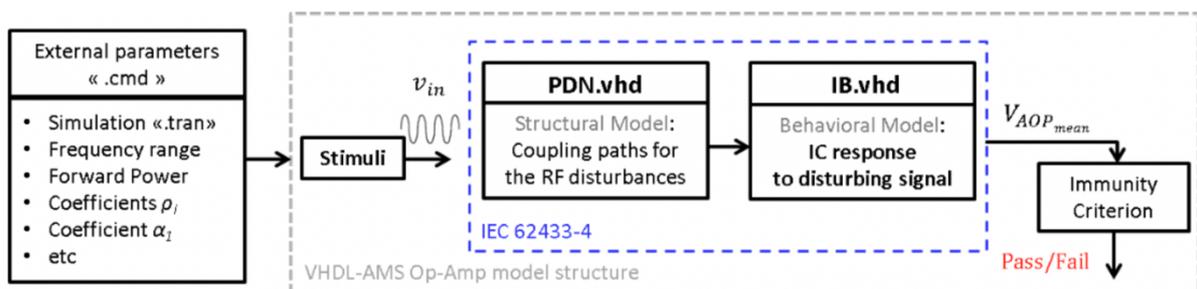


Figure 55 : Structure du modèle ICIM-CI.

On retrouve les deux blocs composant le modèle ICIM-CI soit le PDN et l'IB.

Dans ce modèle, le PDN est modélisé par un circuit électrique déterminé à partir des mesures du paramètre S11 de l'entrée des différents amplificateurs. Bien que le comportement de l'impédance d'entrée diffère suivant le circuit étudié, il a été montré qu'une même structure de schéma électrique pouvait être utilisée avec des valeurs de composants différents évidemment. La figure 56 présente la structure du schéma électrique modélisant l'impédance d'entrée des composants ainsi que la comparaison entre les résultats de simulation et de mesure du paramètre S11 des différents circuits.

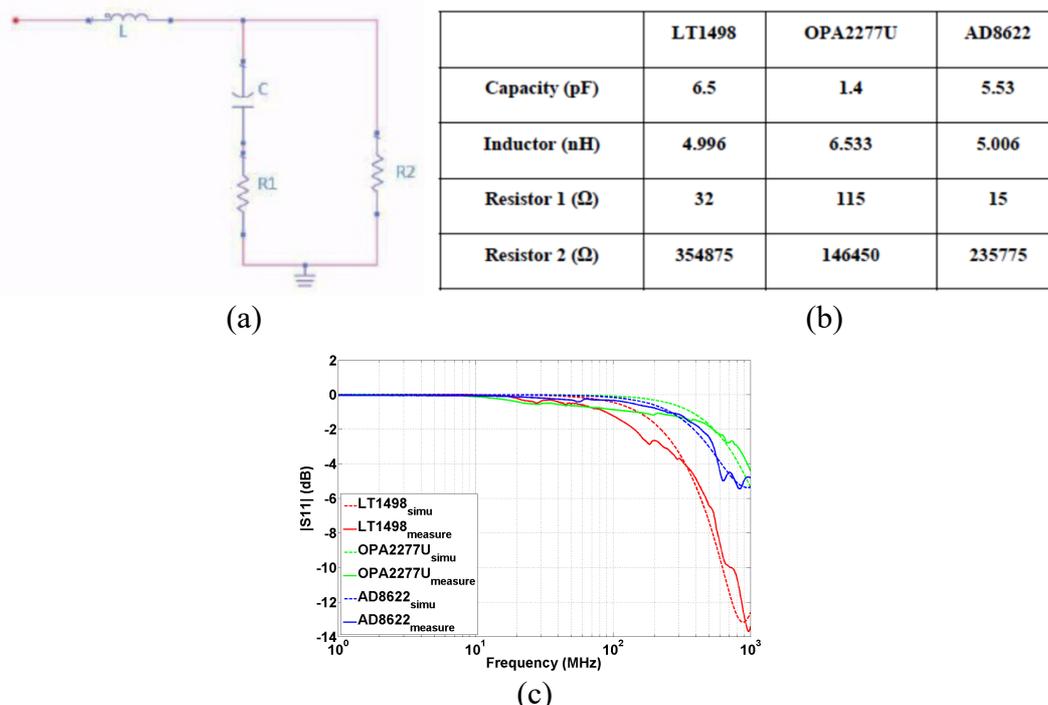


Figure 56 : (a) Structure du circuit d'impédance d'entrée pour les trois circuits avec (b) les valeurs de composants associées et (c) comparaisons mesures/simulations des modules des paramètres S11 obtenus en entrée.

Le bloc IB est construit à partir d'une équation mathématique reliant l'offset de tension de sortie du montage en fonction de la fréquence et de la puissance du signal d'interférence.

$$V_{out,mean}(f) = \alpha_0(f) \sqrt{P_{abs,mean}(f)} \quad (6)$$

avec

$$\alpha_0(f) = \rho_3 f^3 + \rho_2 f^2 + \rho_1 f + \rho_0 \quad (7)$$

Les valeurs des paramètres de cette équation dépendent du circuit considéré.

Pour une première approximation, nous avons considéré une variation linéaire de l'offset de la tension de sortie en fonction de la puissance du signal d'interférence, comme illustré par la figure 57 dont les mesures correspondent au composant AD8622.

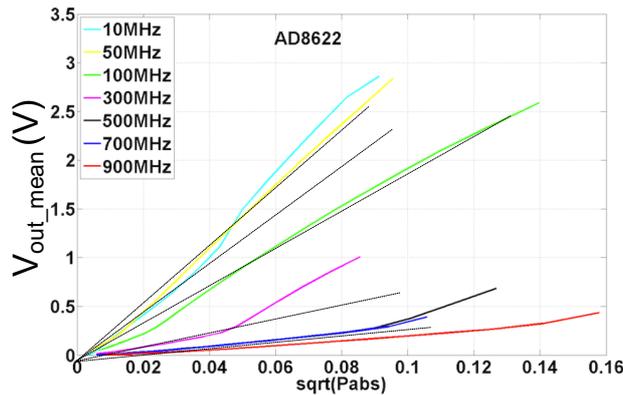


Figure 57 : Évolution de l’offset de tension de sortie du circuit AD8622 et équations de correspondance.

Le modèle de chaque composant a été construit et les résultats ont pu être comparés aux résultats de mesure. La figure 58 présente les courbes d’immunité obtenues à partir des mesures et des modèles.

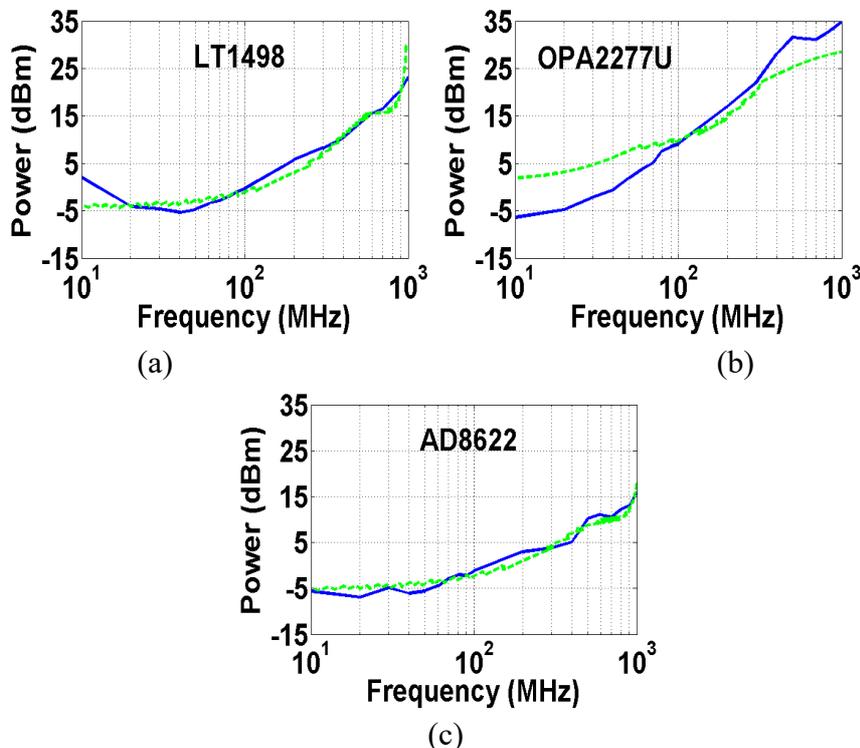


Figure 58 : Comparaison des courbes d’immunité des trois circuits obtenus par mesures et par simulation à partir des modèles développés.

Malgré quelques différences de l’ordre de quelques dB sur certaines bandes de fréquence, les résultats obtenus sont très bons et prouvent que pour des composants de mêmes natures pin-à-pin compatibles mais de référence constructeur différente, un même modèle d’immunité ICIM-CI peut être envisagé. Bien entendu, les valeurs des constantes internes au modèle dépendent du circuit sélectionné et cette méthode doit être validée pour des composants d’autres natures. Par la suite, ce modèle a été complété pour prendre en compte l’effet de la température sur le comportement en immunité des composants. Cette étude sera présentée dans la section dédiée à la « Fiabilité électromagnétique ».

3.1.7 La CEM au niveau système : application au cas de l'automobile

Au-delà des études de CEM autour des composants électroniques, je me suis aussi intéressé au problème CEM des systèmes, notamment à travers une collaboration avec la société PSA, maintenant STELLANTIS.

Dans le cadre de mes travaux de recherche en partenariat avec STELLANTIS, j'ai co-encadré deux thèses CIFRE, sur des problématiques de CEM au niveau automobile. Deux principaux contextes ont motivé ces recherches.

Le premier contexte est la réduction du poids des voitures dont le but est de réduire leur consommation et donc leur émission de CO₂.

Comme dans le monde de l'aéronautique, l'automobile intègre de plus en plus de matériaux composites. Les propriétés électriques/électromagnétiques de ces matériaux dépendent de leur composition et peuvent être très différentes de celles des matériaux métalliques conducteurs classiquement utilisés notamment pour la conception du châssis de la voiture. L'incorporation de ces matériaux peut donc fortement modifier les caractéristiques CEM d'un véhicule. Il est donc important d'étudier l'impact de la modification des matériaux constituant une automobile sur ses caractéristiques CEM.

Le deuxième contexte est lié à la complexification de l'environnement électromagnétique dans lequel une automobile est amenée à évoluer ainsi que l'augmentation importante de la quantité d'équipements électroniques embarqués, notamment avec l'apparition des voitures autonomes et connectées. Afin de pouvoir rendre des véhicules autonomes, une augmentation importante du nombre de circuits électroniques communicants a été nécessaire, induisant automatiquement une augmentation de la complexité de l'architecture électronique et électronique de ces véhicules. La figure 59 présente un exemple de l'architecture électronique et électronique d'une automobile.

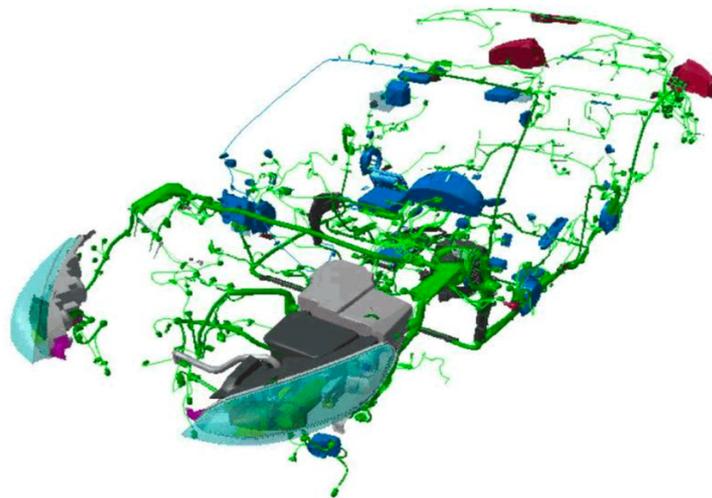


Figure 59 : Exemple de l'architecture électronique et électronique d'une automobile.

L'environnement électromagnétique automobile jusqu'à maintenant restreint à des signaux bandes étroites ou « hypobandes », s'est maintenant élargi à des signaux dits larges bandes ou « mesobandes », c'est-à-dire dont l'encombrement spectral peut être de plusieurs dizaines de MHz, autour d'une fréquence centrale pouvant aller jusqu'à quelques GHz. A l'heure actuelle, les essais normalisés au niveau des équipements automobiles considèrent principalement des signaux bandes étroites. La susceptibilité des équipements électroniques face à des signaux larges bandes est très rarement testée. Il est donc nécessaire de mettre en place des méthodes

nécessitant des outils de simulation et des bancs d'essais afin de tester ces équipements face à ce type de signaux.

3.1.7.1 Mise en place d'une méthode permettant de prendre en compte l'effets de la modification des matériaux constituant une automobile sur ses caractéristiques CEM.

Plusieurs projets à l'étude chez PSA consistent à ajouter des matériaux composites dans la structure de ses voitures. En 2013, PSA a par exemple présenté le concept Onyx dont l'habitacle est constitué entièrement de matériaux composites en époxy renforcé par un tissu de fibres de carbone. Inspiré par ce « concept cars » et dans le but de réduire le poids et donc l'émission CO₂ de ses véhicules, le groupe PSA remplace progressivement des parties de la structure de ses véhicules par des matériaux composites.

Les matériaux composites envisagés par le groupe PSA pour la constitution de la structure du véhicule sont majoritairement des matériaux diélectriques de type époxy, polyamide et polypropylène renforcés avec des fibres de verre ou de carbone. La structure de ces matériaux est complexe car elle est l'association de plusieurs « matrices de fibres tissées » enrobées d'une résine diélectrique comme l'illustre la figure 60.

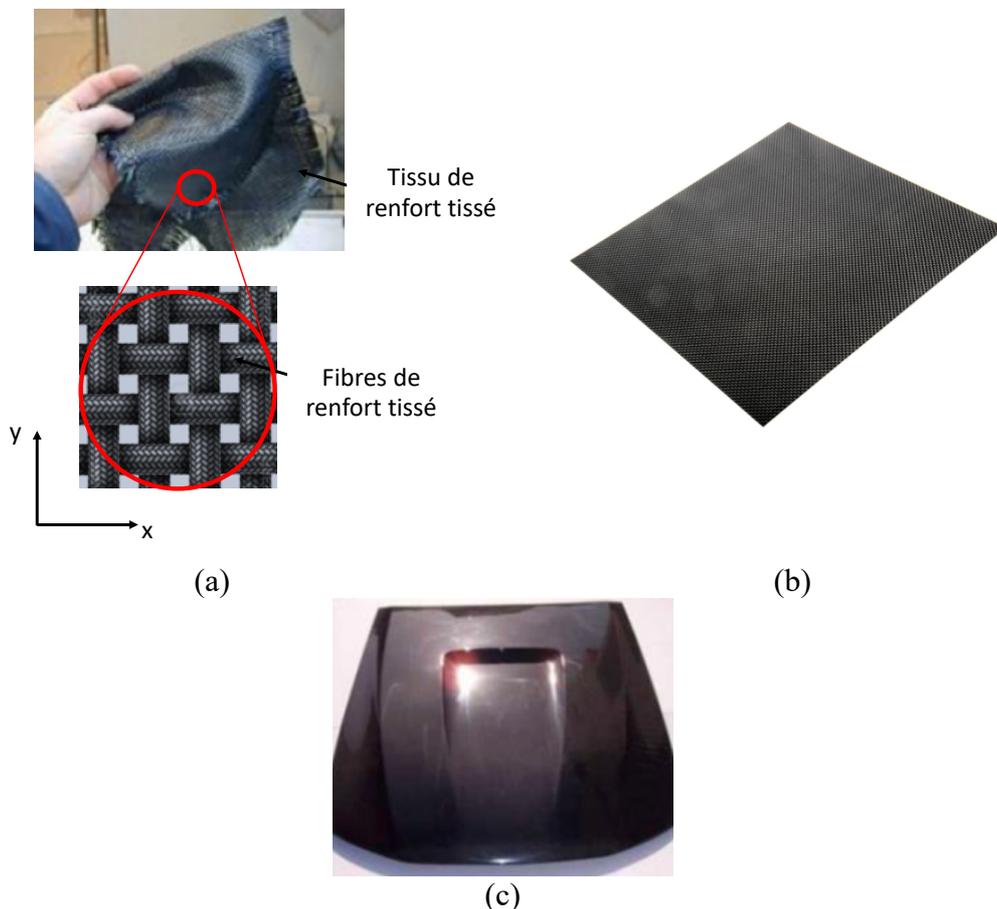


Figure 60 : (a) Matrice de fibres de carbones tissées, (b) plaque constituée de plusieurs matrices de fibres tissées enrobées de résine diélectrique, (c) plaque moulée.

La méthodologie développée dans le cadre de la thèse de Ammar Kader [Kader_a, 2015], est basée sur l'utilisation de simulateur électromagnétique 3D permettant de « rapidement » étudier l'effet de l'incorporation de matériaux composites, sur les caractéristiques CEM d'une voiture [Kader_a, 2013][Kader_a, 2014][Kader_b, 2014].

Afin d'arriver à simuler un tel système, la première étape a été d'élaborer une méthode pour modéliser les matériaux composites considérés. Deux verrous scientifiques ont été mis en avant. Le premier est la complexité structurelle de ce type de matériau qui rend impossible, dans des temps raisonnables de calcul et surtout à l'échelle d'une voiture, de simuler la structure du matériau tel que décrit sur la figure 60(a). Il a donc fallu déterminer un modèle de matériau plus simple présentant cependant les mêmes caractéristiques électromagnétiques que le matériau réel. Le deuxième verrou concernait la caractérisation des matériaux composites dans l'objectif d'extraire une permittivité et une conductivité équivalente dans la gamme de fréquence allant jusqu'à plusieurs GHz.

Les matériaux composites ont été modélisés en utilisant le logiciel électromagnétique 3D Feko par une impédance de surface. Chaque couche de tissu fibré enrobé de résine a été modélisée par une impédance de surface comme décrit sur la figure 61, puis les impédances de surface correspondant à chaque couche ont été assemblées pour former une impédance de surface globale modélisant le matériau complet.

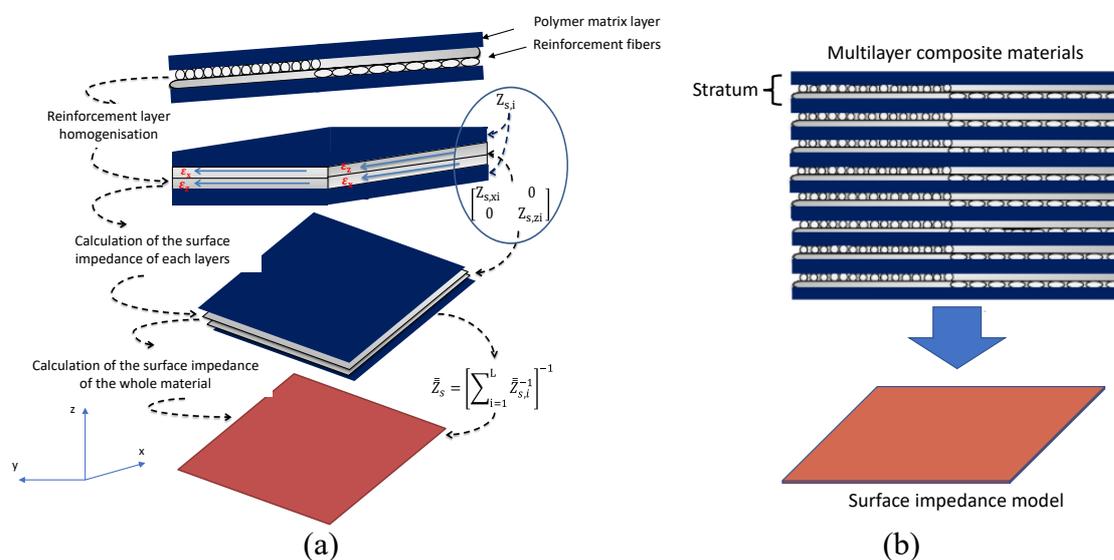


Figure 61 : (a) Modélisation d'une couche du matériau composite, (b) modélisation du matériau complet par son impédance de surface équivalente.

Les propriétés électromagnétiques de chacun des matériaux constituant chaque couche ont été renseignées et les propriétés électromagnétiques tels que la permittivité et la conductivité du modèle global ont été comparées à des mesures réalisées sur le matériau réel par différentes techniques comme la mesure en cellule capacitive et en cavité. La figure 62 présente le banc de mesure en cavité, son modèle de simulation et les résultats obtenus dans le cas d'un matériau composite en fibre de verre.

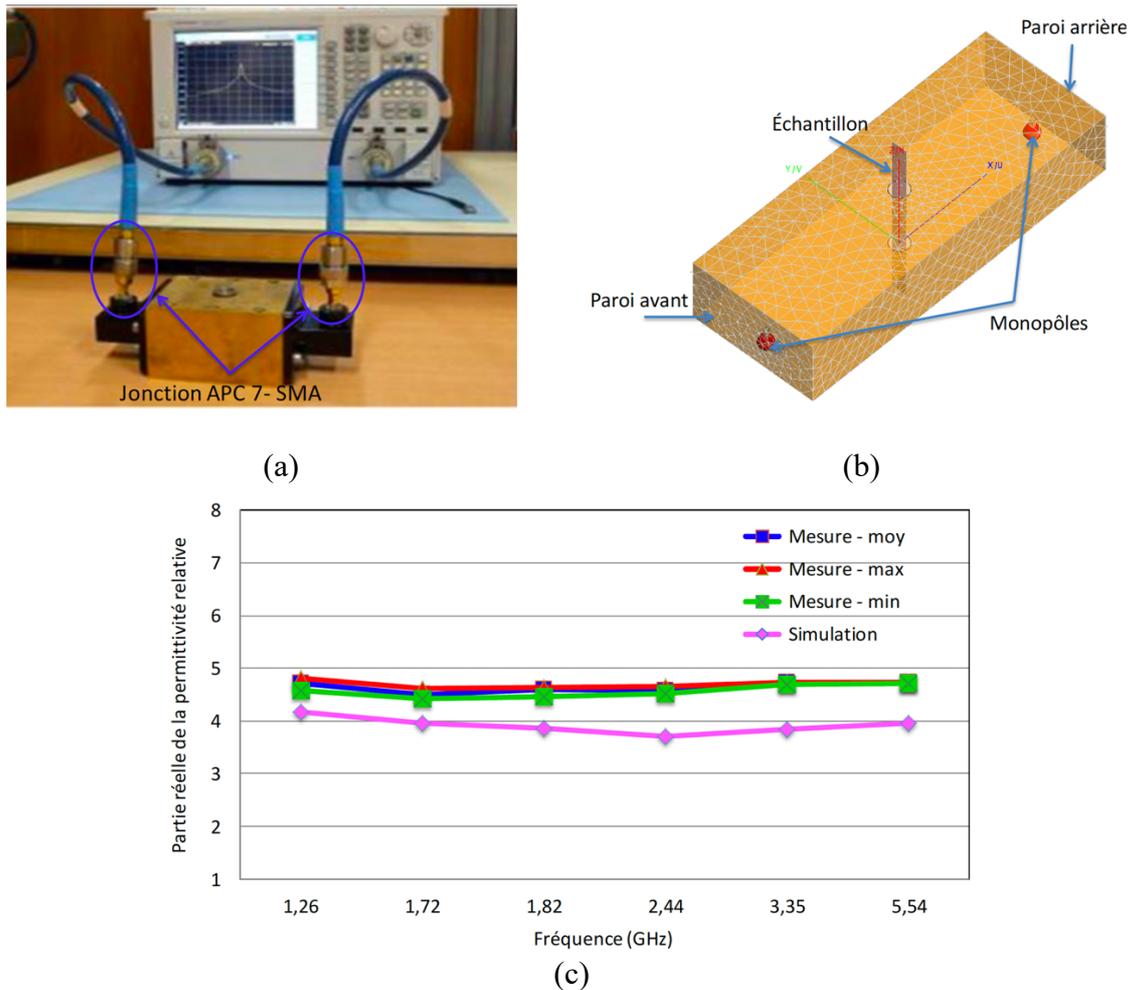


Figure 62 : (a) Banc de mesure en cavité, (b) modèle de simulation du banc de mesure, (c) résultat de mesure et de simulation de la permittivité relative (partie réelle) du matériau composite en fibre de verre.

Une fois les matériaux composites modélisés par une impédance de surface, un démonstrateur ainsi que son modèle de simulation ont été développés afin d'étudier l'impact de l'incorporation de matériaux composites dans la structure d'une voiture sur ses caractéristiques CEM. Pour réduire les temps de simulation une structure de voiture « très simplifiée » a été construite. La figure 63 présente cette structure simplifiée.

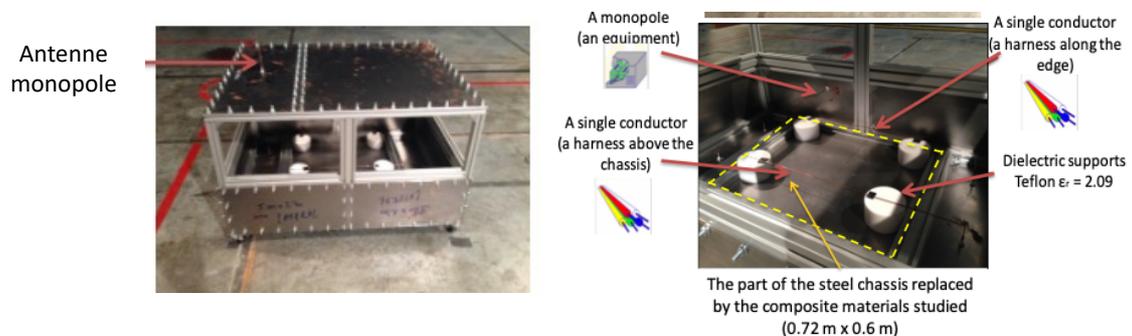


Figure 63 : Démonstrateur automobile développé.

Le démonstrateur est constitué d'une caisse métallique réduite comportant des ouvertures et donne la possibilité de changer certains parois de la caisse par des plaques de matériaux composites.

Des essais CEM d'émission et de susceptibilité via l'étude des couplages ont été réalisés en chambre semi-anéchoïque en respectant les normes automobiles pour ce qui est du placement de la structure et de l'antenne d'émission. Ces résultats de couplage ont aussi été réalisés par simulation en utilisant le logiciel FEKO. La figure 65 présente une image de la mesure et du modèle de simulation.

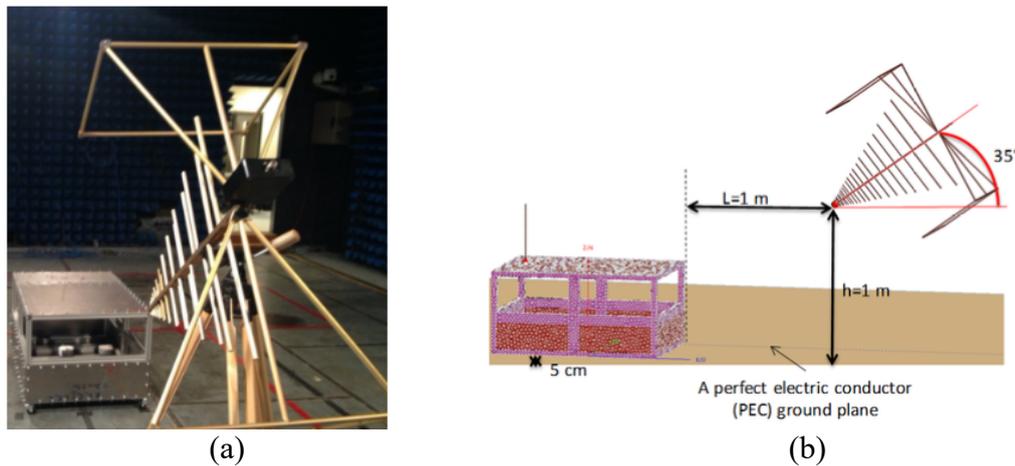


Figure 64 : (a) Photo des mesures réalisées sur le démonstrateur physique, (b) modèle de simulation associé.

Les essais CEM réalisés ont été principalement des mesures de couplage en utilisant un analyseur de réseau entre l'antenne et des câbles placés dans la caisse représentant les faisceaux électriques d'un véhicule. Les résultats obtenus ont montré que l'incorporation de matériaux composites en fibre de verre avaient tendance à augmenter les niveaux de couplage tandis que l'incorporation de matériaux composites en fibre de carbone avait tendance à donner globalement les mêmes niveaux de couplage que l'utilisation de matériaux métalliques conducteurs conventionnels. La figure 65 montre un exemple de résultat de couplage obtenu entre l'antenne et l'une des extrémités d'un câble à l'intérieur de la caisse pour trois types de matériaux considérés : Acier (Steel), matériau conducteur en époxy renforcé de fibres de carbone (CFRE), matériau diélectrique constitué d'époxy renforcé de fibre de verre (FGRE).

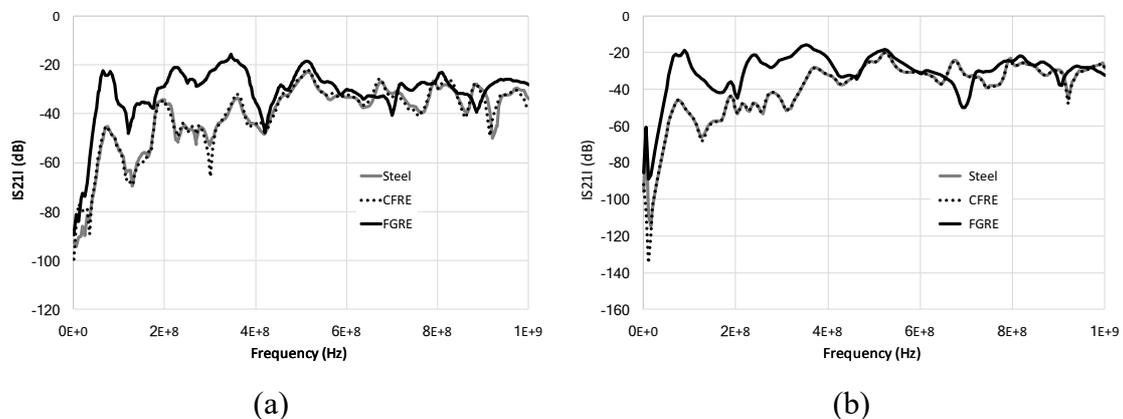


Figure 65 : Mesure du paramètre S21 (couplage) entre l'antenne et une extrémité du câble dans la caisse obtenus (a) par mesure et (b) par simulation pour les différents matériaux.

Cette étude a permis de mettre en avant l'efficacité de l'utilisation de simulateur EM 3D pour l'estimation des caractéristiques de couplage entre un rayonnement électromagnétique et les câbles d'un véhicule. Ces outils de simulation sont donc particulièrement utiles pour estimer l'impact d'un changement dans la structure d'un véhicule sur ses caractéristiques CEM. A partir de ces travaux, une méthodologie a été proposée et mise en œuvre par l'industriel.

3.1.7.2 *Mise en place d'une méthode permettant la prise en compte des signaux « mesobandes » dans les essais d'immunité électromagnétique des équipements automobiles.*

L'environnement électromagnétique des automobiles a fortement évolué ces dernières années avec notamment, l'apparition des voitures de plus en plus autonomes et connectées, composées d'une multitude de systèmes de radiodétection et radiocommunication. L'environnement électromagnétique s'est donc très fortement complexifié. Les signaux électromagnétiques de cet environnement peuvent être classifiés en fonction de leur encombrement spectral d'après la norme (IEC 61000-2-13). Cette classification est proposée dans le tableau 20 [Sabat_a, 2005].

Classification suivant leurs encombrements spectraux pour des interférences EM	Fractional Bandwidth $B_F = 2 * \frac{f_h - f_b}{f_h + f_b}$	Band Ratio $b_r = \frac{f_h}{f_b}$
Hypobande	$0.00 < B_F \leq 0.01$	$0.00 < b_r \leq 1.01$
Mesobande	$0.01 < B_F \leq 0.25$	$1.01 < b_r \leq 1.29$
Sub-Hyperbande	$0.25 < B_F \leq 1.50$	$1.29 < b_r \leq 7.00$
Hyperbande	$1.50 < B_F \leq 2.00$	$7.00 < b_r \leq \infty$

Tableau 20 : Classification des interférences électromagnétiques suivant leur encombrement spectral.

On retrouve donc les signaux « hypobande » qui sont des signaux bandes étroites et qui sont déjà pris en compte dans les essais normatifs CEM. On y retrouve les signaux purement sinusoïdaux (CW), les signaux modulés en amplitude, en fréquence et par des impulsions longues respectivement connus sous les acronymes AM, FM, PM. Le tableau 21 récapitule les signaux pris en compte lors des essais CEM automobile. D'un point de vue fréquentiel, ces signaux ont un encombrement spectral pouvant aller jusqu'à quelques MHz.

Types d'essais	Forme d'onde	Durée	Niveau d'amplitude max
CEM d'immunité	Modulation CW, AM, PM	1 à 10 µs pour les plus courts	200 à 300 mA ou 600 V/m

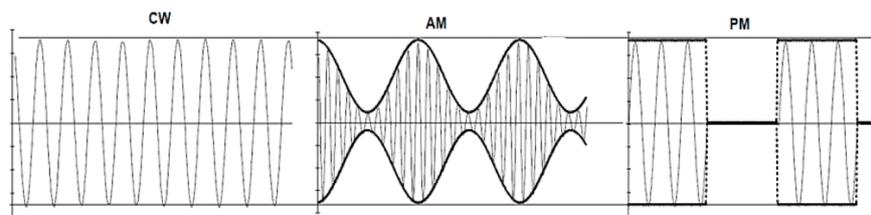


Tableau 21 : Caractéristique des signaux considérés dans les essais CEM automobiles.

On trouve ensuite dans le tableau 20 les signaux de type « sub-hyperbande » et « hyperbande » qui présentent des spectres fréquentiels pouvant s'étaler sur plusieurs centaines de MHz autour de la fréquence porteuse. D'un point de vue temporel, ces signaux sont des signaux impulsionnels modulés (PM) dont l'impulsion est très courte, c'est-à-dire inférieure à la nanoseconde. Ces signaux que l'on appelle UWB pour ultra large bande sont rarement de forte amplitude et sont rarement rencontrés dans un environnement électromagnétique de façon générale.

Enfin, il y a les signaux de type « mesobande » qui sont des signaux présentant un spectre fréquentiel allant du MHz à plusieurs dizaines de MHz voire centaines de MHz. D'un point de vue temporel, ce sont des signaux PM dont la durée de l'impulsion est comprise entre la nanoseconde et quelques centaines de nanoseconde. Ces signaux ne sont, à l'heure actuelle, pas pris en compte dans les essais CEM, pourtant ils commencent à faire leur apparition aussi bien dans les radiodétections et radiocommunications [Frazier_a, 2008] que dans les sources d'interférence électromagnétique intentionnelle [Giri_a, 2004]. Une particularité de ces signaux est qu'ils peuvent avoir une amplitude relativement importante et une largeur de bande suffisamment grande pour se coupler « efficacement » sur les faisceaux électriques d'une automobile et perturber ses équipements électroniques. Il est donc impératif de mettre en place des méthodes et des essais associés permettant de tester les équipements automobiles face à ce type de signaux.

Dans ce contexte, nous avons proposé, dans le cadre de la thèse Cifre de Thomas Picon [Picon_a, 2018], une méthode basée sur la simulation numérique et la mesure permettant de prendre en compte les signaux de type « mesobande » dans les essais en immunité électromagnétique des équipements automobiles.

La méthodologie proposée consiste à utiliser la simulation numérique pour déterminer les formes d'onde des courants de mode commun induits par une interférence électromagnétique de type « mesobande » sur les faisceaux automobiles et de réinjecter ces formes d'onde sur les équipements électroniques connectés à ces faisceaux [Picon_a, 2020].

Pour mener à bien ce travail, nous avons donc développé un démonstrateur qui nous a permis de valider le modèle de simulation. Le démonstrateur développé est une caisse nue de voiture dans laquelle ont été placés des câbles représentant des faisceaux automobiles. Différents câbles ont été placés à différents endroits du véhicule afin de tester différentes configurations de positions de câbles. La figure 66 présente le démonstrateur.

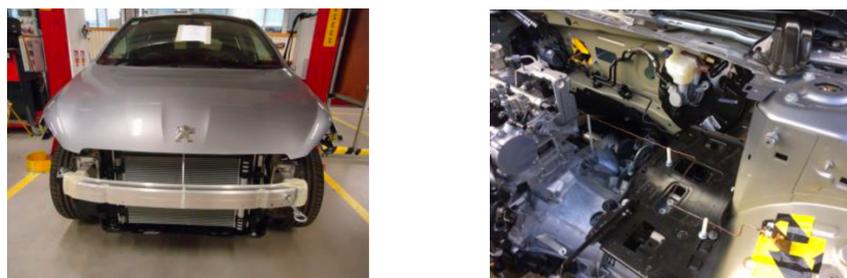


Figure 66 : Photo de la caisse vide et des câbles placés à l'intérieur.

Pour valider le modèle de simulation dont la figure 67 présente une photo, des mesures de paramètre S ont été réalisées entre une antenne placée à l'extérieur du véhicule et les extrémités des câbles placés dans le véhicule.

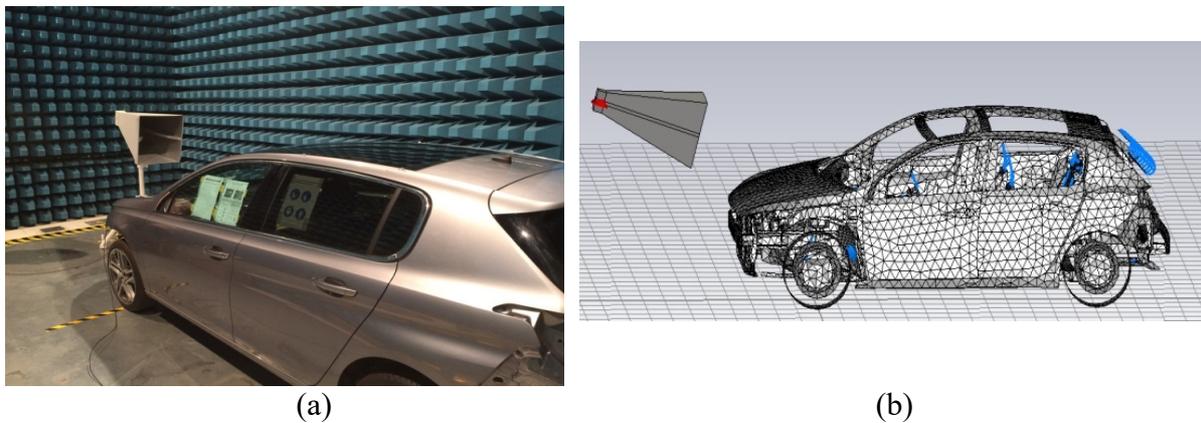


Figure 67 : Banc d'essai et modèle associé permettant la mesure et la simulation des paramètres de couplage entre l'antenne et les extrémités des câbles placés à l'intérieur de la voiture.

Les essais réalisés ont permis de constituer une importante base de données qui a permis de valider le modèle de simulation. La figure 68 montre un exemple de couplage (paramètre S21) entre l'antenne et l'extrémité d'un des câbles du véhicule obtenu par mesure et par simulation, et ce pour deux polarisations d'antenne.

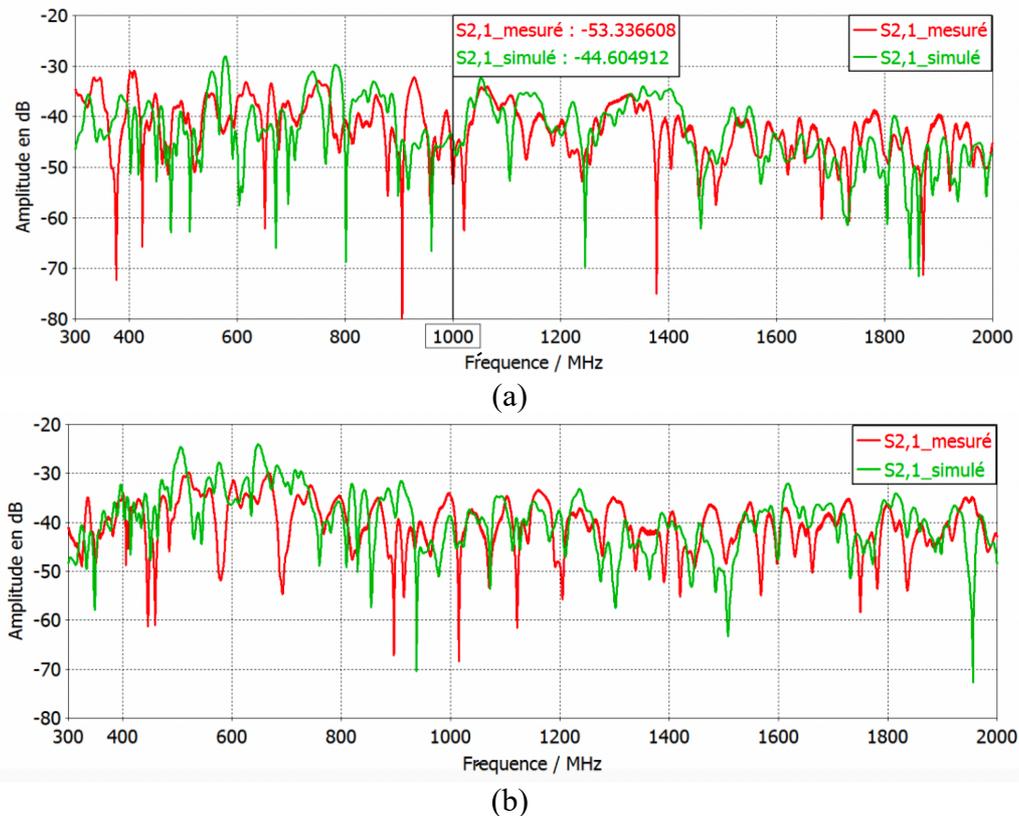


Figure 68 : Résultat de mesure et de simulation du couplage entre l'antenne et une des extrémités d'un câble du véhicule pour deux polarisations d'antenne : a) verticale, b) horizontale.

Les résultats obtenus ont permis de valider le modèle de simulation. Ce modèle de simulation a ensuite été utilisé pour recueillir les formes d'ondes des courants de mode commun induits par un rayonnement électromagnétique émis par l'antenne. Les signaux considérés sont des signaux de type « mesobande » et le logiciel « CST microwave studio », qui est particulièrement efficace pour réaliser des simulations temporelles de grosses structures telle qu'une voiture grâce à sa méthode FIT (Finite Integration Technique), est utilisé. La figure 69 illustre le scénario simulé.

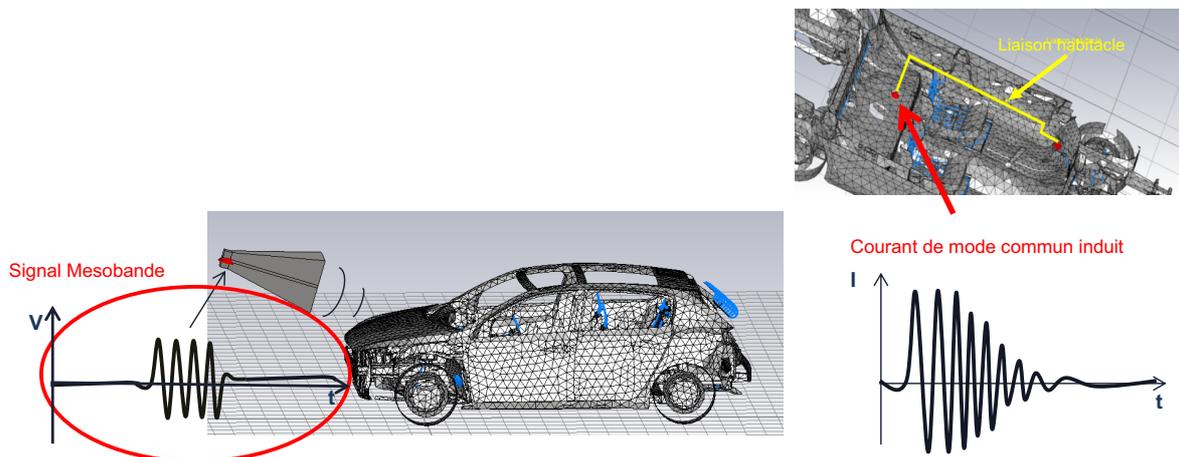
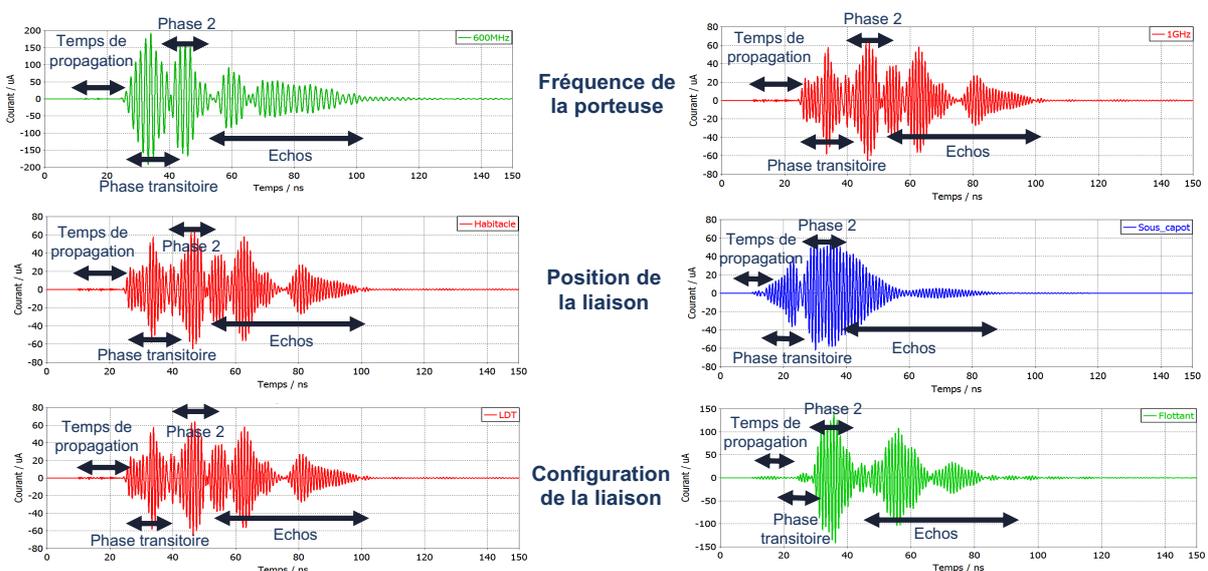


Figure 69 : Scénario simulé permettant de récupérer le courant de mode commun induit par une interférence électromagnétique de type « mesobande » sur les câbles du véhicule.

En utilisant ce modèle nous avons pu réaliser plusieurs simulations avec des signaux d'excitations « mesobande » représentatifs des signaux existants dans la réalité, ce qui nous a permis de définir un gabarit de la forme d'onde du courant de mode commun induit sur les faisceaux susceptibles d'être rencontrés. La figure 70, présente plusieurs résultats de simulation pour différentes configurations de signal d'excitation, différentes positions et polarisations d'antenne et différentes positions de câble dans la voiture. La figure 70 présente également le gabarit de la forme du courant de mode commun induit.



(a)

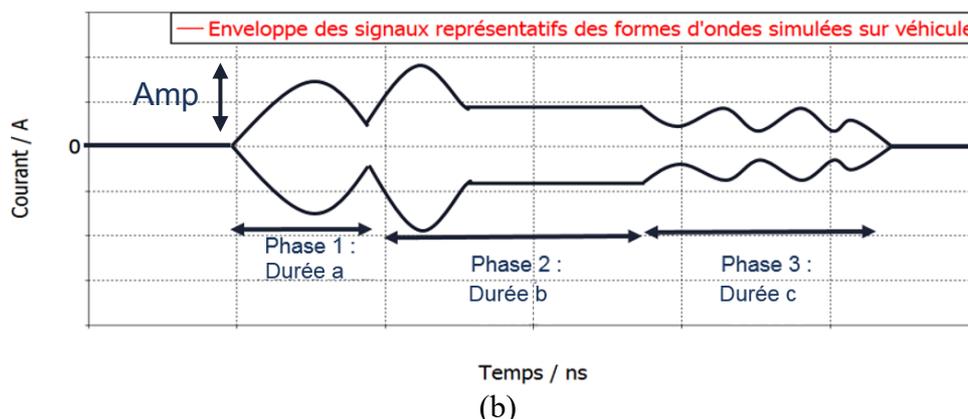


Figure 70 : (a) Formes d’onde du courant de mode commun obtenues par simulations pour différentes configurations représentatives et (b) gabarit défini.

Le tableau 22 donne les valeurs des différents paramètres caractérisant le gabarit.

Paramètre	Amp	Phase 1	Phase 2	Phase 3
Valeur min	0	0	10 ns	0
Valeur max	10 A	30 ns	100 ns	70 ns

Tableau 22 : Paramètres extrêmes du gabarit de courant de mode commun induit sur le faisceau.

Après avoir déterminé le gabarit de la forme d’onde de courant induit, la deuxième partie de la méthodologie a consisté à développer un banc de mesure sur table permettant de réinjecter ce gabarit de courant sur un équipement automobile.

Un banc sur table pour réaliser des essais d’immunité sur équipement automobile est généralement constitué d’une table recouverte d’un plan de masse, d’un faisceau automobile positionné à 5 cm au-dessus du plan de masse, des équipements sous tests connectés à ce faisceau ainsi que d’un générateur associé à un amplificateur pour générer le signal d’interférence et d’un moyen de couplage pour coupler ce signal au faisceau. Plusieurs moyens de couplage sont classiquement utilisés lors de ces essais. On retrouve notamment l’utilisation d’antenne pour réaliser directement des couplages champ à fils ou des cellules de couplage permettant de coupler le signal d’interférence par un phénomène capacitif ou inductif. Les cellules les plus classiquement utilisées dans le milieu automobile sont les cellules capacitive et stripline ainsi que des pinces BCI, comme présentées au début du chapitre 2. La première partie du travail de conception du banc a été de déterminer le moyen de couplage le mieux adapté à l’application visée. Sachant que le but est de réinjecter aussi fidèlement que possible une forme d’onde de courant dont l’étalement spectral peut aller jusqu’à une centaine de MHz autour d’une fréquence centrale, une spécificité importante du moyen de couplage est une caractéristique de couplage la plus constante possible sur la bande de fréquence considérée. Cette spécification est importante pour ne pas déformer le signal injecté. La deuxième spécificité est évidemment d’avoir un couplage le plus efficace possible afin de minimiser la puissance de l’amplificateur à utiliser.

Les différents moyens de couplage cités précédemment ont donc été testés via des mesures de paramètre S entre le moyen de couplage et une des extrémités du faisceau. Afin de faciliter l’analyse des résultats, nous avons aussi calculé la moyenne et l’écart-type glissant sur 200

MHz, correspondant à la largeur de bande maximale d'un signal « mesobande ». Les résultats sont présentés sur la figure 71.

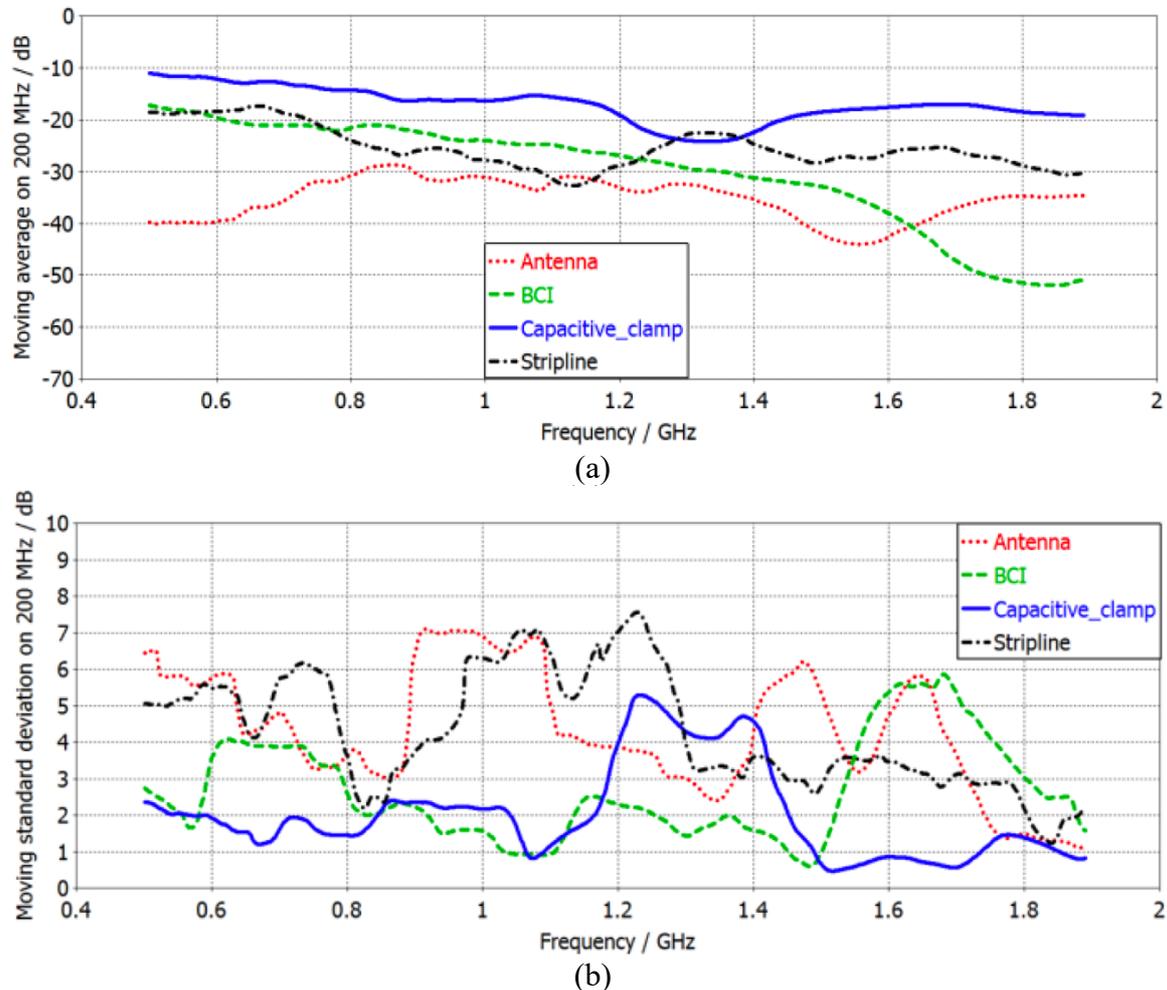


Figure 71 : Moyenne (a) et écart-type (b) glissant sur 200 MHz des coefficients S21 caractérisant le couplage entre le moyen de couplage et une extrémité du faisceau.

Ces résultats ont permis de montrer que le moyen de couplage le plus adéquat pour coupler un signal « mesobande » sur un faisceau sur la bande de fréquence 400 MHz - 2 GHz était la cellule de couplage capacitive. Des études complémentaires sur cette cellule ont permis d'expliquer ces résultats [Picon_a, 2020], *a priori* inattendu, puisque ce moyen de couplage a été conçu à la base pour fonctionner jusqu'à 120 MHz.

A partir de ces résultats, une cellule de couplage spécifique, que l'on a appelé mini stripline, a été conçue permettant d'apporter quelques améliorations à ce moyen d'essai [Picon_b, 2020]. La première amélioration apportée a été d'adapter la cellule de couplage à une impédance de 50 ohms, caractéristique que la cellule capacitive n'avait pas, afin de minimiser la puissance réfléchiée vers l'amplificateur. La deuxième amélioration a été de réduire la taille de la cellule afin qu'elle puisse être déplacée sous le faisceau afin de se soustraire à certains phénomènes de résonance pouvant fausser les mesures d'immunité réalisées. La figure 72 présente la cellule de couplage conçue, et la figure 73 le banc d'essais réalisé pour réinjecter les formes de courant déterminées par simulation.

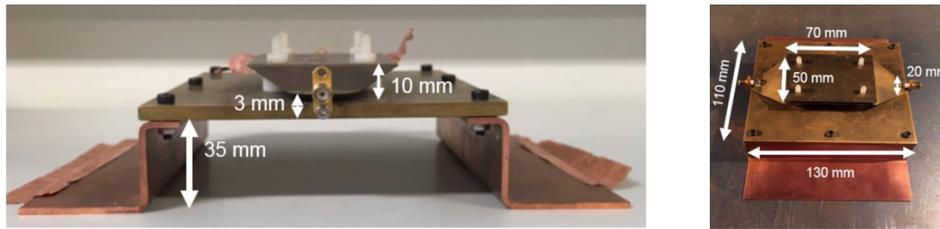


Figure 72 : Cellule de couplage mini stripline développée.

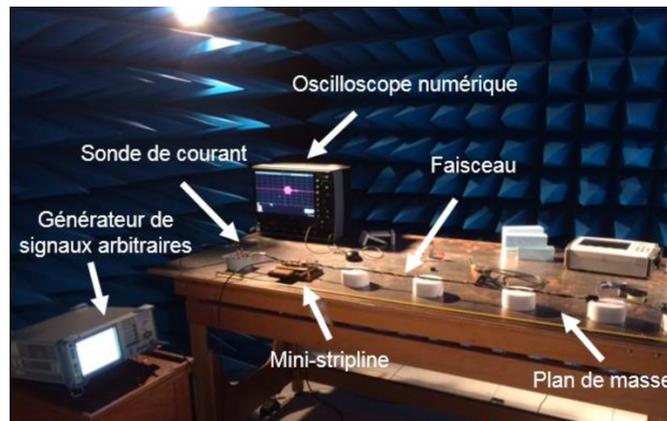
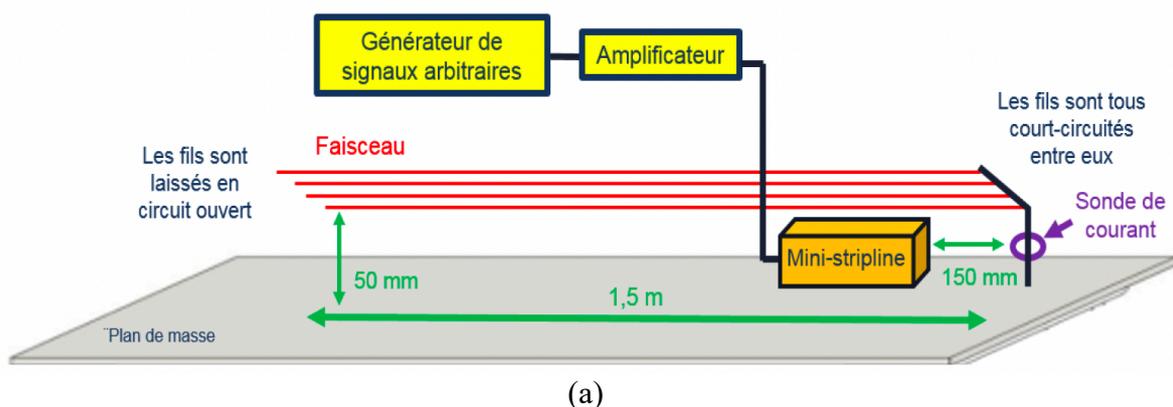


Figure 73 : Banc d'injection développé.

Le banc de mesure développé est donc composé d'un générateur de signaux vectoriels permettant de générer des « signaux mesobandes arbitraires » associé à un amplificateur, de la cellule de couplage mini stripline et du faisceau automobile.

Afin de tester la capacité du banc d'essais à induire un courant de mode commun sur le faisceau représentatif du signal d'interférence, nous avons mesuré le courant de court-circuit induit sur le faisceau lorsque tous les fils du faisceau sont connectés ensemble. La figure 75 présente le schéma de l'essai ainsi que le signal généré et le courant induit, mesuré via une sonde de courant haute fréquence.



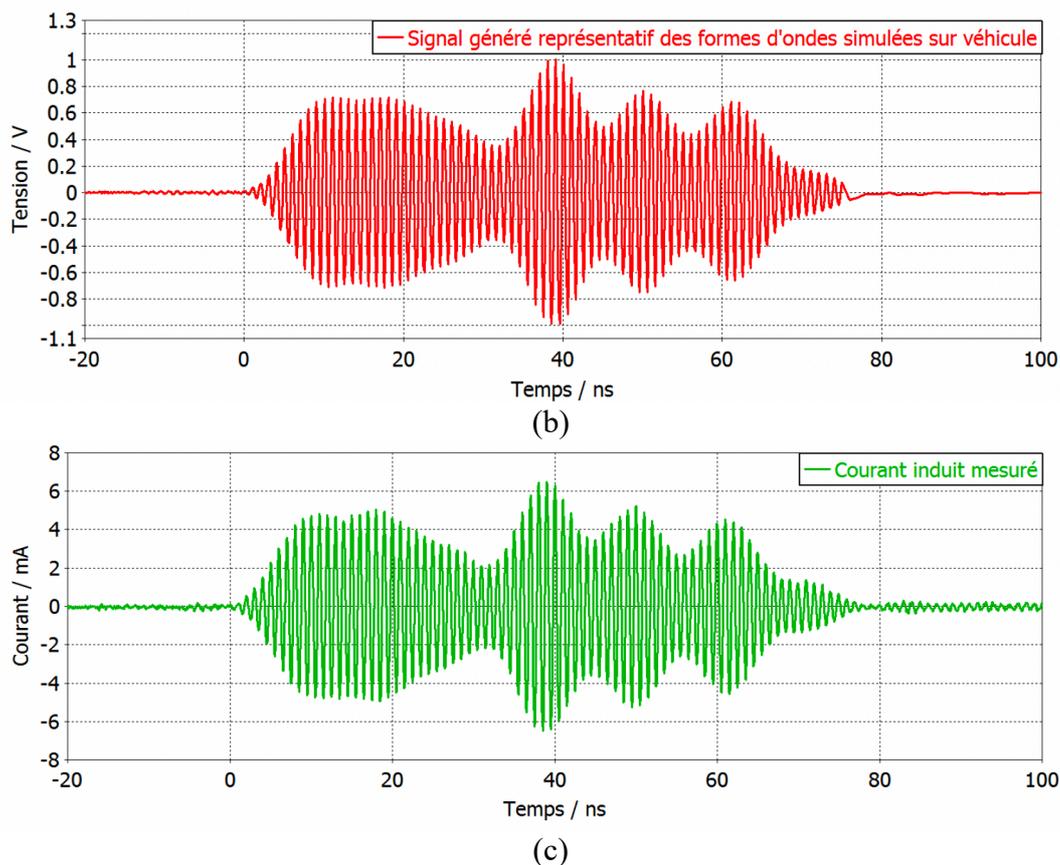


Figure 74 : (a) schéma de la mesure réalisée, (b) signal d'interférence généré, (c) courant de mode commun de court-circuit induit.

D'après les résultats obtenus, le moyen d'essais développé permet bien de reproduire un courant de mode commun représentatif des courants induits par un rayonnement électromagnétique de type « mesobande » sur les faisceaux automobiles.

Cette étude a permis de proposer une méthodologie utilisant la simulation numérique et la mesure permettant de tester les équipements électriques/électroniques automobiles face à des signaux de type « mesobande ».

3.1.8 Conclusion

Mes contributions au domaine de la compatibilité électromagnétique ont été multiples, particulièrement concernant le développement de techniques et de méthodes de mesure ainsi que de modèles, notamment le modèle ICIM-CI. Une des grosses problématiques de la CEM est l'étude des systèmes complexes. Avec la mise en circulation des véhicules autonomes et des objets connectés, les méthodes de test conventionnelles ne sont plus suffisantes. Il faut donc mettre en place de nouvelles méthodes permettant de réaliser des essais à des fréquences plus élevées, avec des formes d'onde particulières, et permettant de tester la CEM de systèmes complexes, communicants et interconnectés qui vont nécessiter à l'avenir une sûreté de fonctionnement accrue.

Le Tableau 23 répertorie mes publications en lien avec le domaine de la compatibilité électromagnétique.

Revue Internationales	Conférences Internationales	Conférences Nationales	GDR
[R13] [R10] [R8] [R7] [R6] [R2] [R1]	[Ci36] [Ci32] [Ci29] [Ci27] [Ci25] [Ci23] [Ci21] [Ci15] [Ci13] [Ci12] [Ci11] [Ci9] [Ci8] [Ci6] [Ci3] [Ci2] [Ci1]	[Cf8] [Cf6] [Cf4] [Cf2] [Cf1] [Cn3] [Cn2] [Cn1]	[GDR3] [GDR2] [GDR1]
7	17	8	3

Tableau 23 : Bilan des communications réalisées sur la thématique CEM.

3.2 La fiabilité électromagnétique

3.2.1 Introduction

Comme nous l’avons vu précédemment, la CEM propose des normes qui décrivent des bancs de mesure permettant d’évaluer les caractéristiques d’émissivité et d’immunité des équipements et des systèmes électroniques, ainsi que des niveaux d’émission et d’immunité limites à ne pas dépasser pour que le système puisse être commercialisé. La plupart de ces essais sont réalisés à un instant donné et dans des environnements peu contrôlés, c’est-à-dire à des températures et des taux d’humidité classiques. Pourtant, il est connu que la température, l’humidité peuvent induire des modifications ponctuelles des caractéristiques électriques d’un circuit ainsi que des modifications permanentes et progressives que l’on appelle des effets de vieillissement. La fiabilité électromagnétique est un domaine très récent, à la frontière entre la CEM et la fiabilité, qui a pour but d’étudier l’effet des contraintes environnementales et du vieillissement des circuits électroniques sur leurs caractéristiques CEM.

Mes contributions au domaine de la fiabilité électromagnétique ont été réalisées en grande partie dans le cadre du projet ROBUSTESSE piloté par l’IRT Saint Exupéry et lors d’un contrat de thèse CIFRE avec l’entreprise NXP.

3.2.2 La fiabilité électromagnétique

Dans les applications automobiles, aéronautiques et spatiales, les équipements électroniques peuvent être amenés à fonctionner pendant plusieurs dizaines d’année. Ces années de fonctionnement, dans des environnements relativement sévères (températures diverses, taux d’humidité divers) provoquent un vieillissement des circuits électroniques, au cœur de ces équipements, impliquant notamment une modification de leurs caractéristiques électriques. Les caractéristiques CEM étant en partie liées aux caractéristiques électriques des circuits, il est évident qu’une modification des paramètres électriques d’un circuit électronique peut impliquer une modification de ses paramètres CEM et des équipements et systèmes les embarquant. Les essais CEM étant réalisés dans des conditions ambiantes classiques, c’est-à-dire à température et taux d’humidité ambiant, ainsi qu’au début de vie du produit, aujourd’hui, il n’y aucune garantie que dans un environnement particulier avec des conditions environnementales particulières et après une certaine durée de vie, l’équipement et le système qui en dépend restent conformes d’un point de vue CEM. La figure 75 illustre cette problématique.

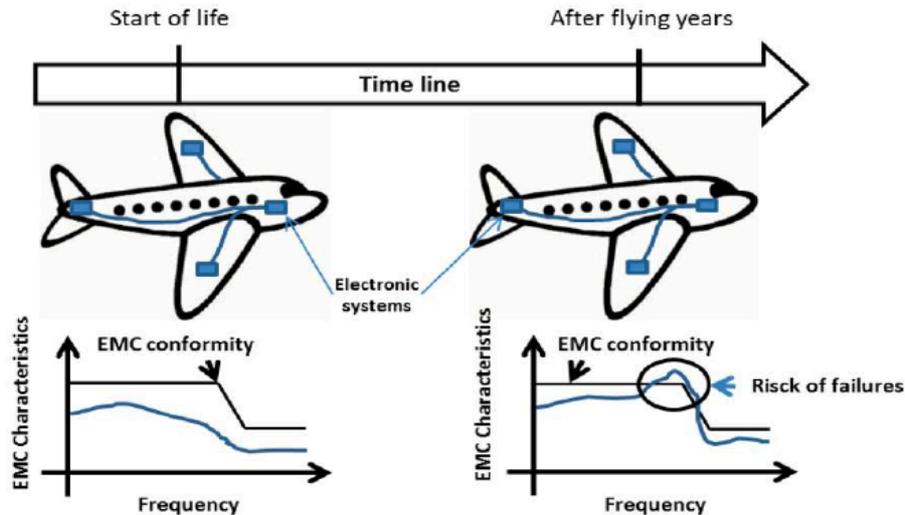


Figure 75 : Illustration des problèmes de conformité CEM durant la durée de vie d'un produit.

Face à ces questions, quelques projets de recherche ont vu le jour dans le but d'étudier et surtout de quantifier l'impact que peut avoir l'environnement et le vieillissement des circuits électroniques sur les caractéristiques du système qui en dépend. C'est donc en partie à travers le projet ANR EMERIC (académique) et ROBUSTESSE (industriel/académique) que les premières études ont été menées.

Ses études ainsi que certaines autres, ont montré qu'aussi bien la température et le vieillissement avaient un effet sur les caractéristique CEM des circuits électroniques de l'ordre de 10 dB ([Dienot_a, 2008][Dienot_a, 2005][BenDhia_a, 2007][BenDhia_a, 2016][Dienot_a, 2007][Artal_a, 2015][Cheng_a, 2020][Dubois_a, 2015][Dienot_a, 2017][Gao_a, 2019][Douzi_a, 2018] [Boyer_a, 2009][Ben Dhia_a, 2010][Li_a, 2010][Li_a, 2011][Wu_a, 2013][Wu_b, 2013][S. Ben Dhia_a, 2013][Boyer_a, 2014][Boyer_b, 2014][Durier_a, 2016] [Boyer_a, 2012] [Fernandez_a, 2012]). Il a été montré que suivant le type de circuit électronique, ces effets pouvaient améliorer comme dégrader les caractéristiques CEM.

A la vue des résultats obtenus dans ces études, plusieurs recherches ont été entreprises dans le but d'intégrer les effets de température et de vieillissement aux modèles CEM [Dubois_a, 2015] [Boyer_a, 2012][Wu_b, 2013][Huang_a, 2015] [Huang_b, 2015] [Ghfiri_a, 2019]. Le but étant, entre autres, de développer des outils de simulation permettant aux entreprises d'évaluer l'évolution des caractéristiques CEM de leur produit dès la phase de conception comme l'illustre la figure 76.

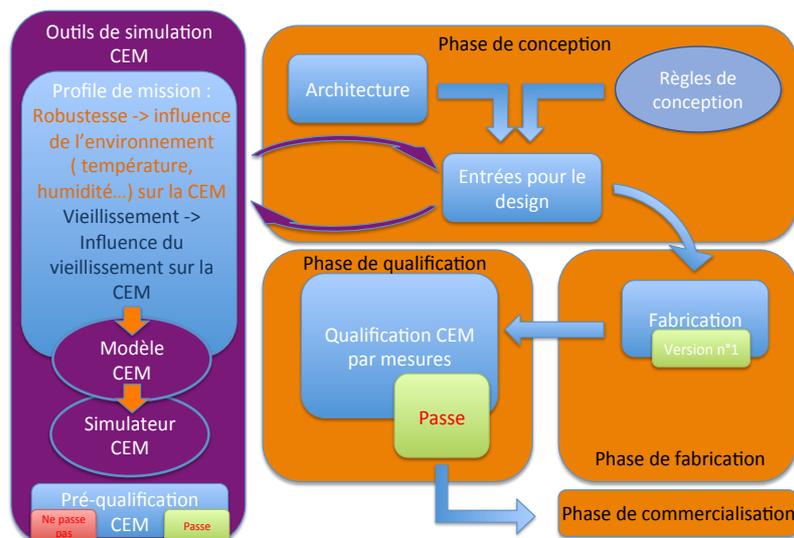


Figure 76 : Amélioration du processus de conception d'un circuit électronique par la simulation.

Mes contributions au domaine de la fiabilité électromagnétique peuvent se structurer en 4 parties. La première concerne l'étude des variabilités PVT (Process, Voltage, Temperature) sur les caractéristiques d'émissivité conduite d'un circuit électronique. La deuxième partie concerne les effets de l'environnement (température/humidité) sur les caractéristiques d'immunité conduite d'un circuit ainsi que la prise en compte de ces effets dans son modèle ICIM-CI. La troisième partie concerne l'effet d'un vieillissement accéléré par stockage thermique et stress électrique sur les caractéristiques en immunité conduite ainsi que la prise en compte de ces effets dans son modèle ICIM-CI. Enfin la quatrième partie concerne le développement d'un banc de mesure en champ proche permettant d'étudier la dégradation en court-circuit des transistors de puissance.

3.2.2.1 Effet de la variabilité des paramètres PVT sur l'émissivité conduite de circuit de commutation

Les progrès des techniques de fabrication des circuits intégrés ont permis de réduire considérablement la taille des composants et donc des systèmes électroniques tout en augmentant leur rapidité et en diminuant leur consommation. Toutefois, cette révolution technologique a généré davantage de problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM). Pour pallier cela, les concepteurs de circuits électroniques réalisent différents tests de simulations et de mesures dès la phase de conception des circuits afin d'améliorer autant que possible leur « design » d'un point de vue CEM. Cependant, ces tests peuvent s'avérer insuffisants car ils ne tiennent pas compte des variabilités PVT (« Process, Voltage, Temperature ») qui peuvent induire des variations importantes des caractéristiques CEM des circuits électroniques.

Les travaux réalisés dans le cadre de la thèse CIFRE de doctorat de Nicolas Baptistat [Baptistat_a, 2020] en collaboration avec la société NXP ont eu pour objectif de montrer tout l'intérêt de prendre en considération les variations des paramètres PVT aussi bien pendant la phase de simulation CEM que pendant la phase de mesure CEM, et de proposer des solutions implémentables pour les entreprises de conception de circuits électroniques.

Pour ce faire, ces travaux ont exploré en particulier l'impact des variabilités des paramètres PVT sur les caractéristiques d'émissivité conduite d'une cellule de commutation constituée dans

un premier temps d'un simple transistor MOS et dans un deuxième temps constituée d'un transistor MOS associé à un circuit de pilotage complet destiné à des applications automobiles.

3.2.2.1.1 Étude des effets PVT sur un circuit de commutation simple : Transistor MOS

Le banc de mesure utilisé pour l'étude des effets PVT sur un circuit de commutation simple est constitué d'une structure « low side » construite autour d'un transistor MOS. Le signal de grille de la structure « low side » est généré par un générateur de fonction. La mesure d'émission conduite est réalisée via une mesure 150Ω . Afin d'étudier l'effet de la température, un conditionneur d'air permettant de souffler localement un flux d'air dont la température peut varier de $-50 \text{ }^\circ\text{C}$ à $200 \text{ }^\circ\text{C}$, est utilisé. La figure 77 montre le schéma du banc de mesure ainsi qu'une photo.

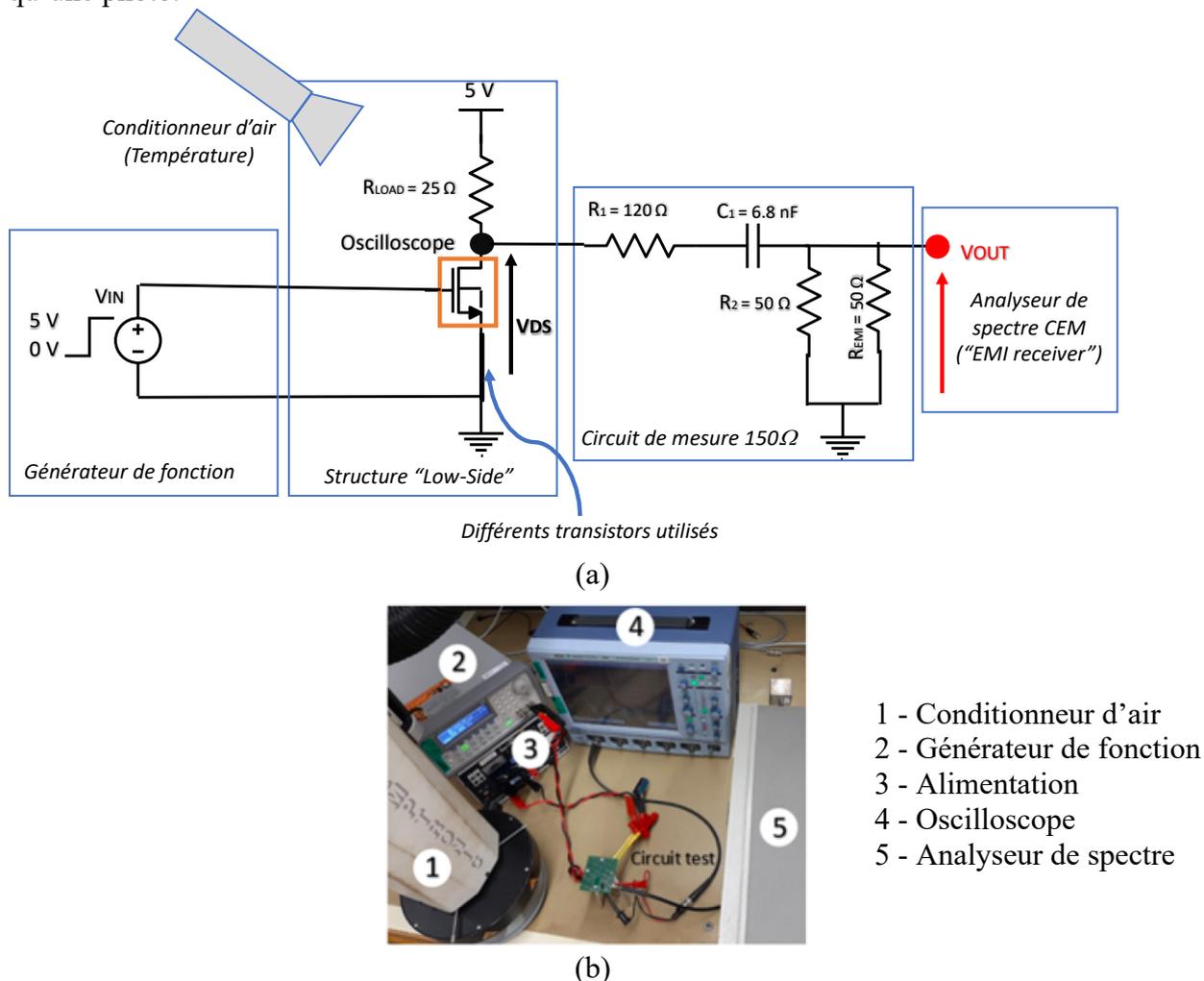


Figure 77 : Banc de mesure pour l'étude des effets PVT sur les caractéristiques d'émissivité conduite d'un circuit de commutation simple.

Plusieurs mesures d'émissivité conduite ont été réalisées en faisant varier différents paramètres PVT, et ce sur plusieurs transistors. Les mesures réalisées ont montré premièrement que les caractéristiques d'émission conduite étaient très différentes notamment dans la zone « haute fréquence », suivant la référence de transistor MOS utilisée. D'un point de vue obsolescence, ce résultat est important car il montre que la modification du transistor par un transistor pin à pin compatible peut modifier les caractéristiques CEM d'un circuit, de plusieurs dizaines de dB [Baptistat_a, 2019]. Deuxièmement, que ce soit une variation de température, une variation de la forme d'onde du signal de grille ou une variation de la tension d'alimentation, une variation

de l'ordre de 10 dB peut être observée sur le spectre d'émission du circuit « low side ». Cela montre bien qu'une variation des paramètres PVT peut avoir un effet non négligeable sur les caractéristiques CEM d'un dispositif. A titre d'illustration, la figure 78 présente deux résultats. Le premier correspond au spectre d'émissivité obtenu pour chacun des trois transistors testés dont la référence apparaît dans la légende. Le deuxième résultat montre l'effet de la température sur un des trois transistors.

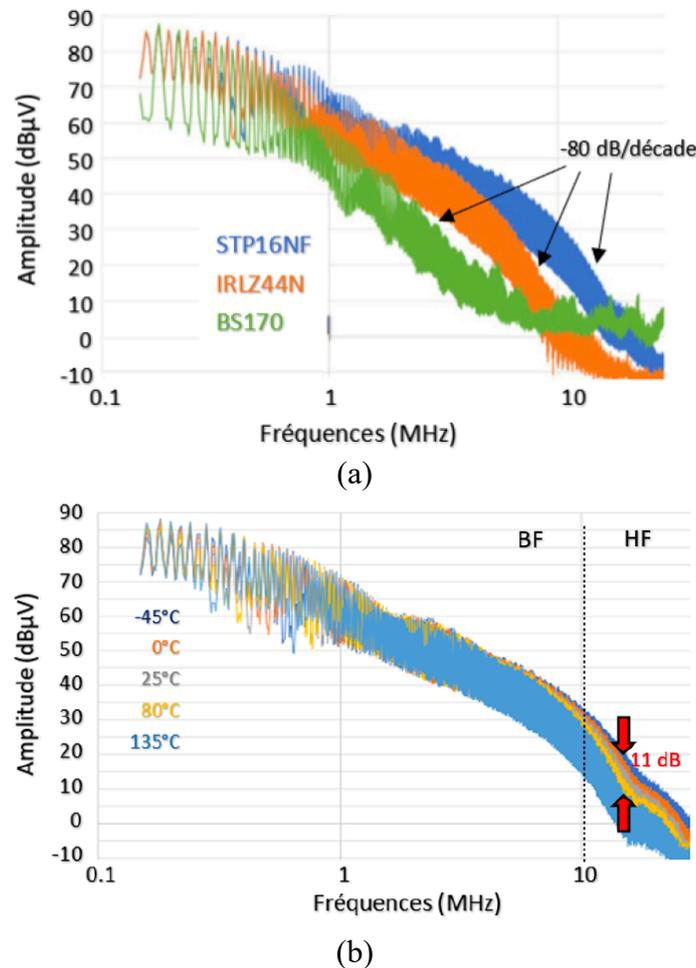


Figure 78 : Exemples de résultats d'émission conduite obtenus sur la structure « low side » : (a) pour différentes références de transistor, (b) pour différentes température.

3.2.2.1.2 Étude des effets PVT sur un circuit de commutation complet : Driver + Transistor MOS

Dans les applications réelles, le transistor MOS est généralement piloté par un « driver ». Ce circuit permet de définir un profil de courant de charge de grille I_G permettant d'induire un effet de « round shaping » c'est-à-dire d'arrondissement des angles du signal de sortie du transistor V_{out} et donc une diminution des niveaux d'émission conduite du circuit. La figure 79 présente un profil de courant de grille I_G en quatre étapes permettant de créer un profil arrondi de la tension de sortie V_{out} et une diminution des niveaux du spectre de sortie, notamment en « haute fréquence ».

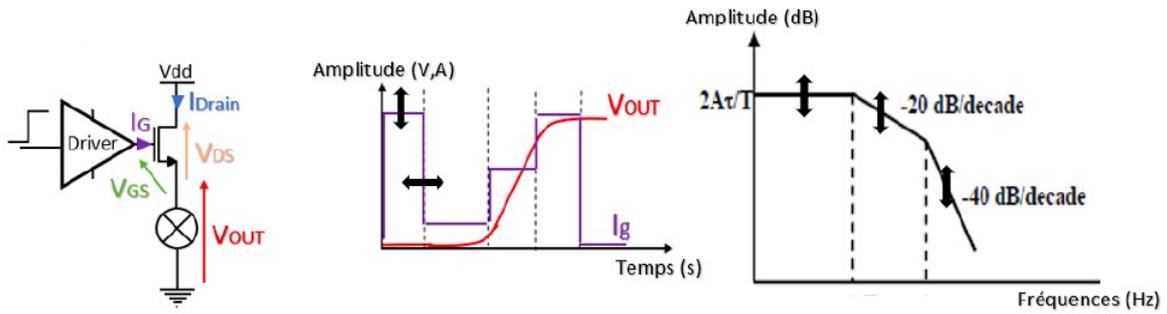


Figure 79 : Profil de courant de grille I_G en quatre étapes permettant de créer un profil arrondi de la tension de sortie V_{out} et une diminution des niveaux du spectre de sortie.

Le driver utilisé est le circuit HTSSOP28 de NXP dont le schéma électrique est présenté sur la figure 80.

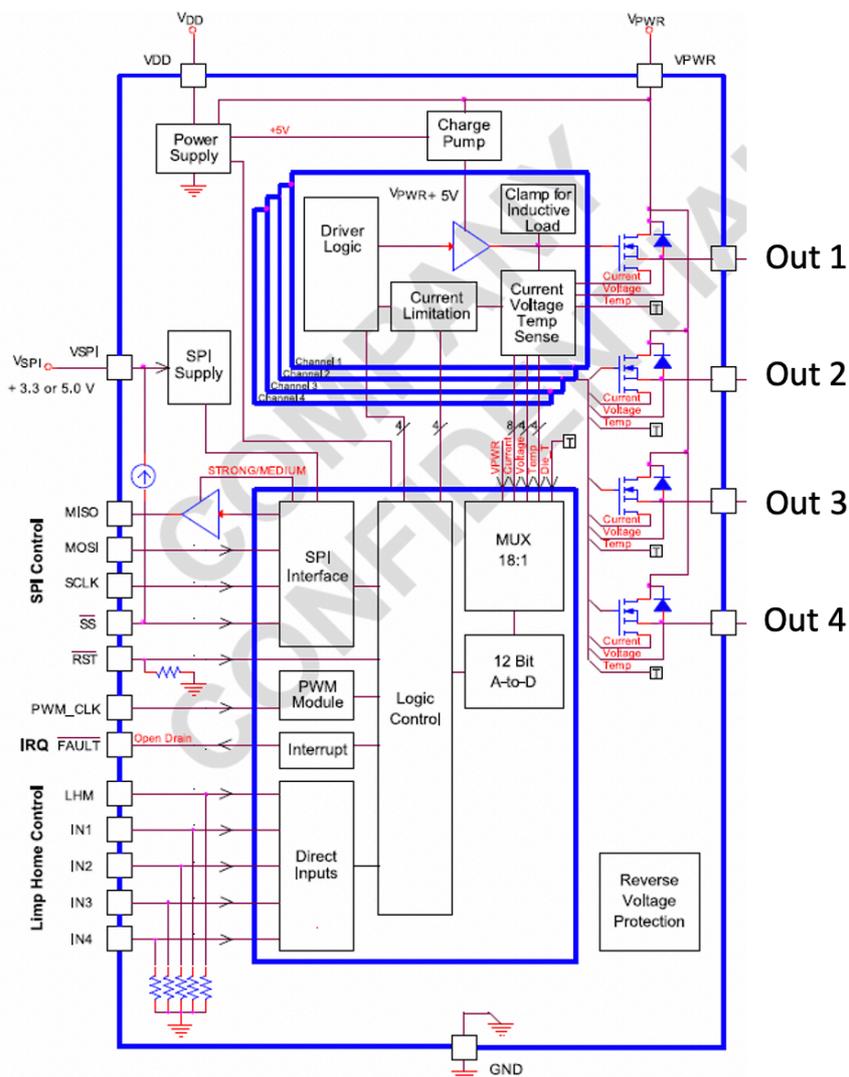


Figure 80 : Schéma électrique du circuit « driver » étudié.

Ce circuit intégré comprend les éléments de 4 drivers pilotables via une liaison SPI et intègre aussi les 4 transistors de puissance dont les sorties sont les pins out1, out2, out3, out4. Pour réaliser des mesures d'émissivité, les sorties du circuit ont été chargées par des ampoules,

identiques à celles utilisées dans les automobiles, et le circuit est alimenté par une batterie 24 V. La figure 81 présente une photo du banc de mesure.

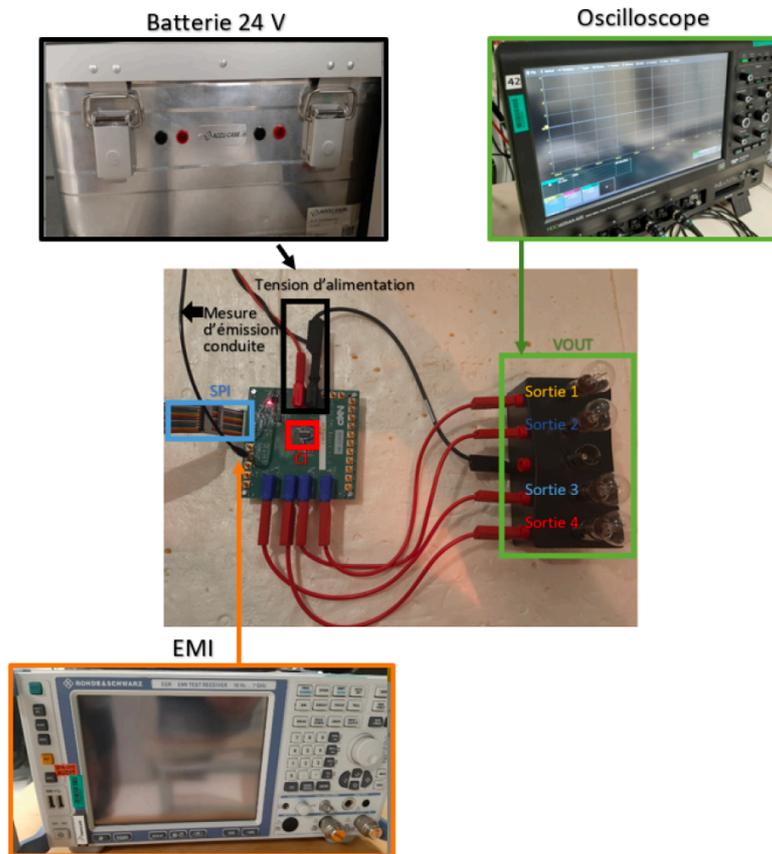


Figure 81 : Photo du circuit « driver » étudié et des appareils utilisés.

Différentes mesures d'émissivité permettant d'étudier les effets de variations PVT ont été réalisées. L'étude de la variation du « process » a été effectuée en réalisant des mesures d'émissivité sur différents composants de référence identique provenant d'un même lot et de lots différents. L'influence de la température a été étudiée en réalisant des mesures d'émissivité pour différentes températures. Dans ce dernier cas, seule la température du composant « driver » est modifiée. L'influence de la tension n'a pas été étudiée dans cette étude.

Les mesures réalisées sur les quatre sorties d'un même circuit, sur les mêmes sorties de circuits différents provenant de mêmes lots ou de lots différents ont montré des variations d'émissivité conduite pouvant atteindre une dizaine de dB. Ce résultat est intéressant car classiquement l'optimisation des caractéristiques d'émissivité à travers la définition des niveaux de courant de grille délivrés par le driver est réalisée sur une des sorties du composant et sur un seul composant spécifique. Dès lors, d'après les résultats obtenus, on peut en conclure que cette optimisation n'aura pas le même effet d'une sortie à l'autre d'un même composant et d'une même sortie d'un autre composant. Il n'est d'ailleurs pas impossible que cette optimisation améliore les caractéristiques d'émissivité pour certaines sorties mais les dégrade pour d'autres. En conclusion, l'optimisation recherchée sera inopérante. La figure 82 présente la mesure d'émissivité conduite réalisée sur deux sorties d'un même composant.

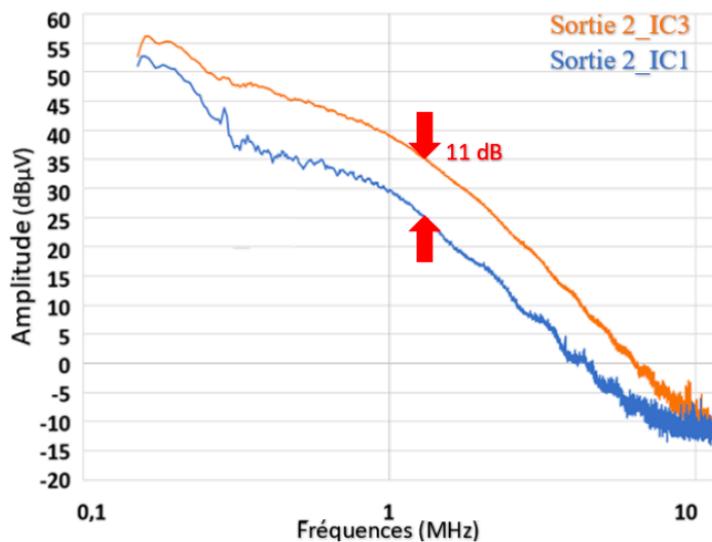


Figure 82 : Spectre d'émissivité conduite de deux sorties identiques de deux composants différents.

Les mesures réalisées en température [Baptistat_a, 2021] ont montré des résultats d'émissivité conduite pouvant varier d'une quinzaine de dB comme le montre la figure 83.

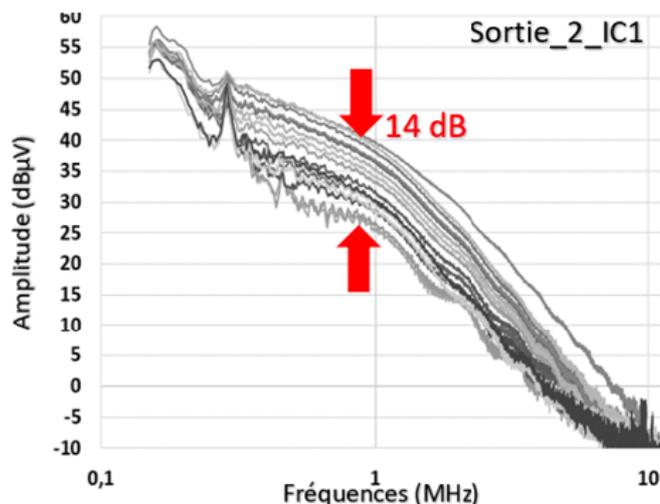


Figure 83 : Influence de la température entre -40°C et 130°C sur l'émission conduite du « driver ».

Ces résultats sont d'autant plus intéressants que cette variation de niveau d'émissivité peut être forte pour une faible variation de température. Comme le montre la figure 84, l'évolution du niveau d'émissivité conduite à la fréquence de 1 MHz en fonction de la température peut présenter une modification de 14 dB du niveau d'émissivité pour une variation de seulement 1°C de la température.

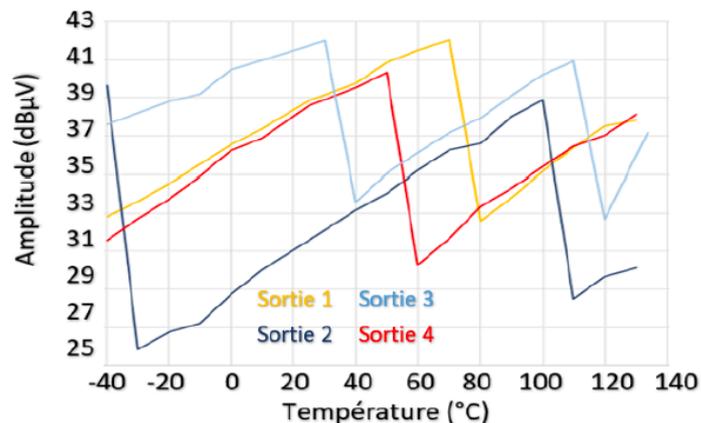


Figure 84 : Évolution du niveau d'émissivité conduite à la fréquence de 1 MHz en fonction de la température.

Des investigations approfondies ont permis de comprendre ces phénomènes. Ces phénomènes de variation « brutale » du spectre d'émissivité conduite viennent de l'apparition sur le signal de sortie du transistor d'une rupture de pente lors de la transition de montée comme le montre la figure 85. Il est intéressant de constater qu'un phénomène qui semble insignifiant d'un point de vue temporel (rupture de pente de quelques 100 mV et quelques 100 us), puisque le signal de sortie varie de 0 à 24 V avec une période 1 ms, peut modifier les niveaux du spectre d'émissivité du circuit de plus de 15 dB.

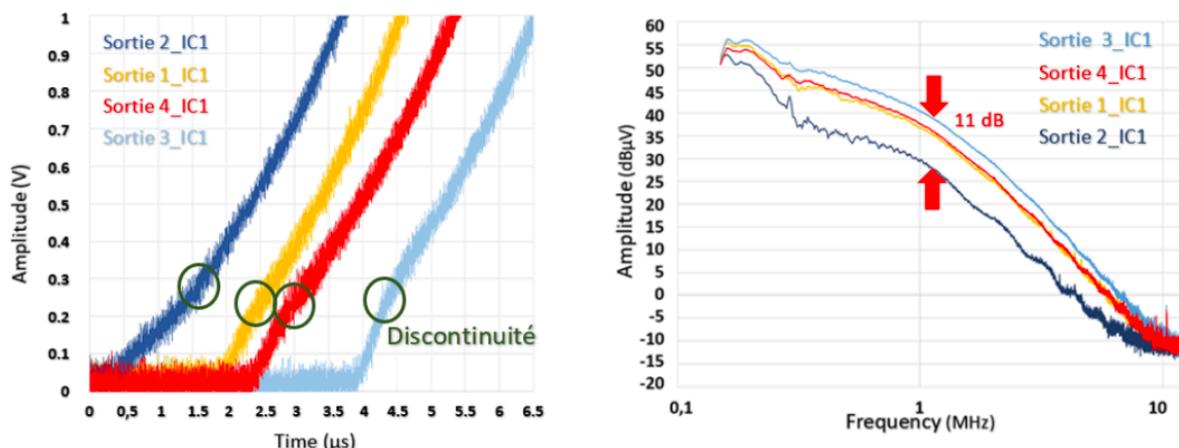


Figure 85 : Influence de la température entre -40°C et 130°C sur l'émission conduite du « driver ».

Cette rupture de pente sur le signal de sortie du transistor vient d'une variation du courant de charge de la grille du transistor générée par le « driver ». Les différents niveaux et timing de ce courant de charge étant pilotés par un oscillateur RC, une variation même faible de ce signal d'horloge, provoquée par une variation de « Process, Voltage, Temperature », peut engendrer une modification spontanée de ce profil de courant et donc des caractéristiques d'émissivité du circuit.

3.2.2.1.3 Utilité de la simulation pour prévenir des phénomènes observés

La simulation est d'ores et déjà utilisée par les concepteurs de circuits électroniques pour estimer les performances électriques de leur circuit. Les paramètres tels que les temps de montée et de descente, la période, le rapport cyclique ainsi que les niveaux d'amplitude sont

donc classiquement simulés. L'influence des variations PVT sur ces paramètres est bien évidemment étudiée. Cependant, des phénomènes ponctuels comme la rupture de pente de la transition de montée comme observée dans la section précédente, ne sont pas explorés. La raison est que ce sont des phénomènes ponctuels ayant des impacts négligeables si l'on regarde l'allure globale du signal temporel de sortie et qu'on ne considère que les caractéristiques fonctionnelles du circuit.

La simulation est aussi utilisée pour estimer les caractéristiques CEM des circuits. Cependant, les simulations sont réalisées pour quelques paramètres bien spécifiques du circuit. Les variations PVT ne sont, dans ce cadre, pas prises en compte. Pourtant, l'influence des variations PVT peuvent être observées par simulation, du moment que la structure interne du circuit est connue. La figure 86 présente le schéma de simulation du driver simulé sous le logiciel cadence.

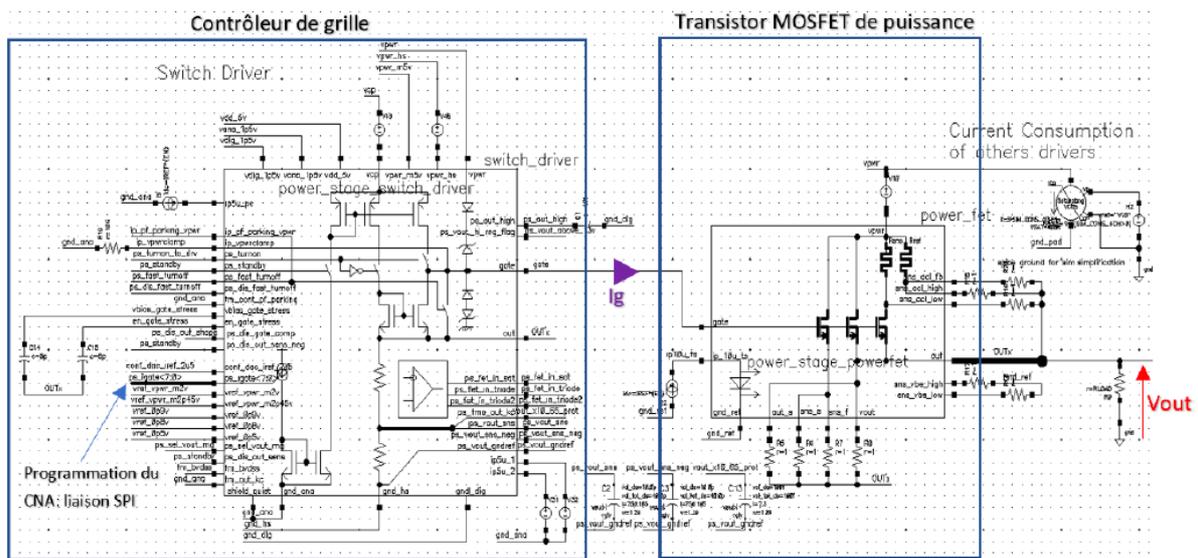


Figure 86 : Schéma Cadence de simulation du driver.

La figure 87 présente la simulation de l'influence d'une variation de « process » sur la rupture de pente du signal de sortie du transistor. Les variations de « process » ont été introduites dans la simulation par des variations de la taille et l'épaisseur de l'oxyde de grille des transistors MOSFETs, des capacités parasites, des résistances parasites et des transistors BJT. Ces variations sont bien entendues conformes aux variations classiquement utilisées chez NXP.

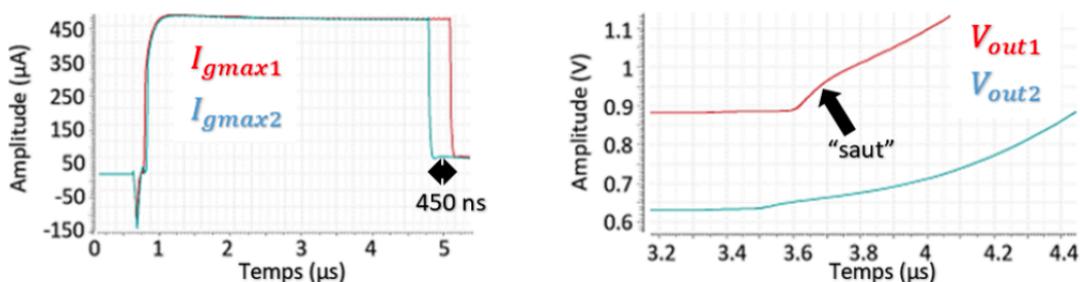


Figure 87 : Observation par simulation de l'influence d'une variation de « process » sur la rupture de pente.

La figure 88 présente la simulation de l'influence d'une variation de température sur la rupture de pente de la transition du signal de sortie du transistor.

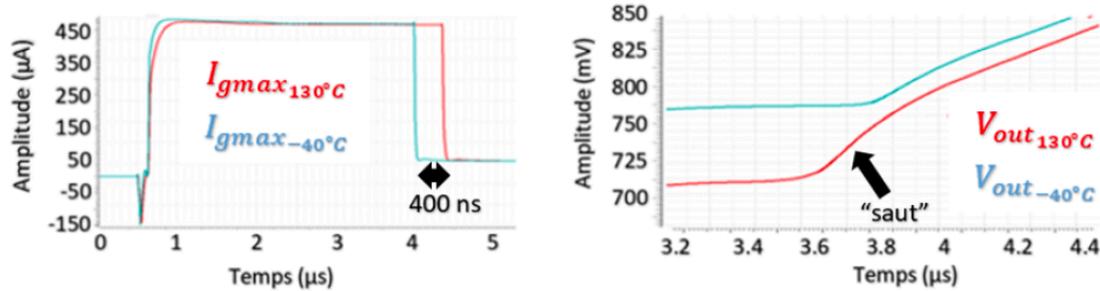


Figure 88 : Observation par simulation de l’influence d’une variation de température sur la rupture de pente.

Les résultats de simulation, dont certains sont présentés sur les figures 87 et 88, montrent effectivement l’apparition plus ou moins prononcée de cette rupture de pente face à des variations PVT, dû à une augmentation de la durée du « step » du courant I_G . Cela prouve que la simulation est un outil précieux pour estimer la variation des caractéristiques CEM d’un circuit dès la phase de conception. Bien évidemment, il n’est pas envisageable de réaliser des milliers de simulation pour déceler des phénomènes ponctuels pouvant impacter les caractéristiques CEM du circuit. La solution est donc de comprendre les liens étroits qui existent entre les paramètres électriques et les caractéristiques CEM des dispositifs. De cette façon, des simulations ciblées peuvent être réalisées dès la phase de conception pour estimer l’impact des variations PVT sur les caractéristiques CEM des circuits électroniques, améliorant de fait le processus de conception global.

3.2.2.2 Effets de la température sur l’immunité conduite d’un circuit AOP

Ma deuxième contribution au domaine de la fiabilité électromagnétique a concerné l’étude de l’effet de la température sur les caractéristiques d’immunité conduite d’un circuit construit autour d’un amplificateur opérationnel, et la prise en compte de cet effet dans son modèle ICIM-CI. Ce travail a permis de proposer une structure du modèle ICIM-CI prenant en compte les effets de l’environnement [Dubois_a, 2015].

Le banc de mesure utilisé pour réaliser cette étude consiste en l’association d’un banc DPI avec un conditionneur d’air pour refroidir ou chauffer localement un composant. La figure 89 présente une photo du banc de mesure.

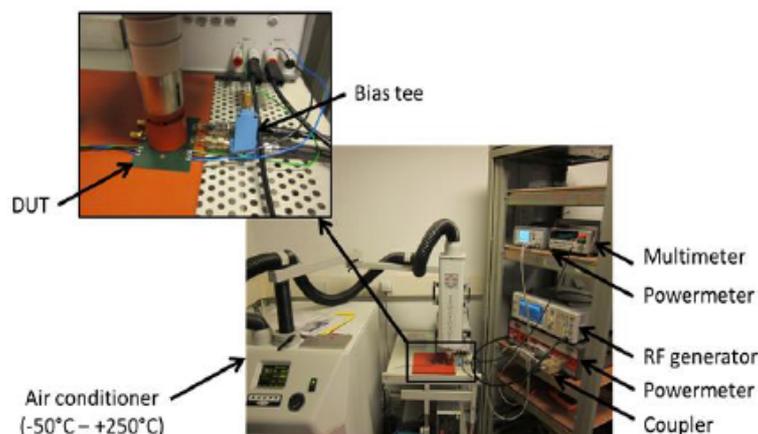


Figure 89 : Banc de mesure permettant d’étudier l’effet de la température sur les caractéristiques d’immunité conduite d’un circuit électronique.

Le circuit étudié est le même que celui présenté dans la section 3.1.6.2. C'est un circuit construit autour d'un amplificateur opérationnel monté en montage suiveur. Les mesures d'immunité ont été réalisées entre 10 MHz et 1 GHz pour un critère d'immunité correspondant à une variation de la valeur moyenne du signal de sortie de 100 mV. La plage de température testée s'étend de -30°C à 120°C. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 90.

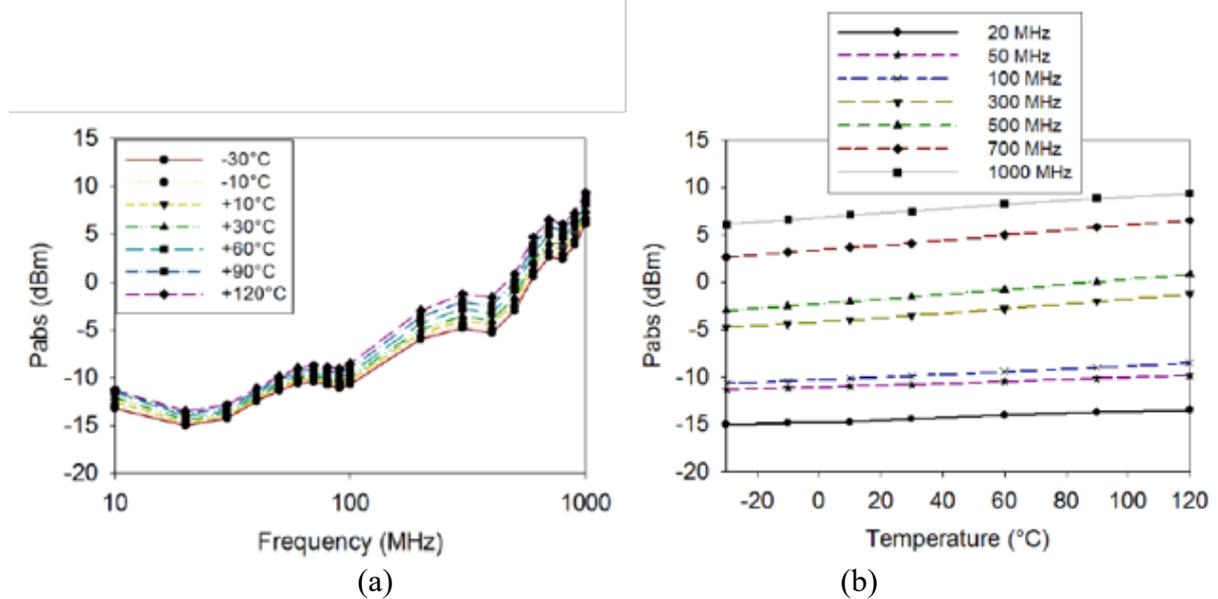


Figure 90 : (a) Courbes d'immunité conduite du circuit du circuit AOp pour différentes températures et (b) évolution du seuil d'immunité en puissance en fonction de la température pour différentes fréquences.

Les résultats montrent premièrement qu'une élévation d'une centaine de degrés (sur la plage étudiée) semble améliorer l'immunité du circuit de quelques dB. Deuxièmement, on observe une évolution linéaire de la valeur de puissance exprimée en dBm nécessaire pour atteindre le seuil de susceptibilité en fonction de la température. Cette évolution linéaire peut facilement être modélisée et donc être intégrée au modèle ICIM-CI du composant.

Le modèle ICIM-CI du composant prenant en compte l'effet de la température a été développé sur le logiciel VHDL-AMS. Le choix de ce logiciel a été motivé par la possibilité qu'il offre de réaliser des modèles comportementaux. La figure 91 présente le schéma bloc du modèle ICIM-CI du circuit étudié en VHDL-AMS.

Outre les blocs PDN et IB du modèle ICIM-CI classique du composant, on trouve un bloc « EVE » permettant de prendre en compte l'environnement dans la réponse en immunité.

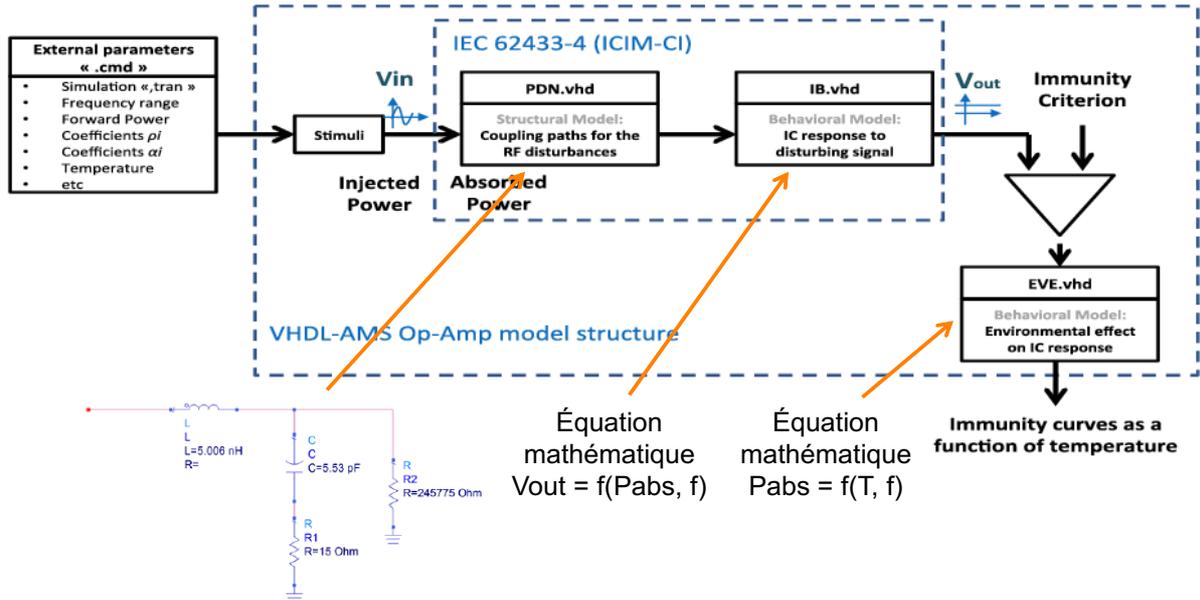


Figure 91 : Modèle ICIM-I prenant en compte l’effet de la température du circuit AOp réalisé en VHDL-AMS.

La comparaison de la courbe d’immunité obtenue par mesure et par simulation à température ambiante est présentée sur la figure 92(a) et les courbes d’immunité obtenues par simulation en fonction de la température sont présentées sur la figure 92(b).

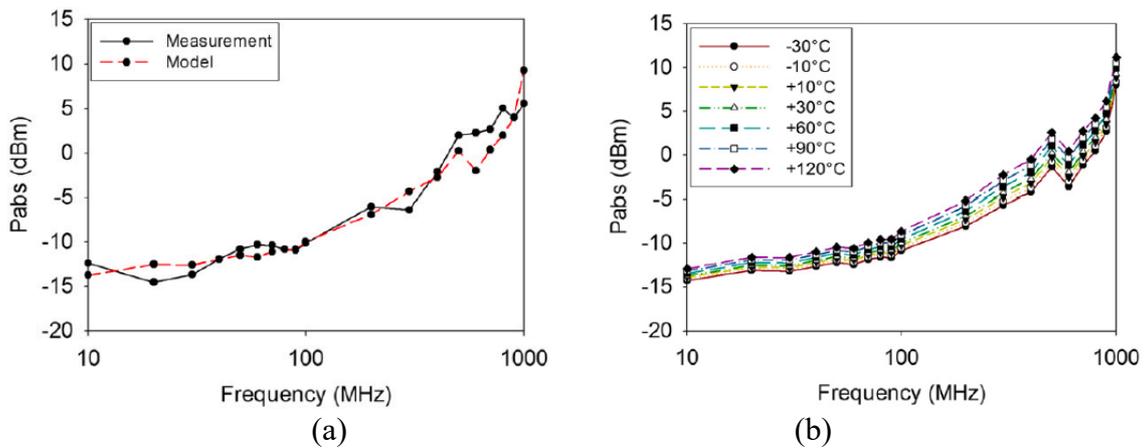


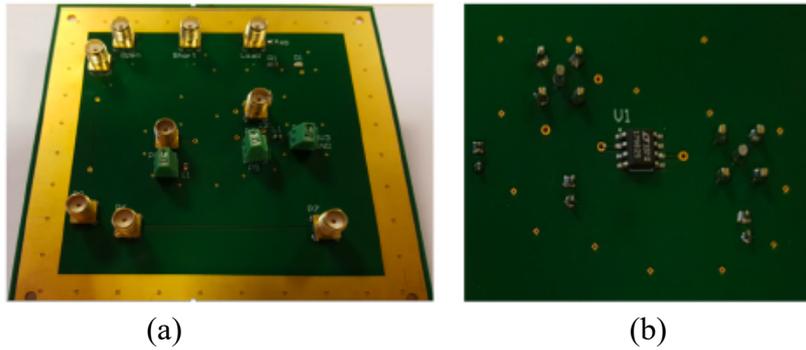
Figure 92 : (a) comparaison entre mesure et simulation de la courbe d’immunité du circuit, (b) effet de la température sur la courbe d’immunité issue du modèle ICIM-CI.

La très bonne corrélation obtenue entre mesure et simulation a permis de valider le modèle ainsi que la procédure permettant de le mettre en œuvre.

3.2.2.3 Effets du vieillissement sur l’immunité d’un circuit référence de tension

Basé sur la méthodologie utilisée précédemment, des études ont été entreprises dans le cadre du projet ROBUSTESSE, pour mesurer l’effet du vieillissement sur les caractéristiques d’immunité conduite de circuits électroniques.

Une étude de fiabilité électromagnétique a ainsi été entreprise sur un circuit référence de tension [Hairoud_a, 2017] dont la carte électronique est présentée sur la figure 93.



(a) (b)
Figure 93 : Photo du circuit référence de tension étudié.

Le vieillissement du circuit a été accéléré par un stress électrique couplé à un stress thermique en enceinte climatique. Afin d’avoir une étude représentative, plusieurs circuits ont été placés dans la cellule et un circuit de référence est resté en dehors. Enfin, pour vérifier le bon fonctionnement du circuit pendant la phase de vieillissement, la tension continue de sortie des circuits ainsi que leur courant de consommation ont été monitorés comme le montre la figure 94.

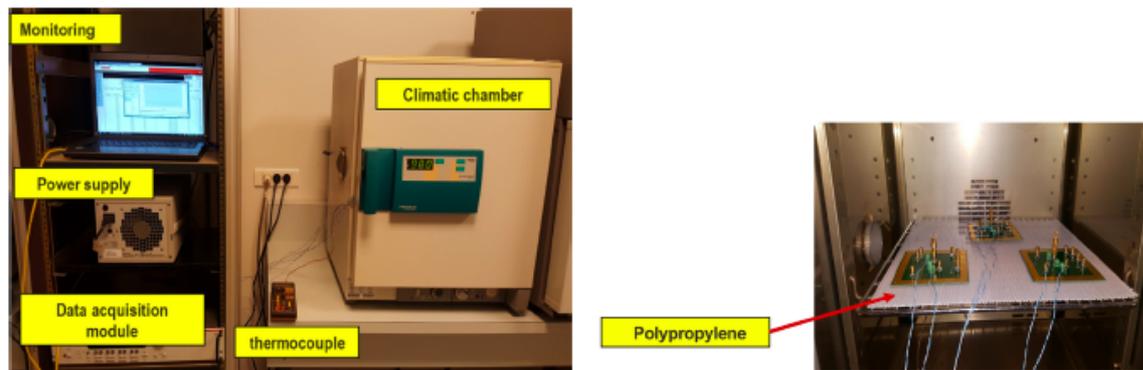


Figure 94 : Photo du banc de vieillissement utilisé pour le vieillissement des circuits références de tension.

Pour réaliser des mesures d’immunité à différents moments du vieillissement, les circuits ont été sortis de l’enceinte climatique à intervalle fixé. La figure 95 présente le profil de test réalisé. Chaque « step », d’une durée de 200h, correspond à une élévation de 10 % supplémentaire de la tension d’alimentation maximale spécifiée par la documentation technique du composant (12,6 V) permettant de simuler un stress électrique. La température de l’enceinte climatique est constante fixée à 100 °C. Les mesures d’immunité associées à des mesures de paramètres S, ont été réalisées au début et à la fin de chaque « step » et sont notés de N1 à N10.

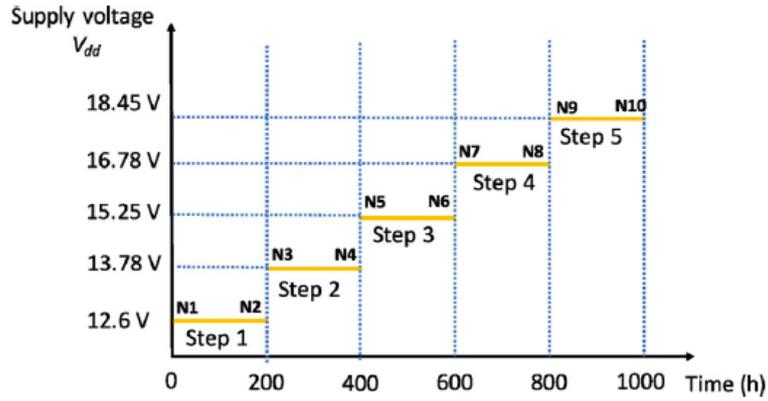


Figure 95 : Profil de mesure utilisé pour l'étude de l'évolution des paramètres d'immunité conduite des circuits référence de tension en fonction du vieillissement.

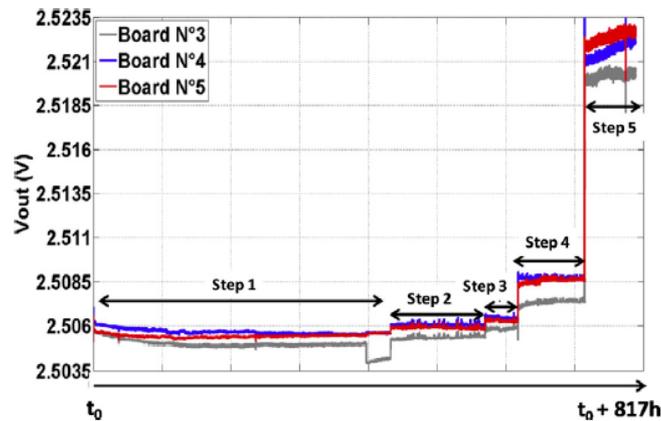
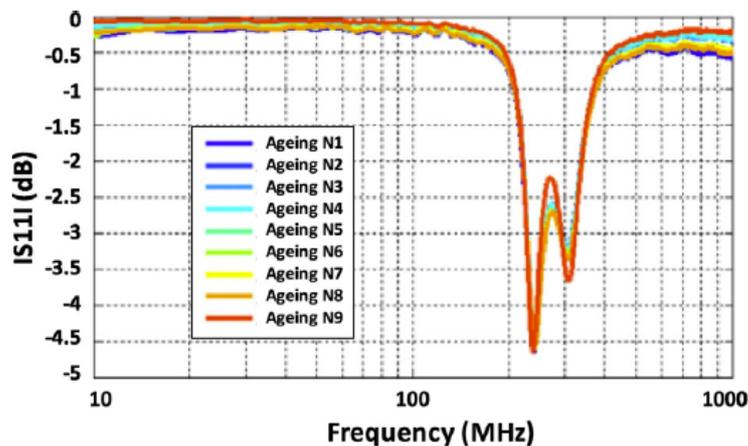
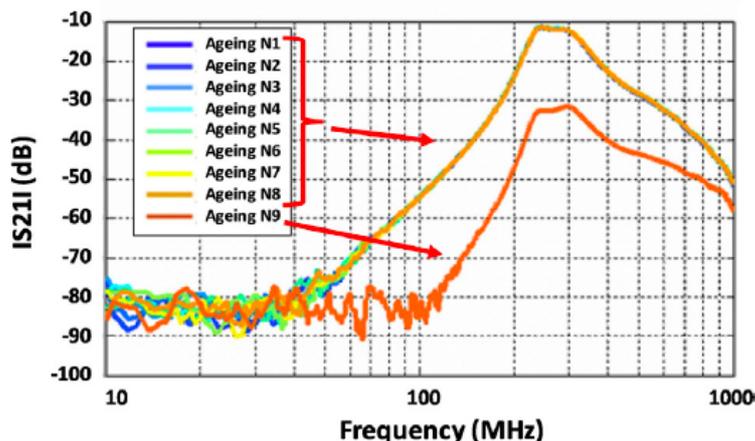


Figure 96 : Évolution de la tension de sortie des circuits référence de tension pendant la phase de stress du circuit.

Le résultat de la figure 96 montre une augmentation de la tension continue de la sortie du circuit après chaque phase de stress électrique. Il est à préciser que le circuit a montré une défaillance au bout de 817 h de stress. La mesure d'immunité N10 n'a donc pas pu être effectuée. La figure 97 montre les mesures des paramètres S11 et S21 d'un des circuits sous test aux différents moments du vieillissement. La figure 98 montre les courbes d'immunité conduite obtenues à ces mêmes moments.



(a)



(b)

Figure 97 : Mesure du paramètre (a) S11 et (b) S21 du circuit référence de tension pour les différentes phases de stress.

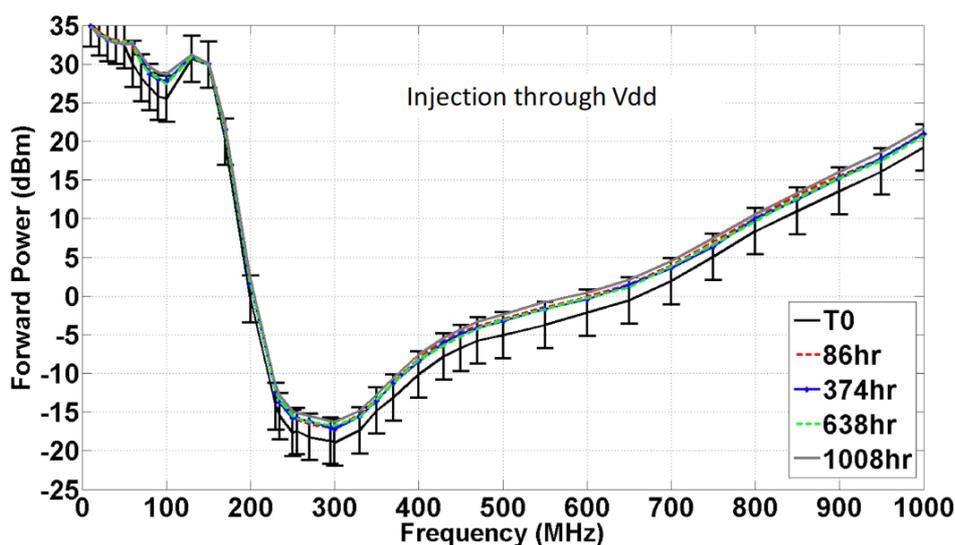


Figure 98 : Courbes d'immunité réalisées aux différents moments de vieillissement.

La principale conclusion à l'issue de ces mesures est que le vieillissement accéléré ne permet pas d'observer une variation significative des paramètres S ou des courbes d'immunité pour les mesures allant de N1 à N8. La seule modification des caractéristiques d'immunité est observée pour la mesure N9, c'est-à-dire juste avant la défaillance du circuit.

3.2.2.4 Amélioration du banc « scan champ proche » pour l'étude de la dégradation des transistors de puissance

Bien que le banc de mesure NFSE ait été développé pour la réalisation d'essais CEM, d'autres utilisations peuvent être envisagées. En effet, son rôle étant de construire une cartographie des différentes composantes des champs électrique et magnétique en zone de champ proche d'un circuit électronique, il permet d'obtenir des informations quant aux courants et aux tensions présentes sur un circuit. C'est dans ce but que nous avons développé une application du « scan champ proche » pour remonter à une cartographie de la distribution des lignes de courant sur des surfaces métalliques [Dubois_a, 2016]. La figure 99 présente le banc de mesure.

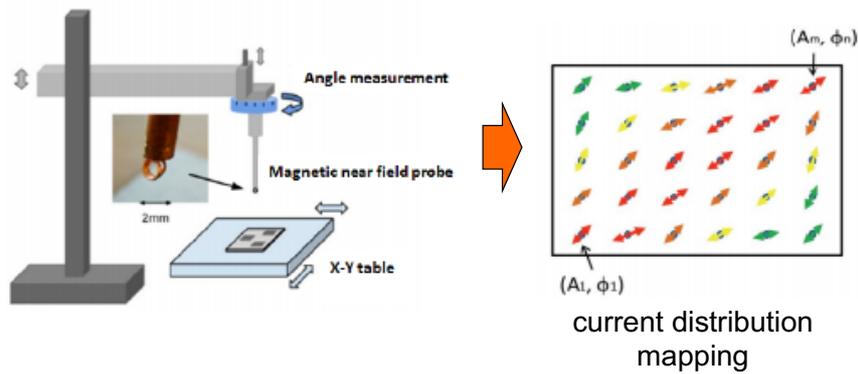


Figure 99 : Scanner champ proche pour la visualisation de la distribution des lignes de courant sur une surface conductrice.

Le principe de ce banc de mesure est d'utiliser une sonde de champ proche pour mesurer la composante horizontale du champ magnétique rayonné par un dispositif. Il est alors possible en faisant une rotation de la sonde de déterminer l'angle pour lequel la composante de champ magnétique est maximale et donc l'orientation de la ligne de courant sur la surface. En déplaçant la sonde au-dessus d'une surface métallique, il est alors possible de réaliser une cartographie des lignes de courant et donc de définir le chemin de circulation du courant. La figure 100 présente la distribution des lignes de courant obtenue sur une antenne patch fonctionnant à 1 GHz.

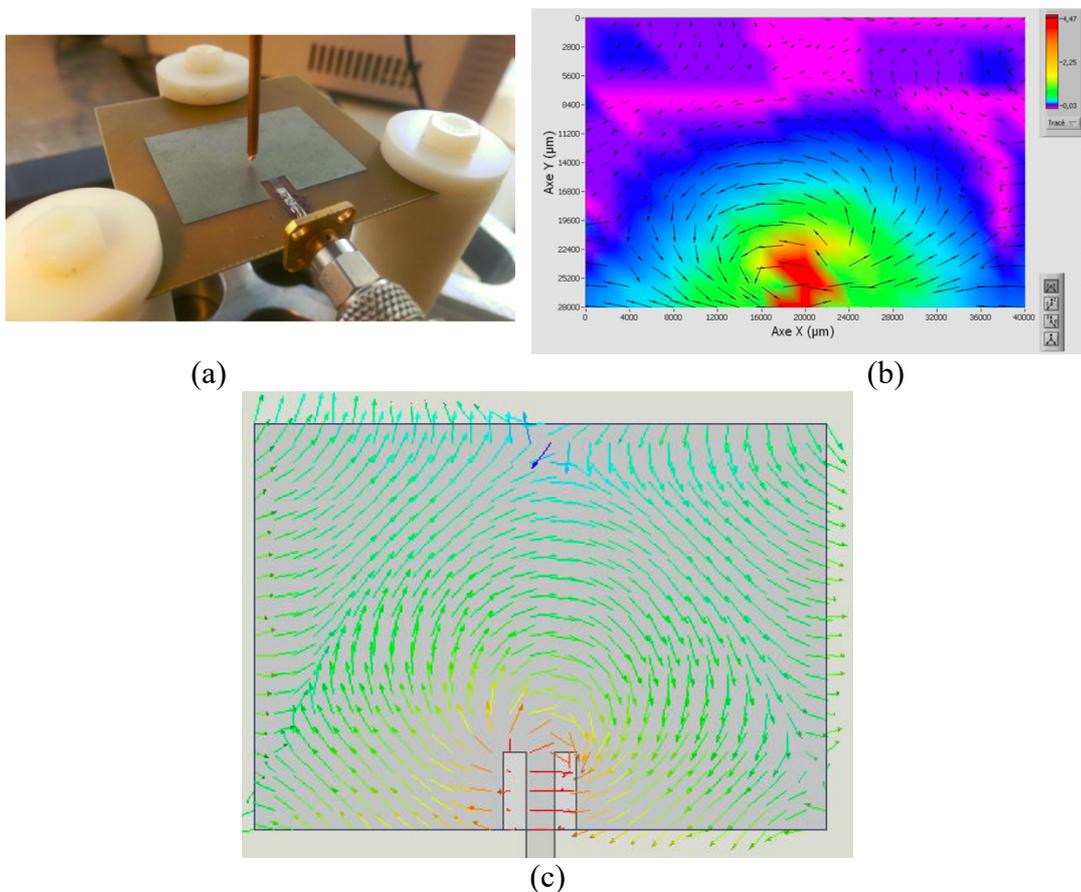


Figure 100 : (a) Photo de l'antenne patch mesurée et de la sonde utilisée, distribution des lignes de courant obtenue (b) par mesure et (c) par simulation EM 3D avec le logiciel HFSS.

Le banc développé a ensuite été utilisé pour étudier l'évolution de l'état de surface du drain de transistors de puissance de type MOSFET et IGBT ayant subis des essais de vieillissement en court-circuit.

La figure 101 présente le banc de mesure utilisé ainsi que les circuits étudiés.

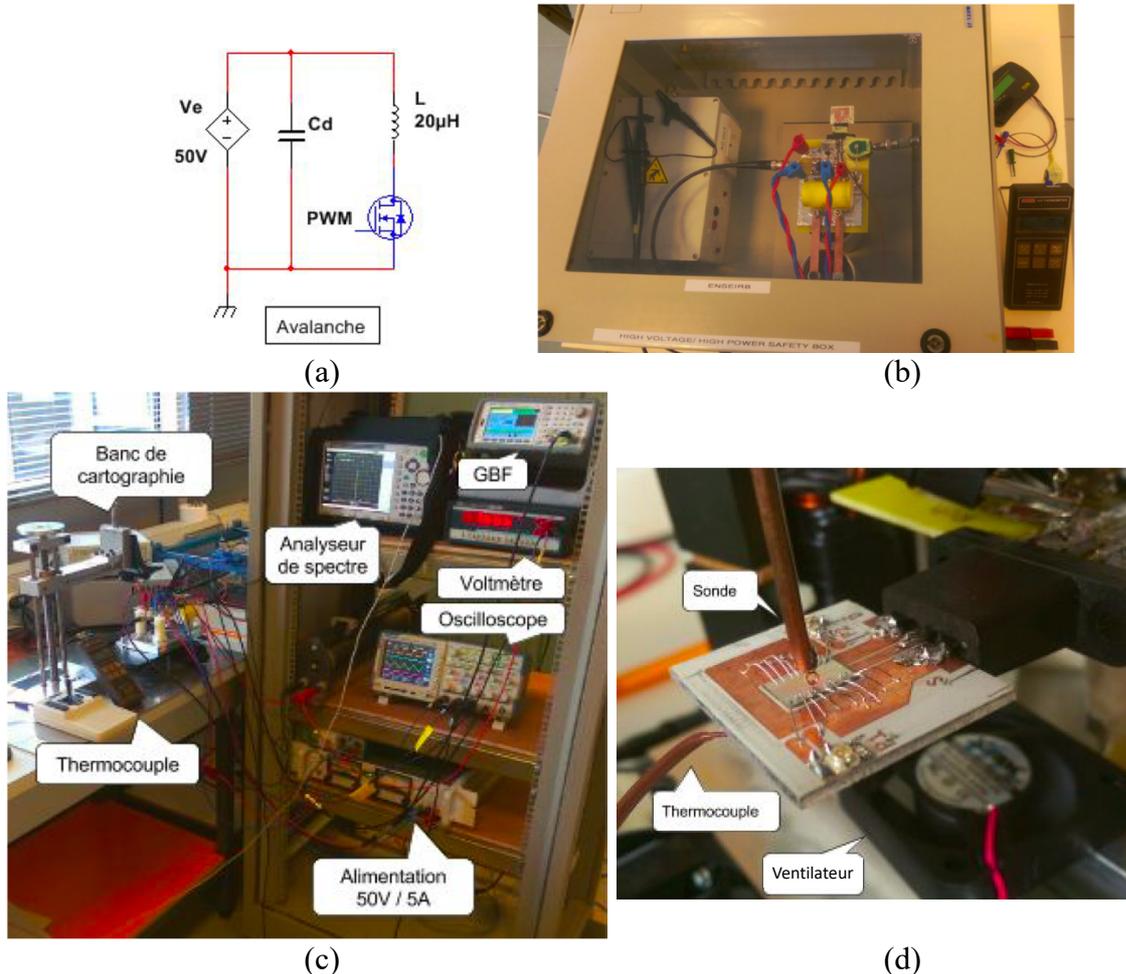


Figure 101 : (a) Circuit pour stresser le transistor en court-circuit, (b) photo du banc de mesure pour stresser les transistors en court-circuit, (c) banc de mesure NFS développé pour la mesure des lignes de courant sur les surfaces conductrices de transistors de puissance et (d) zoom sur la sonde et le transistor.

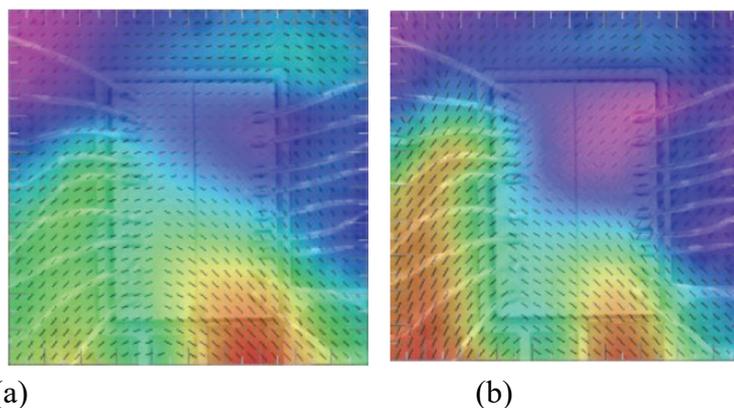


Figure 102 : Évolution de la répartition du courant surfacique d'un transistor MOSFET IRFC4668 au cours du vieillissement : (a) après 1000 cycles, (b) après 600 k cycles.

Les résultats montrent premièrement que le courant prend le chemin le plus court pour circuler du drain vers la source via les fils de bondings localisés en bas à droite du composant figure 102(a). Deuxièmement, une modification dans l'intensité des lignes de courant sur la surface de drain du transistor est observée après 600 k cycles de vieillissement, qui pourrait être expliquée par une modification de la résistance ponctuelle de la surface de drain et donc d'un vieillissement du composant.

Les résultats obtenus lors de cette étude sont très encourageants et montrent l'intérêt du banc scan champ proche pour réaliser des études de fiabilité et notamment pour investiguer, sans contact, l'évolution des champs électriques et magnétiques rayonnés par un circuit et par extension l'évolution des lignes de courant et des potentiels électriques au sein d'un circuit.

3.2.3 Conclusion

La fiabilité électromagnétique est un domaine relativement récent. Mes contributions à ce domaine ont dans un premier temps montré que la température et le vieillissement pouvaient modifier les niveaux des caractéristiques de compatibilité électromagnétique de différents composants de quelques dB seulement. Au premier abord, il semble donc que ces effets soient mineurs. Après quelques études approfondies, il a été cependant observé, sur des systèmes spécifiques comme des drivers de transistor de puissance, qu'une modification de la température de quelques degrés pouvait modifier des niveaux d'émissivité conduite de plus de 15 dB. Il semble donc intéressant, du moins pour la température, mais probablement aussi pour le vieillissement de continuer à explorer les effets de l'environnement, et ce au cours de la vie du produit, sur les caractéristiques CEM de composants et circuits électroniques bien spécifiques comme les composants de puissance.

Le Tableau 24 résume les publications que nous avons réalisées en lien avec le domaine de la fiabilité électromagnétique.

Revue Internationales	Conférences Internationales	Conférences Nationales	GDR
[R16] [R9]	[Ci38] [Ci34] [Ci31] [Ci30] [Ci17] [Ci16]		
2	6	0	0

Tableau 24 : Bilan des communications réalisées sur la thématique Fiabilité électromagnétique.

3.3 Les interférences électromagnétiques intentionnelles

Cette dernière partie, traite du domaine des interférences électromagnétiques.

3.3.1 Introduction

Le domaine des interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) est un domaine voisin de celui de la compatibilité électromagnétique. Il est principalement orienté sur les études de susceptibilité des circuits électroniques face à des signaux électromagnétiques qui peuvent être de formes d'onde très particulières. Jusqu'à maintenant c'est un domaine qui était très fortement lié avec les applications militaires mais avec l'augmentation de l'accessibilité ou disponibilité des sources microondes de fortes puissances, ce domaine intéresse maintenant des industries

civiles. Mes contributions à ce domaine sont multiples et ont commencé avec mes travaux de thèse et de postdoctorat. Elles se sont ensuite poursuivies avec l'encadrement de 3 étudiants en thèses et 2 étudiants de master 2 financés par le CEA Gramat, spécialiste de ce domaine.

Cette partie est composée de quatre sections. La première présente la spécificité des signaux considérés dans le domaine des interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI). La deuxième section présente mes travaux dans ce domaine en lien avec les systèmes de communication et de radiodétection. La troisième section présente mes travaux de recherche en lien avec ce domaine et l'électronique de puissance. La dernière section présente les conclusions.

3.3.2 Les signaux et les effets considérés

Le domaine des IEMI diffère du domaine de la CEM et plus particulièrement de l'immunité principalement par les types de signaux considérés. La CEM érige des normes dont le but est de faire cohabiter les systèmes électroniques ensemble. Aussi, les signaux considérés par la CEM sont des signaux connus et ils correspondent généralement aux signaux classiques de fonctionnement des systèmes électroniques auxquels on ajoute quelques signaux de perturbation, non voulus, générés par ces mêmes systèmes. Le domaine des IEMI considère quant à lui, tous les signaux pouvant être générés par l'homme via des armes électromagnétiques, qui permettent, par nature de contourner les protections érigées par la CEM, que ce soit en termes de forme d'onde ou de niveau de puissance.

On considère donc généralement dans le domaine des IEMI deux types de signaux :

- les signaux impulsionnels modulés,
- les signaux impulsionnels.

Dans le domaine des IEMI, les signaux impulsionnels modulés sont généralement générés par des armes à énergie dirigée dont le rôle est de concentrer une certaine forme d'énergie, dans notre cas électromagnétique, afin de créer un ou plusieurs effets létaux ou non-létaux sur une cible, dans notre cas un système électronique. La figure 103 illustre l'émission électromagnétique d'une arme à énergie dirigée.

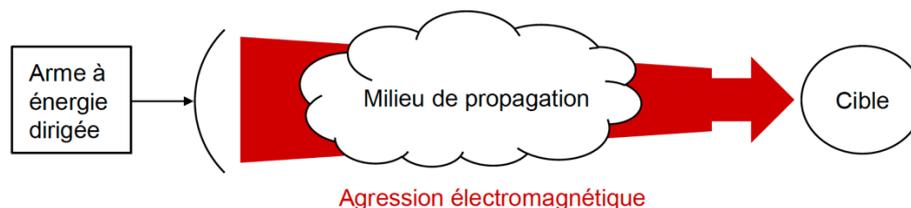


Figure 103 : Illustration d'une arme à énergie dirigée.

Les signaux impulsionnels sont quant à eux générés par des générateurs d'impulsion électromagnétique dont le rôle est de rayonner dans toutes les directions une énergie électromagnétique importante pouvant causer la perturbation voire la destruction des systèmes électroniques « à proximité » [Radasky_a, 2004]. Une des armes les plus connues capable de générer de telles énergies est la bombe atomique. Lorsque cette dernière est utilisée en très haute altitude, une impulsion électromagnétique est générée. Les niveaux de champ générés sont tels qu'ils sont capables de détruire les systèmes électroniques présents au niveau du sol terrestre.

Les effets sur l'électronique induits par les IEMI sont donc multiples et ont été classés de la façon suivante par [Walling_a, 2000] ou encore [Benford_a, 2019]. La figure 104 présente ces deux classifications.

Effet	Description
<i>Deny</i>	Suppression de la fonctionnalité sans dommage physique
<i>Degrade</i>	Dysfonctionnement réversible de la cible
<i>Damage</i>	Dysfonctionnement de la cible nécessitant une intervention
<i>Destroy</i>	Destruction du système visé

(a)

Effet	Description
Jamming	Brouillage du système
Upset	Dysfonctionnement réversible du système
Burnout	Endommagement sévère de l'électronique
Deception	Piratage

(b)

Figure 104 : Classement des effets sur les systèmes électroniques.

Dans les deux cas, on retrouve toujours des effets qui vont du simple brouillage à la destruction physique du système, en passant par une perturbation temporaire.

Mes contributions aux domaines des interférences électromagnétiques intentionnelles sont multiples. La première concerne l'étude des effets d'interférence électromagnétique de type impulsionnelle modulée sur le fonctionnement des récepteurs de système radio. La deuxième concerne l'étude des effets d'interférence électromagnétique intentionnelle du type impulsionnel sur le fonctionnement des alimentations d'équipement électronique.

3.3.3 Les IEMI et les systèmes de communication

Les systèmes de communication sont des systèmes électroniques particulièrement sensibles aux IEMI. Du fait des applications qui leur sont liées, ils sont aussi des cibles privilégiées notamment en temps de guerre. En effet, la destruction des systèmes de communication désordonne l'armée adverse. Avec l'avènement des radar embarqués et des objets connectés, les systèmes de communications se sont multipliés et font maintenant partie de la liste des systèmes sensibles permettant le bon fonctionnement de beaucoup de gros systèmes tels que les voitures, les robots, les avions. Un système de communication ou de radiodétection décrit par le schéma de la figure 105 est généralement composé d'un émetteur et d'un récepteur.

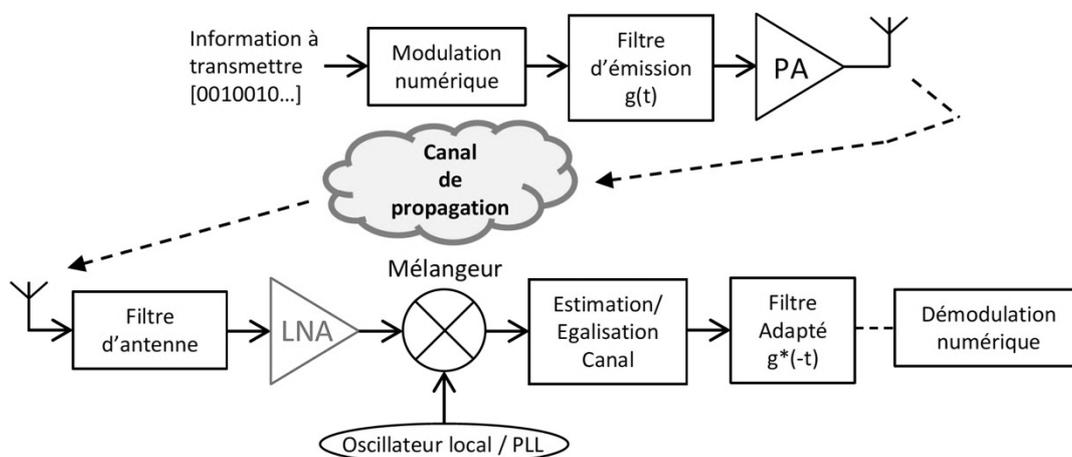


Figure 105 : Illustration d'un système de communication.

La particularité de ces systèmes est qu'ils sont équipés d'antenne pour l'émission et la réception des signaux contenant l'information à transmettre. Ces antennes sont des entrées privilégiées pour l'interférence électromagnétique (IEM) dans un scénario d'IEMI. Par nature, les émetteurs sont peu sensibles aux IEMI du fait de la présence de l'amplificateur de puissance (PA) développé pour travailler avec des signaux de fortes puissances. Par contre, les récepteurs sont des systèmes particulièrement sensibles puisqu'ils sont développés pour travailler avec des signaux de très faibles amplitudes.

Mes travaux sur la susceptibilité des systèmes de réception peuvent être scindés en deux parties dont la première s'est orientée sur l'effet d'IEM sur des boucles à verrouillage de phase constituant l'oscillateur local du récepteur. Ces travaux ont été réalisés lors de mon postdoctorat et se sont poursuivis lors des stages de master 2 de Matthieu Maures et Thomas Pallaro, financés par le CEA DAM. La deuxième partie concerne les effets sur l'amplificateur faible bruit (LNA) de l'étage d'entrée d'un module de réception et a été réalisée dans le cadre de la thèse de Maxime Girard, aussi financée par le CEA DAM.

3.3.3.1 Effet sur la boucle à verrouillage de phase (oscillateur local)

Mes travaux sur l'immunité des boucles à verrouillage de phase (PLL) fonctionnant dans le domaine hyperfréquence m'ont conduit à étudier la susceptibilité face à des interférences EM intentionnelles de ce type de circuit pour des systèmes de communication et plus particulièrement pour des systèmes de réception. Ces études ont été réalisées dans le cadre de mon postdoctorat [Dubois_a, 2011] financé par la DGA puis par le laboratoire Poly-Grames de Montréal au Canada.

La figure 106 rappelle le schéma de principe d'un récepteur ainsi que le trajet que peut prendre l'interférence électromagnétique une fois captée par l'antenne de réception. Comme le montre la figure 106, l'interférence est susceptible de traverser l'amplificateur faible bruit et de se coupler via le mélangeur sur la sortie de l'oscillateur local. Un signal d'amplitude de l'ordre de quelques dBm peut donc pénétrer dans la boucle à verrouillage de phase par sa sortie.

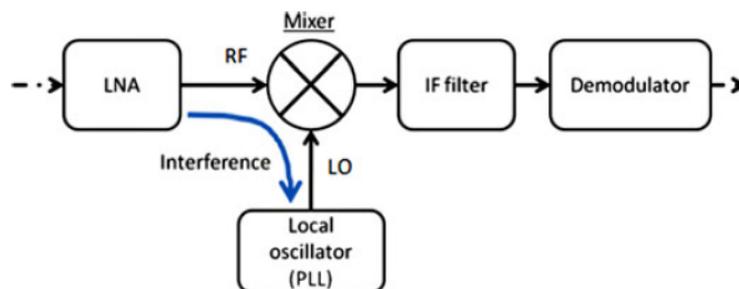


Figure 106 : Propagation d'une interférence électromagnétique vers l'oscillateur local d'un récepteur.

Pour simuler ce scénario, un système d'injection champ proche a été utilisé permettant d'injecter sans contact le signal d'interférence sur la sortie de la PLL. La figure 107 présente le banc d'injection champ proche pour l'étude de la susceptibilité de la PLL.

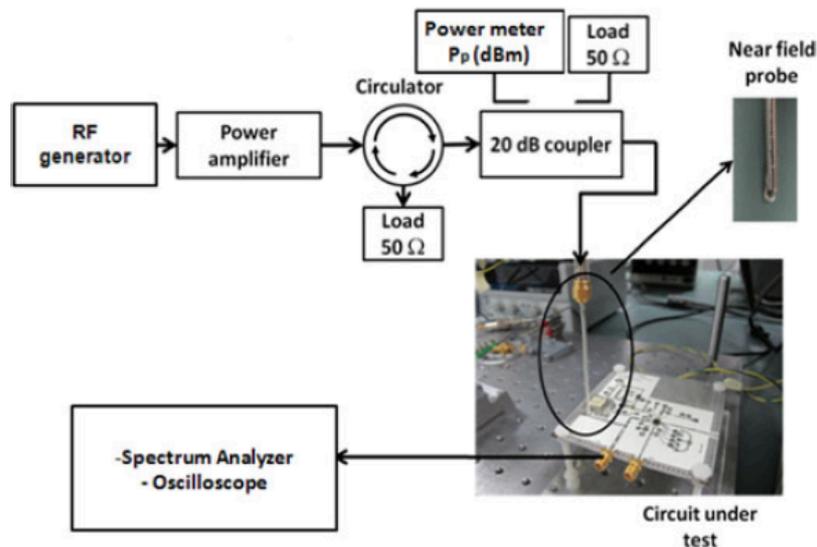


Figure 107 : Système d’injection champ proche utilisé pour l’étude de la susceptibilité de la PLL.

Lors de l’injection d’une interférence électromagnétique par la sortie de la PLL, différents phénomènes de perturbation particulièrement intéressants ont été observés. Ces phénomènes dépendent de la puissance et de la fréquence du signal d’interférence. Si la puissance est trop élevée, cela provoque un déverrouillage de la PLL et donc un non fonctionnement du récepteur qui en dépend. Si la puissance est plus faible, des phénomènes d’oscillation particuliers de la PLL sont observés faisant apparaître des raies indésirables sur le spectre de sortie de cette dernière. La figure 108 récapitule les différents phénomènes observés sur le spectre de sortie de la PLL. L’aspect déverrouillage n’apparaît pas sur ce graphique. Les phénomènes observés sont des phénomènes d’« injection pulling » ainsi que d’oscillations subharmoniques [Dubois_a, 2014].

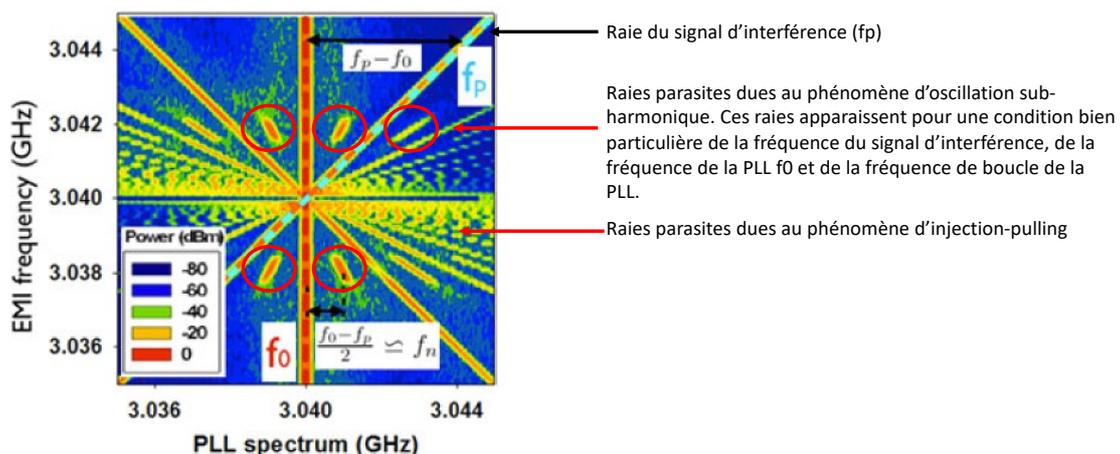
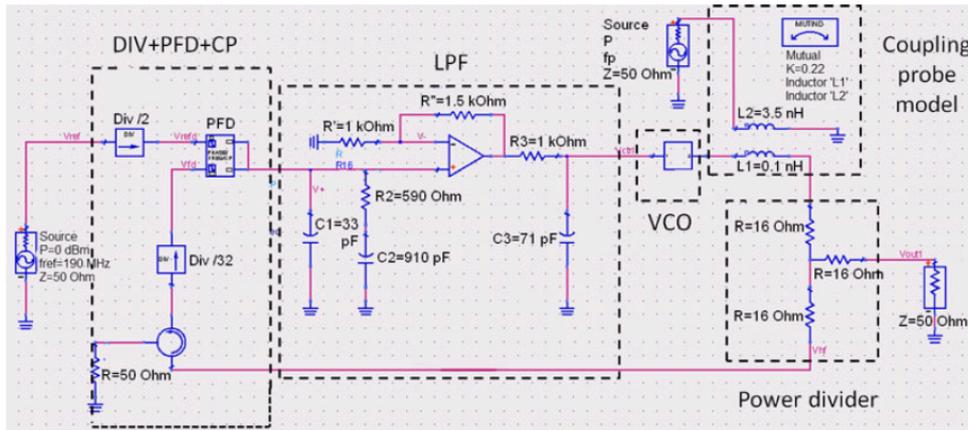


Figure 108 : Spectre de sortie du VCO de la PLL en fonction de la fréquence du signal d’interférence EM notée f_p .

Ces phénomènes d’ « injection pulling » et d’oscillation sub-harmonique sont des phénomènes très fortement non-linéaires qui peuvent être observés aussi bien en mesure qu’en simulation à l’aide du logiciel ADS de Keysight par exemple, à condition d’utiliser des modèles non linéaires de composants. La figure 109(a) montre le schéma électrique simulé, utilisant un modèle de

VCO non-linéaire, permettant de simuler les phénomènes d'injection pulling et d'oscillation sub-harmonique. Les figures 109(b), (c) et (d) présentent les spectres de sorties de la PLL.



(a)

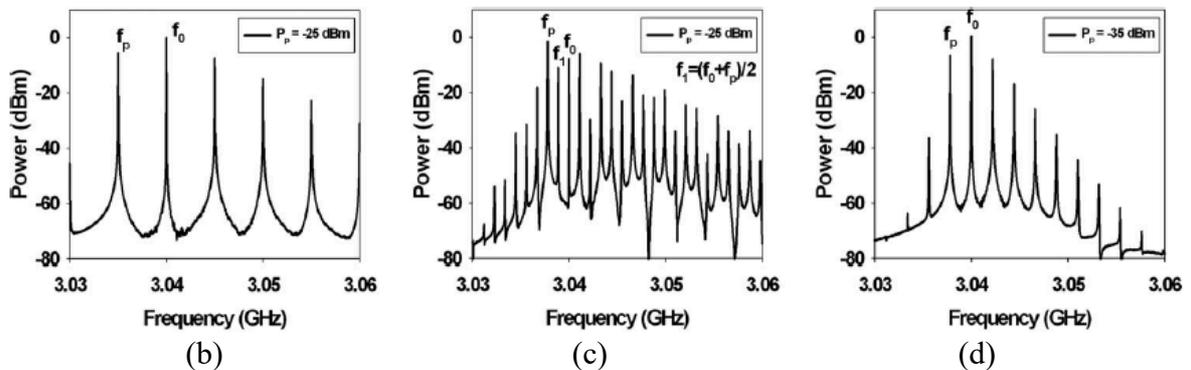


Figure 109 : Simulation des phénomènes de perturbation observés sur le spectre de sortie de la PLL : (a) et (c) Phénomène d'injection pulling, (b) phénomène d'oscillation subharmonique.

Ces phénomènes d'oscillations subharmoniques observés sur la figure 113 ont pu être expliqués théoriquement en modélisant les non-linéarités de la PLL. L'équation de la PLL en présence d'interférence électromagnétique, présentée sur la figure 110, illustre le type d'équation différentielle non-linéaire à considérer pour étudier ces phénomènes.

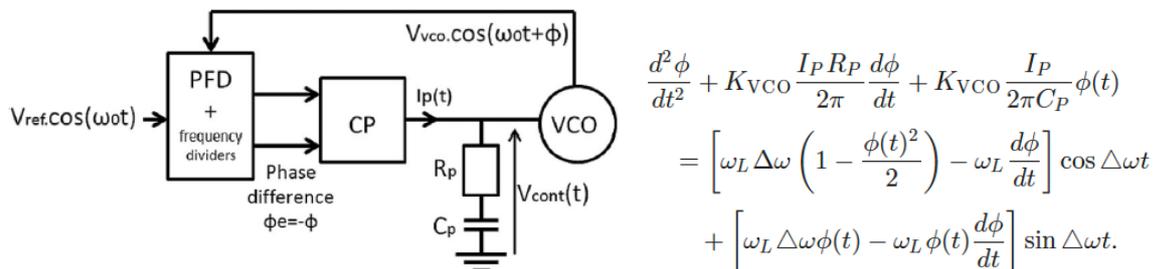


Figure 110 : Schéma et expression mathématique de la PLL permettant l'étude des phénomènes d'oscillations subharmoniques.

Dans l'équation de la figure 110, $\Delta\omega$ correspond à la fréquence de battement entre la fréquence nominale d'oscillation de la PLL et la fréquence du signal d'interférence.

Les études de susceptibilité EM réalisées sur l'oscillateur local d'un récepteur QPSK ont ainsi permis de mettre en avant certains phénomènes de perturbation observés sur le signal de sortie du récepteur. La figure 111 présente la constellation du signal de sortie du récepteur sans et avec la présence de la perturbation au sein de l'oscillateur local [Dubois_b, 2014].

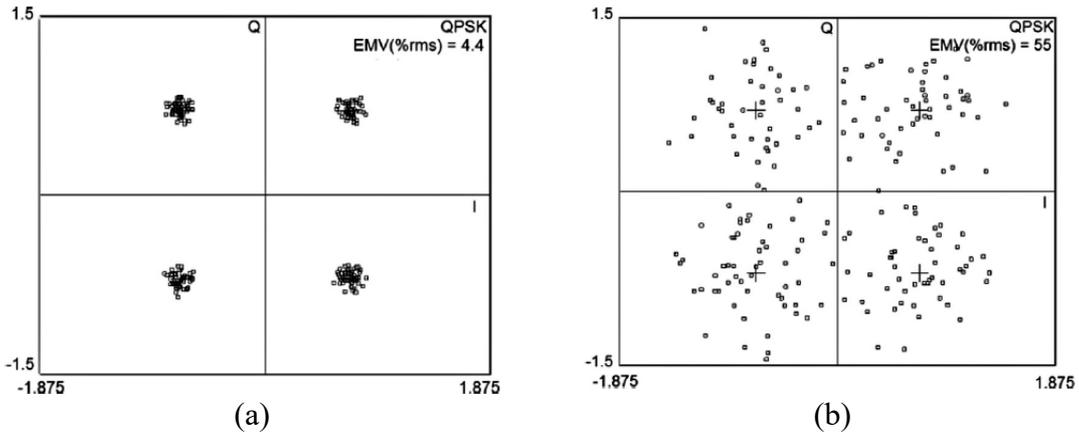


Figure 111 : Constellation du signal de sortie du récepteur QPSK (a) sans interférence EM, (b) avec interférence EM.

Ces travaux ont été poursuivis à travers les stages de Master 2 de Matthieu Maures et de Thomas Pallaro. Dans le cadre de ces stages, nous nous sommes concentrés sur les phénomènes d'oscillation sub-harmonique, sur leur condition d'apparition et sur différentes méthodes pour les caractériser.

Concernant leur apparition, il a pu être observé des oscillations sub-harmoniques d'ordre 2 et d'ordre 3. L'apparition de ces sub-harmoniques dépend principalement de la marge de phase de la PLL ainsi que de la valeur de la fréquence de boucle. On note également que, plus la marge de phase est faible, plus les phénomènes sub-harmoniques d'ordre 2 et 3 apparaissent « facilement », c'est-à-dire à faible puissance d'injection, comme le montre la figure 112.

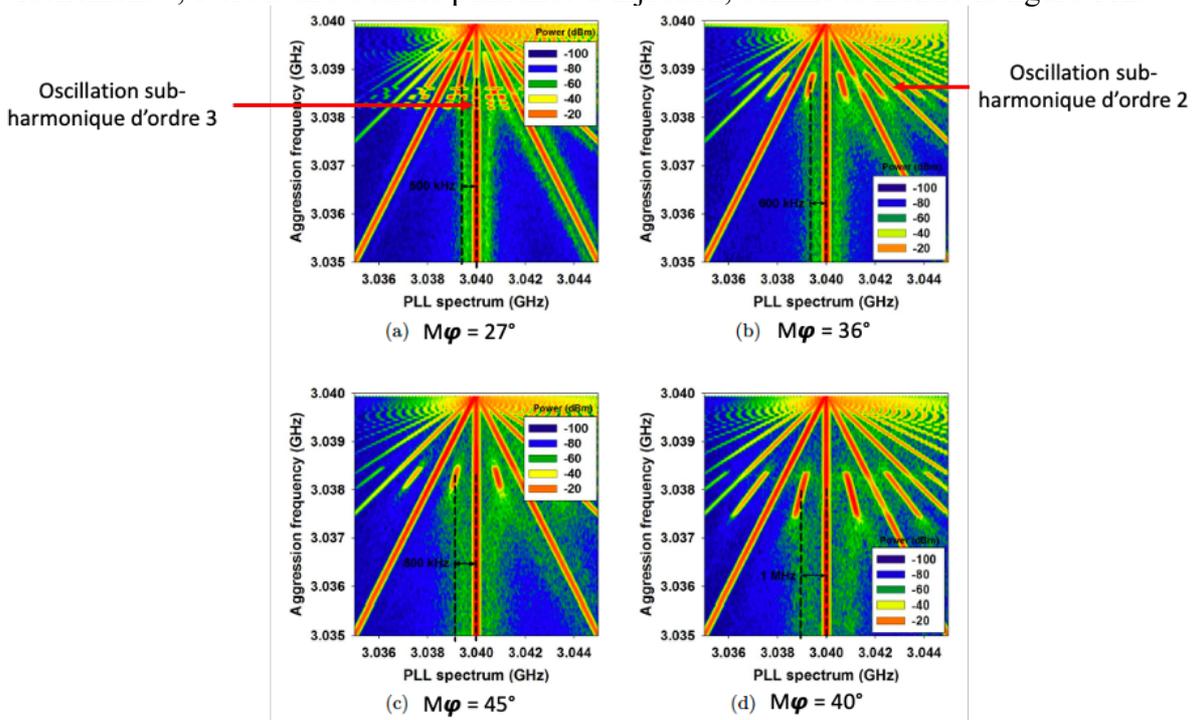


Figure 112 : Effet de la marge de phase sur l'apparition des phénomènes d'oscillation d'ordre 2 et 3.

Enfin l'étude de ces phénomènes d'oscillation apparaissant dans les oscillateurs non linéaires, nous ont conduit aux méthodes d'analyse des systèmes dynamiques, tel que les diagrammes de phase. Ces diagrammes sont intéressants car ils permettent rapidement de définir le mode d'oscillation du système. La figure 113 présente le diagramme de phase du système PLL lors de l'apparition des sub-harmoniques d'ordre de 2.

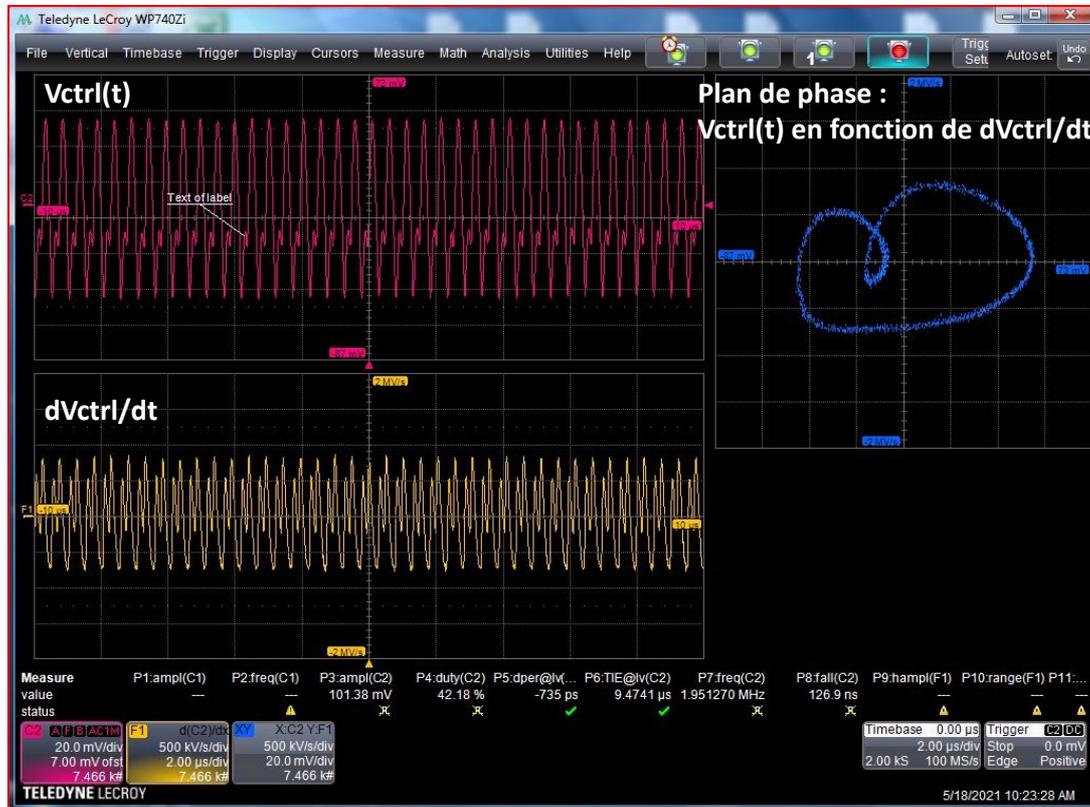


Figure 113 : Diagramme de phase $d_{V_{ctrl}}/dt$ en fonction de $V_{ctrl}(t)$, lors de la présence d'oscillations subharmoniques d'ordre 2, $V_{ctrl}(t)$ étant le signal d'entrée du VCO de la PLL.

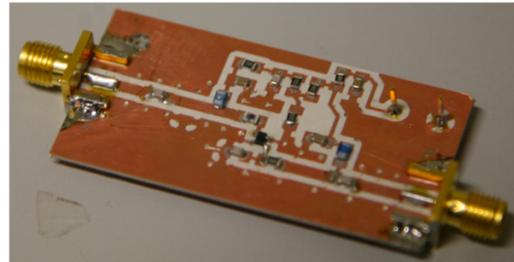
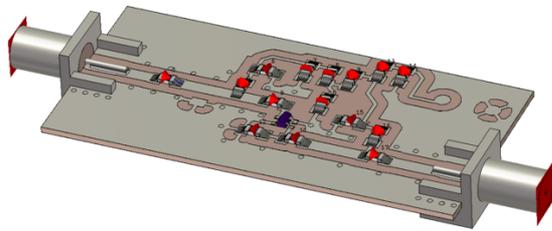
La figure montre que la présence des oscillations subharmoniques d'ordre 2 est caractérisée par l'apparition d'une boucle dans le plan de phase du système.

Cette représentation du plan de phase est particulièrement intéressante car elle permet rapidement de déterminer le mode d'oscillation dans lequel se trouve l'oscillateur. Beaucoup de travail reste encore à réaliser sur cette thématique. En effet, mieux comprendre les conditions d'apparition des phénomènes d'oscillation subharmonique permettrait de déterminer les paramètres prédominant sur l'apparition de phénomènes d'oscillation chaotique [Endo_a, 1988][Chu_a, 1990] particulièrement problématique pour le bon fonctionnement de l'oscillateur local et du récepteur qui en dépend.

3.3.3.2 Effet sur l'amplificateur faible bruit

L'étude de l'effet de perturbation électromagnétique intentionnelle sur l'amplificateur faible bruit de l'étage d'entrée des récepteurs a été réalisée à travers la thèse de Maxime Girard [Girard_b, 2018], financée par le CEA Gramat. Le but de cette thèse était de chercher les vulnérabilités d'un amplificateur faible bruit utilisé dans une chaîne de réception d'un système de radiolocalisation de type GPS, face à une interférence électromagnétique intentionnelle. A la différence des effets de perturbation observés sur la PLL, l'effet recherché sur le LNA était la destruction, due à la présence d'une interférence électromagnétique de forte puissance.

Le travail réalisé s'est divisé en trois parties. La première partie a eu pour but de concevoir un LNA représentatif des LNA utilisés dans les applications GPS, permettant de faciliter la compréhension des mécanismes de destructions observés. Le LNA qui a été réalisé et qui est présenté sur la figure 114 fonctionne à une fréquence de 1,575 GHz. Ces caractéristiques, comparables à des LNA du commerce, sont répertoriées dans le tableau de la figure 114.



(a)

Paramètre	Spécification
Fréquence	1.575 GHz au moins
Gain	≥ 14 dB
NF (dB)	< 2 dB
ICPI	> -20 dBm
Tension d'alimentation	3 à 12 V

(b)

Figure 114 : (a) LNA réalisé pour l'étude et (b) ses caractéristiques principales.

Le LNA est conçu autour d'un transistor pHEMT GaAs, très classiquement utilisé dans les LNA du commerce. Le schéma électrique du LNA est présenté en figure 115.

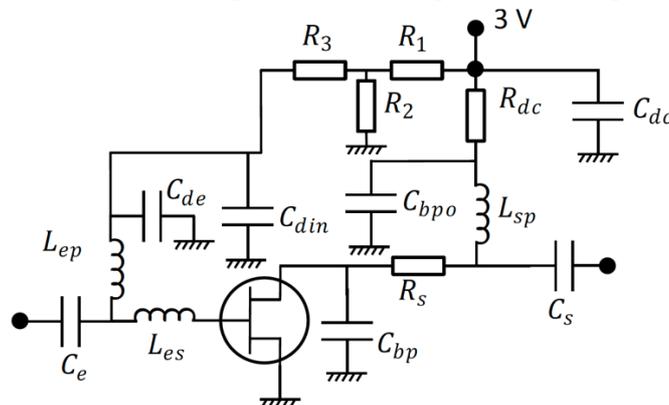


Figure 115 : Schéma électrique du LNA réalisé.

La deuxième partie du travail a consisté à développer un banc d'essai pour réaliser des tirs d'interférence électromagnétique d'amplitude suffisante pour causer la destruction du LNA. Le banc de mesure réalisé est inspiré du banc DPI. L'intérêt du banc est d'injecter le signal d'interférence de façon conduite afin d'optimiser la puissance transmise à l'élément sous test. Pour cela le signal d'interférence est injecté directement sur l'entrée d'un circuit à travers un condensateur. Dans notre cas d'étude, l'élément soumis à l'interférence est un LNA développé pour des applications hyperfréquences et donc présentant une impédance d'entrée « proche de 50Ω ». L'utilisation du condensateur d'injection n'est donc pas nécessaire. Cependant, les amplitudes mises en jeu dans les essais sont telles que certains éléments de protection sont

nécessaires pour éviter la destruction du matériel. La figure 116 présente le banc de mesure développé dans le cadre de ce travail de thèse.

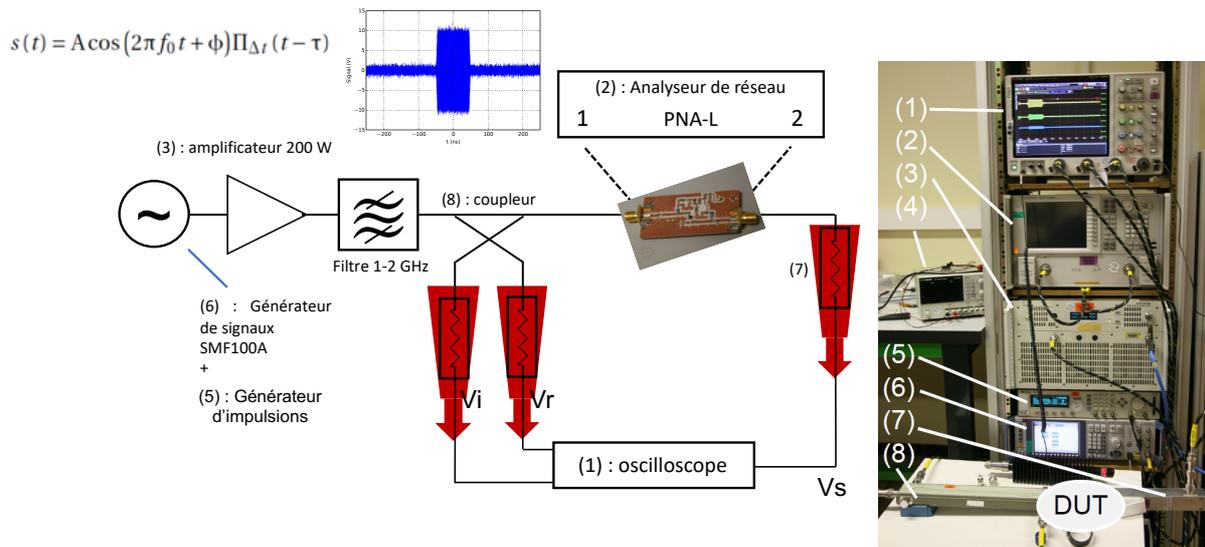


Figure 116 : Banc de mesure développé pour l’injection d’interférences électromagnétiques forts niveaux pour la destruction des LNA.

Le banc d’essai est donc composé d’un générateur de signaux impulsionnels modulés associé à un amplificateur permettant de générer 200 W de puissance. Le signal d’interférence est ensuite injecté dans le LNA à travers un filtre et un coupleur. A travers des atténuateurs, un oscilloscope 26 GHz est utilisé pour visualiser, au moment du tir, les signaux incident, réfléchi et transmis. Un système de commutateur hyperfréquence mécanique est de plus utilisé pour mesurer les paramètres S du LNA avant et après les tirs pour caractériser son état.

Enfin la dernière partie du travail a consisté à réaliser des tests de destruction sur les LNA et de les analyser afin de comprendre les mécanismes mis en jeu.

Les essais réalisés ont montré deux types de phénomènes dus à l’injection d’un signal d’interférence de fort niveau [Girard_a, 2018]. Le premier effet est la destruction du LNA. Le deuxième est un phénomène de dégradation et de guérison partielle.

3.3.3.2.1 Destruction du LNA

Le premier effet de susceptibilité recherché est la destruction du LNA. Pour cela, différents tirs ont été réalisés en augmentant progressivement la puissance du signal d’interférence jusqu’à l’observation de la destruction par la mesure systématique après chaque tir des paramètres S du LNA. La figure 117 présente les paramètres S du LNA avant et après destruction. On constate, pour le LNA détruit, que les paramètres S11, S21 et S22 ont été très fortement dégradés, notamment à sa fréquence de fonctionnement (1,5 GHz), signe que l’élément est détruit.

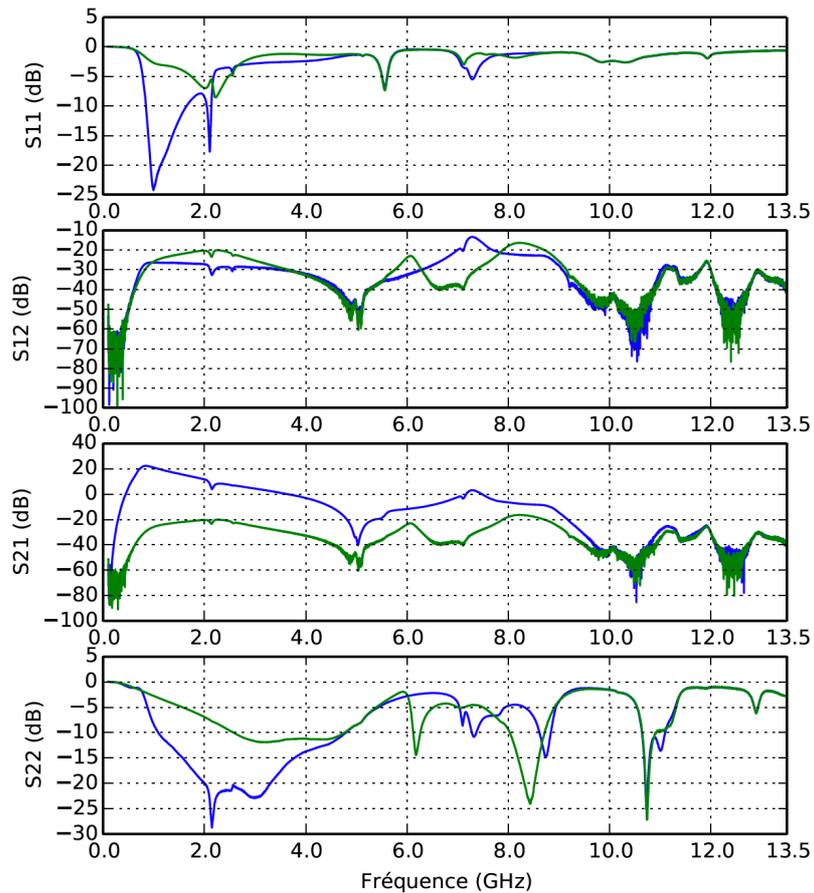


Figure 117 : Paramètres S du LNA avant et après destruction.

Afin de mieux comprendre et mieux définir le moment de la destruction, une analyse des signaux temporels des tensions incidente et réfléchie lors d'un tir de destruction a été réalisée. La figure 118 présente le signal temporel de sortie du LNA pendant le « tire ».

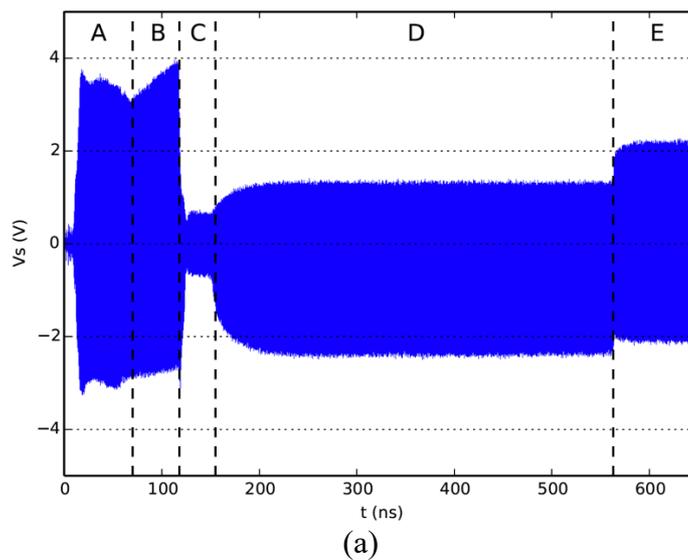


Figure 118 : Réponse du circuit LNA soumis à une interférence électromagnétique de type impulsif : domaine temporel.

Le seuil de destruction correspond à la fin de la phase B. Ces mesures temporelles nous ont permis de déterminer le seuil de destruction en puissance du LNA en fonction de la largeur de l'impulsion Δt de l'interférence électromagnétique. La figure 119 présente l'évolution du seuil de destruction en fonction de la largeur d'impulsion. On observe alors que le seuil de destruction suit une loi de la forme :

$$P_d = \frac{a}{\sqrt{\Delta t} + b}$$

avec a et b des constantes.

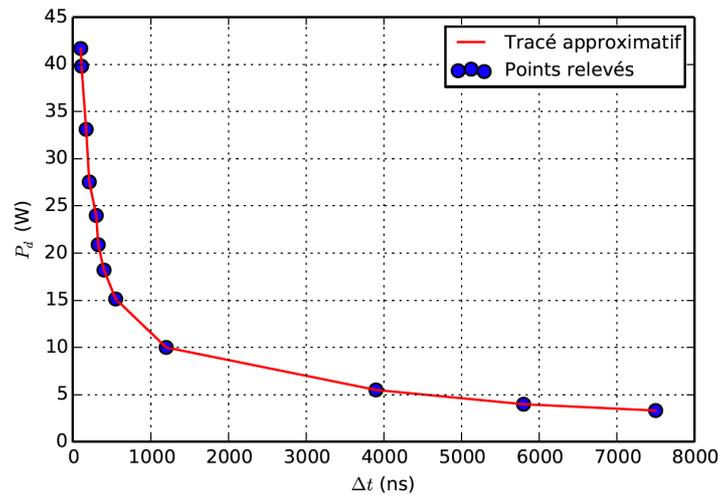


Figure 119 : Seuil de destruction en fonction de la largeur d'impulsion.

Par la suite, des études plus approfondies ont permis de montrer que la fonction suivait la loi de Wunsch et Bell [Wunsch_a, 1968], modélisant le mécanisme de destruction de jonctions PN due à une augmentation extrême de température par l'application d'impulsions de fortes tensions sur la jonction.

Afin d'aller plus loin dans la compréhension des mécanismes de destruction, des caractérisations électriques, de microscopie RX ainsi qu'optique après décapsulation du transistor du LNA ont été réalisées. La figure 120 présente une photo au microscope optique du transistor décapsulé. Les analyses électriques ont montré que la jonction Schottky du transistor était détruite. Les analyses par microscopie n'ont pas permis d'observer cette destruction mais ont permis d'estimer un champ électrique présent aux bornes de la jonction de grille lors du tir de l'ordre de 50 MV/m correspondant globalement à la tension de claquage du GaAs [Baliga_a, 1981].

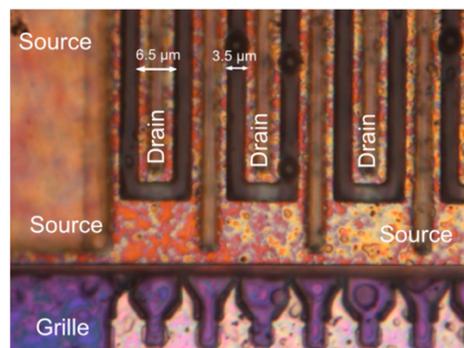


Figure 120 : Vue agrandie de la photo optique du transistor après décapsulation. La grille est masquée par la structure en "ponts" de la source.

3.3.3.2.2 Phénomène de dégradation et de guérison partielle du LNA

En plus de ce phénomène de destruction, un phénomène de dégradation progressive suivie d'une guérison partielle ont été observés sur les paramètres S du LNA comme le montre la figure 121. Ces phénomènes ont été observés lors de tirs avec des puissances inférieures au seuil de destruction du composant.

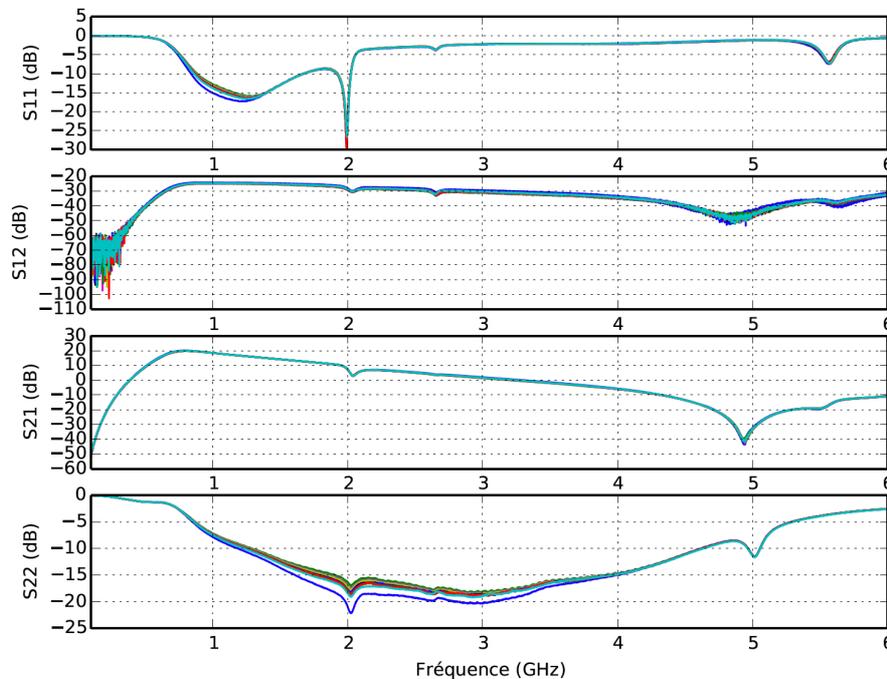


Figure 121 : Paramètres S du LNA pour différentes puissances d'injection inférieures au seuil de destruction du composant.

La caractérisation de ce phénomène de dégradation s'effectue au travers d'un indicateur Q correspondant à l'erreur quadratique fréquence par fréquence entre deux mesures de paramètres S puis sommée selon l'axe fréquentiel. L'évolution de cet indicateur en fonction de la puissance d'injection permet ainsi d'observer une augmentation de l'écart des paramètres S par rapport aux paramètres S initiaux comme le montre la figure 122.

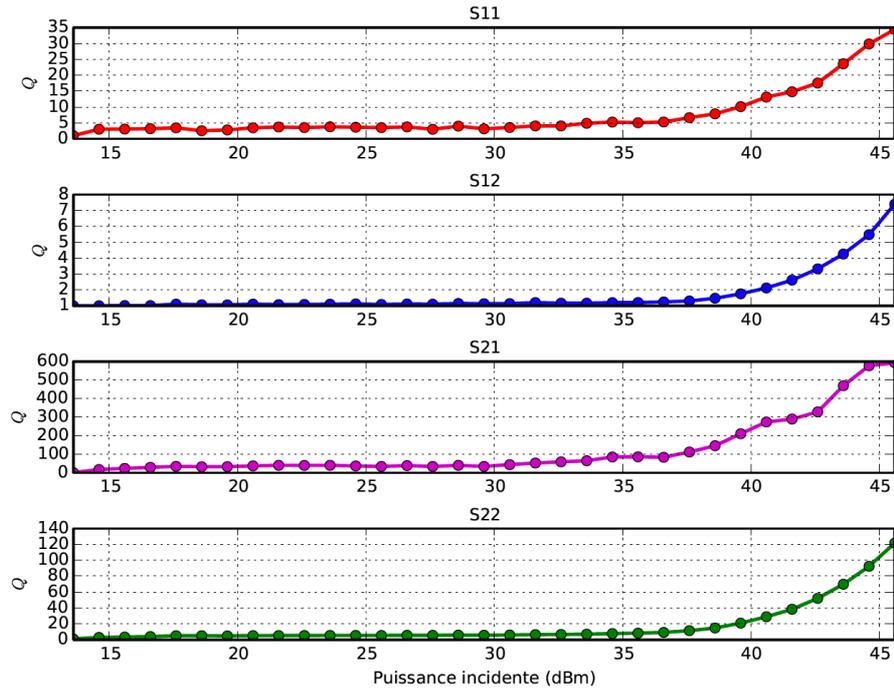
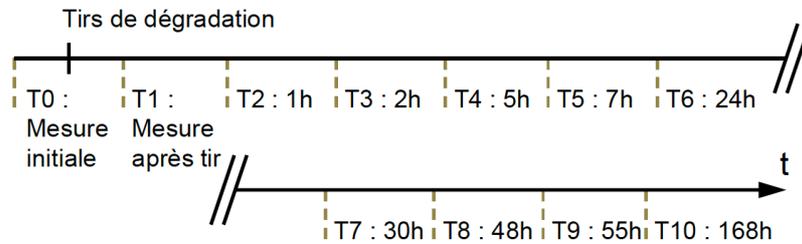
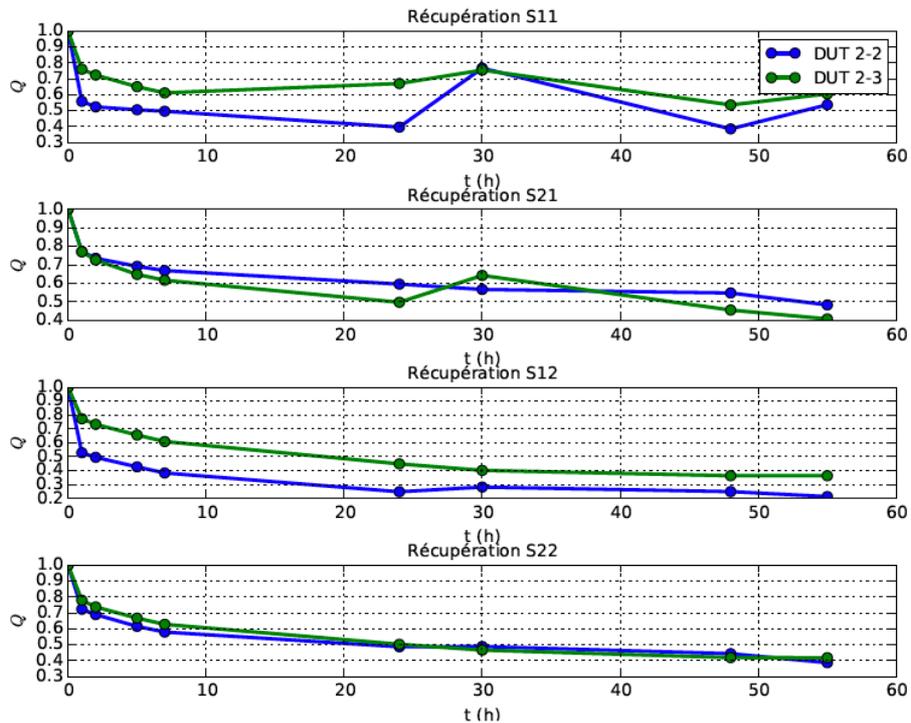


Figure 122 : Évolution de l'indicateur Q en fonction de la puissance d'injection à l'entrée du LNA montrant le phénomène de dégradation.

Le phénomène de guérison/récupération partielle a été caractérisé à travers l'évolution de l'indicateur Q calculé à différents temps après le tir. La figure 123(a) montre les temps de « repos » après tir auxquels des mesures ont été réalisées ainsi que l'évolution de l'indicateur Q.



(a)



(b)

Figure 123 : Évolution de l'indicateur Q en fonction du temps de repos après tir pour deux LNA.

On observe, sur la figure 123(b) une décroissance de l'indicateur Q au cours du temps montrant une récupération progressive. Il est intéressant d'observer cependant que cette récupération n'est pas complète même après 55h de « repos ».

L'observation d'une récupération après le phénomène de dégradation a orienté l'explication de ce phénomène vers l'hypothèse d'un chargement de pièges profonds localisés dans le buffer du transistor HEMT par la présence du signal d'interférence. Pour valider cette hypothèse, le phénomène de récupération a été caractérisé pour deux températures différentes. En effet, le phénomène de dépiégeage et notamment la vitesse de dépiégeage est très sensible à la température. La figure 124 montre l'évolution de l'indicateur pour deux températures (25 °C et 70 °C).

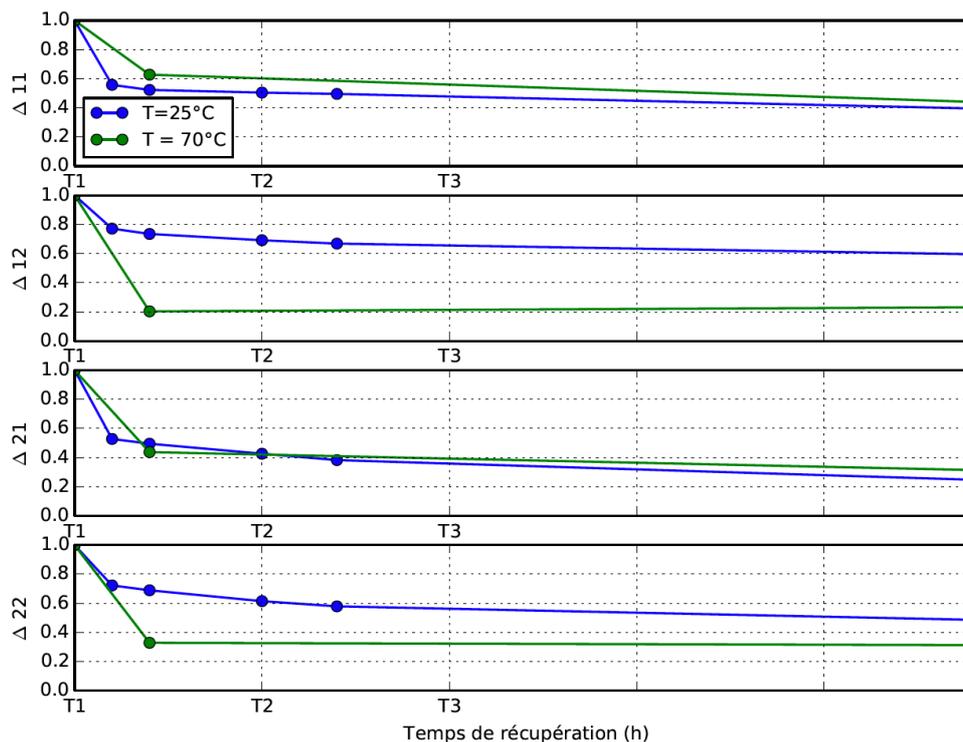


Figure 124 : Évolution de l'indicateur Q noté ici Δx en fonction du temps de repos après tir pour deux LNA, pour deux températures.

Il apparaît clairement que la température accélère le phénomène de guérison confortant ainsi l'hypothèse d'un phénomène de piégeage induit par l'injection d'une interférence de forte puissance à l'entrée du LNA suivit d'un phénomène de dépiégeage lent.

3.3.4 Les « HEMP » et l'électronique de puissance

3.3.4.1 Les impulsions électromagnétiques de forte amplitude : IEMN-HA

Un autre système électronique cible de choix lors d'attaque électromagnétique intentionnelle est l'alimentation des systèmes électroniques du quotidien du type : écrans, ordinateurs, serveurs ... Ces systèmes électroniques que l'on utilise quotidiennement sont aujourd'hui au cœur du fonctionnement de structures sensibles telles que les banques, les hôpitaux, les centrales d'énergie, pour n'en citer que quelques-unes. Il est important de comprendre qu'une perturbation voire une destruction des alimentations des équipements permettant le bon fonctionnement de ces structures conduirait à un arrêt de leur fonctionnement.

Les impulsions électromagnétiques de fortes amplitudes sont des signaux pouvant être particulièrement néfastes pour les alimentations électroniques. Parmi les impulsions électromagnétiques les plus fortes en amplitudes, on trouve les impulsions électromagnétiques d'origine nucléaire haute altitude (IEMN-HA) qui résultent de l'explosion d'une charge nucléaire en haute altitude. La figure 125 illustre ce phénomène.

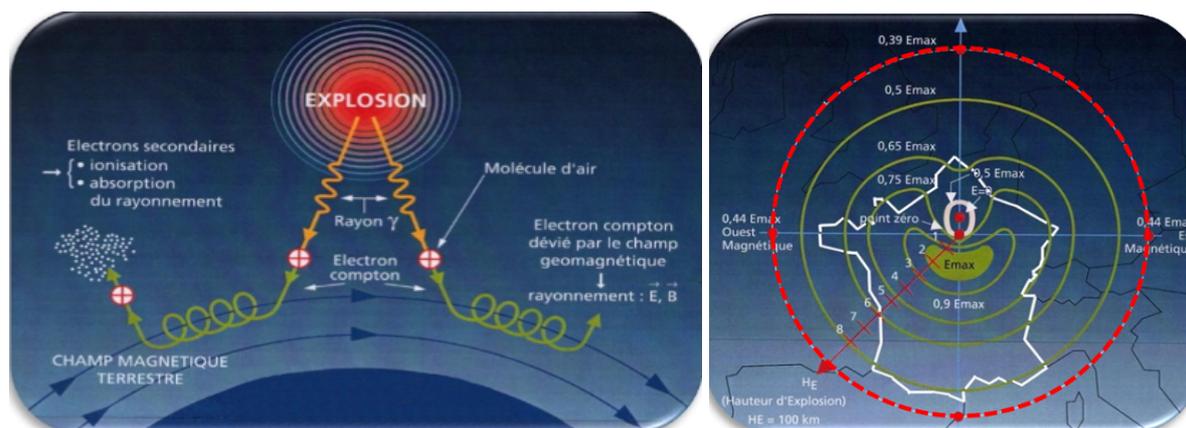


Figure 125 : Illustration des phénomènes électromagnétiques lors d'une explosion atomique haute altitude.

Lors d'une explosion atomique en haute atmosphère (plusieurs centaines de km d'altitude), les rayons gamma émis par l'explosion interagissent avec les molécules d'air et le champ géomagnétique pour générer des forts champs électromagnétiques impulsionnels pouvant atteindre plusieurs milliers de V/m au niveau de la terre sur des surfaces pouvant atteindre celle d'un pays comme la France.

Lors d'un tel phénomène, trois impulsions électromagnétiques sont émises nommées E1(t), E2(t) et E3(t). L'impulsion E1(t) est celle dont l'amplitude est la plus élevée. Sa forme temporelle ainsi que son spectre fréquentiel sont présentés sur la figure 126.

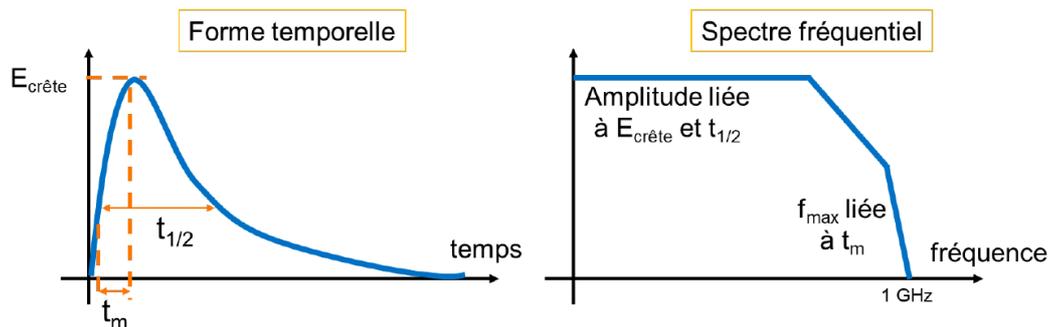


Figure 126 : Caractéristique de l'onde E1(t).

L'amplitude crête du champ électrique généré par E1(t) peut être de plusieurs milliers de V/m et peut générer des signaux à des fréquences allant du continu à plusieurs centaines de MHz.

La conjugaison de la très grande zone couverte et du large spectre lui permet d'impacter de nombreux systèmes, en se couplant en particulier aux lignes aériennes de distribution en électricité. Le couplage de l'impulsion électromagnétique rayonnée sur les lignes aériennes engendre une contrainte (courant / tension) conduite sur ces dernières. Ces tensions conduites peuvent atteindre jusqu'à 1 MV en mode commun avec un temps de montée de quelques dizaines de nanosecondes et une largeur d'impulsion de quelques centaines de nanosecondes. Le signal d'interférence électrique se propage ensuite jusqu'à l'intérieur des habitations à travers les câbles, les tableaux de protection électrique (compteurs, disjoncteurs, etc.). Les alimentations des équipements électroniques sont les premiers systèmes à être impactés par l'impulsion. Elle perturbe donc, voire détruit, de manière privilégiée les alimentations des équipements électroniques connectés sur le réseau de distribution. Un exemple de destruction d'une alimentation est présenté sur la figure 127.



Figure 127 : Destruction d'une alimentation soumise à une impulsion électrique de fort niveau.

Mes contributions dans ce domaine concernent l'étude des effets d'impulsion fort niveau sur des alimentations de type « Flyback » ainsi que leur modélisation et leur simulation. Ces travaux rentrent dans le cadre d'une collaboration avec le CEA Gramat et dans l'encadrement des thèses de Guillaume Mejecaze [Mejecaze_a, 2019] et de Laurine Curos [Curos_a, 2022].

3.3.4.2 Effets des HEMP sur les alimentations électroniques de type Flyback : expérimentations

L'étude expérimentale des effets d'impulsion fort niveau sur des circuits électroniques est un travail complexe du fait des niveaux de tension et de courant mises en jeu. Les moyens expérimentaux de génération et de mesures sont ainsi très chers et complexes à mettre en œuvre. Il est donc nécessaire de développer des moyens de simulation et donc des modèles permettant de simuler et à terme de prédire les destructions d'alimentation lors d'un scénario d'IEMN-HA.

Le travail de thèse de Guillaume Mejecaze a donc consisté à développer une alimentation de type Flyback représentative des alimentations du commerce, de modéliser le moyen d'injection et de réaliser des essais de tir tout en mesurant les signaux électriques en différents points spécifiques de l'alimentation afin de comprendre les phénomènes de destruction. Le travail de thèse de Laurine Curos s'est quant à lui orienté vers la simulation de ces phénomènes de destruction. Ce travail de simulation a nécessité la modélisation, incluant la mesure des seuils de destruction, des différents composants constituant l'alimentation.

Le moyen expérimental utilisé lors de cette étude est une plateforme d'injection en courant développée au CEA Gramat capable de reproduire les signaux électriques d'interférence présents sur le réseau électrique d'un bâtiment lors d'un scénario IEMN. Cette plateforme se nomme PIC pour Plateforme d'Injection en Courant. La figure 128 présente le moyen d'essais.

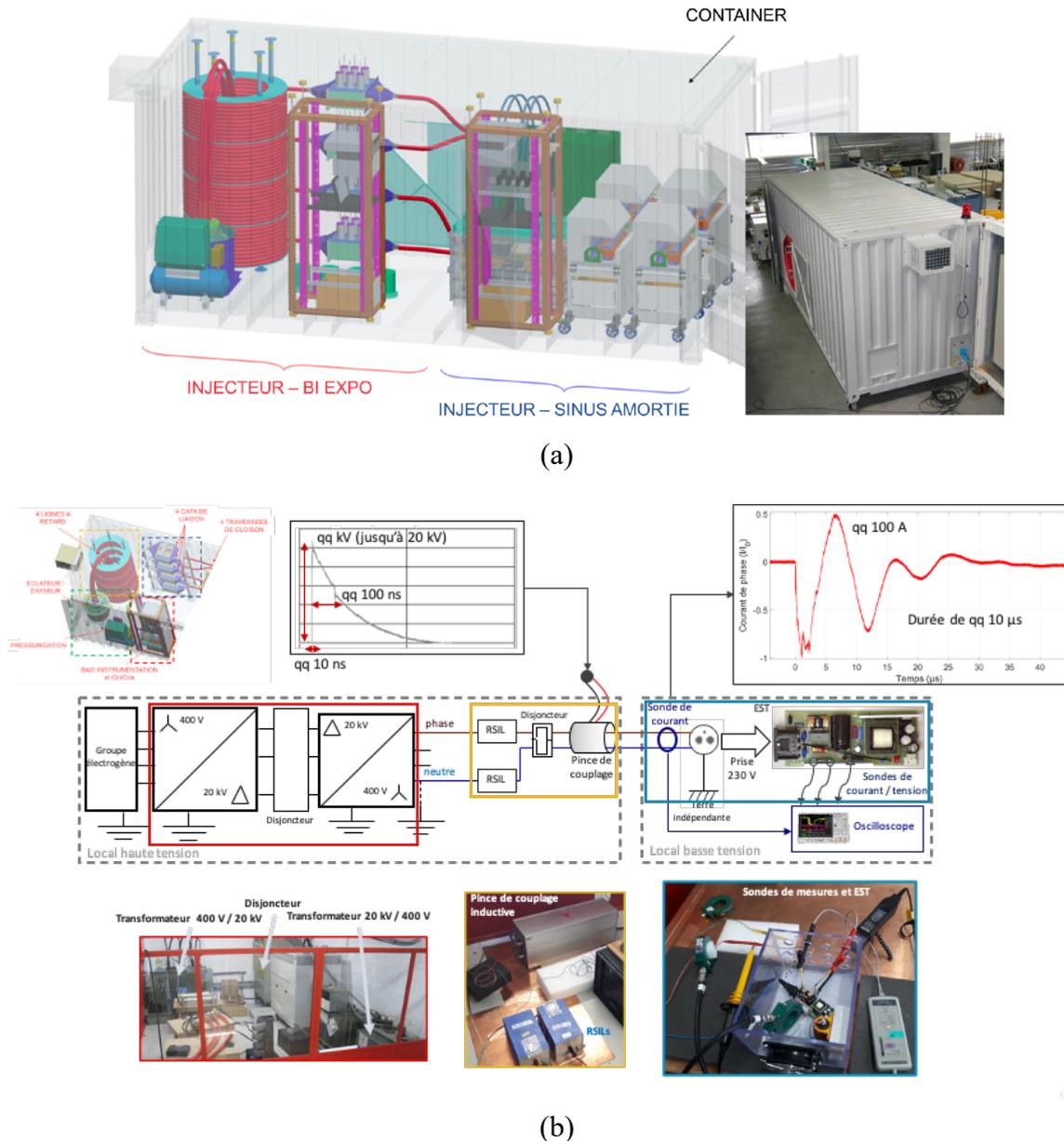
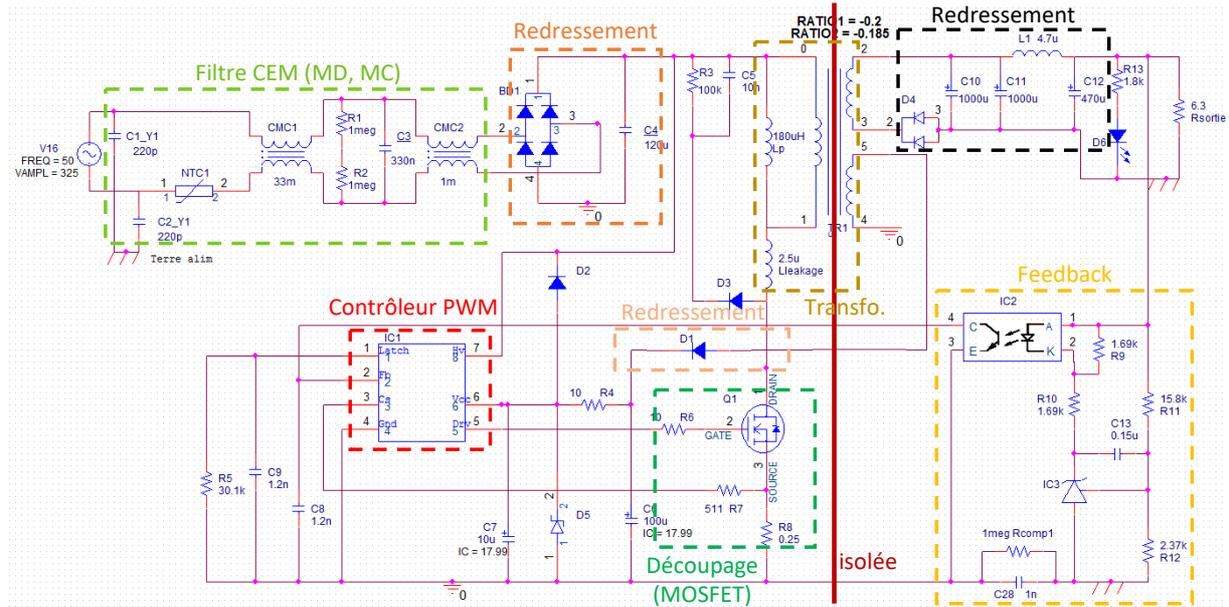


Figure 128 : Schéma de description de la plateforme PIC.

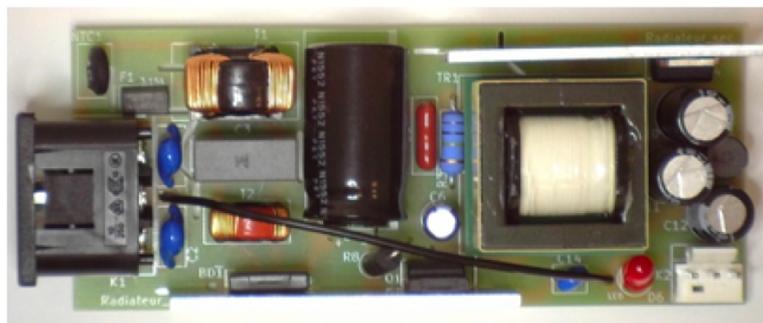
De par sa conception, PIC est capable de générer une impulsion de fort niveau avec un temps de montée très court (quelques dizaines de ns).

Plusieurs sondes de courant et de tension spécifiques associées à un oscilloscope sont utilisées pour mesurer les différents courants et tensions en différents points de l'alimentation lors de sa destruction.

L'alimentation étudiée est une alimentation Flyback de puissance 45 W représentative des alimentations du commerce, spécifiquement développée pour l'étude afin de faciliter l'investigation de la compréhension des phénomènes de destruction. Le schéma électrique de l'alimentation Flyback est présenté sur la figure 129.



(a)



(b)

Figure 129 : (a) Schéma électrique et (b) photo de l'alimentation étudiée.

Après avoir réalisé des essais en mode commun et en mode différentiel sur des alimentations du commerce, des essais ont été réalisés sur l'alimentation conçue [Mejecaze_b, 2019]. Dans la très grande majorité des essais, les mêmes composants ont été détruits, qui sont : le pont de diode, le transistor MOS, le driver, la diode D1 à travers laquelle le driver est alimenté ainsi que quelques résistances autour de transistor. Le travail réalisé par la suite a consisté à comprendre ces mécanismes de destruction ainsi que la chronologie de ces destructions afin de pouvoir les simuler.

Pour comprendre ces mécanismes, plusieurs expérimentations ont été entreprises :

- Des analyses physicochimiques pour caractériser à l'échelle du circuit intégré les destructions.
- Des mesures de tension et de courant aux bornes des composants détruits au moment de leur destruction.
- Des essais de destruction sur des composants unitaires afin de déterminer les seuils de destruction. Pour cela, un banc d'essais spécifique a été développé.

La figure 130 donne quelques exemples des destructions observées.

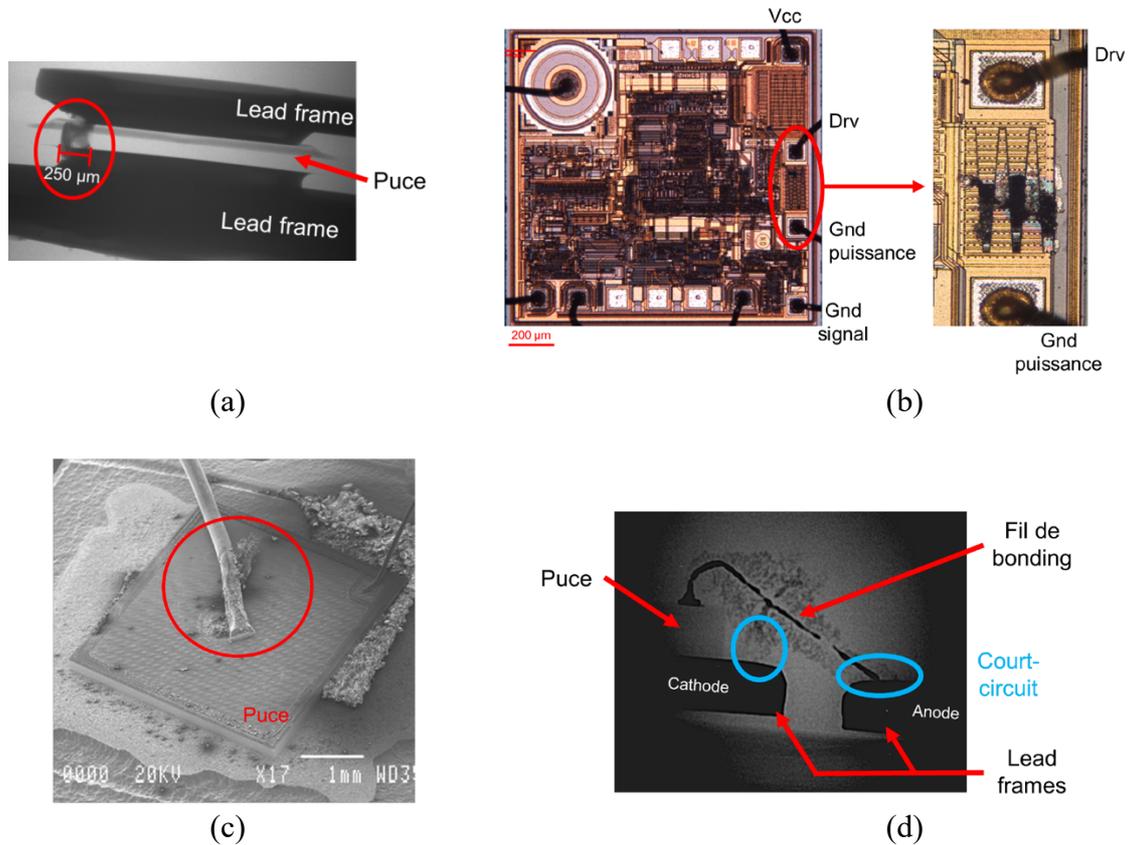


Figure 130 : (a) Photo RX du pont de diode détruit, (b) photo optique après décapulation du driver détruit, (c) Photo EDX après décapulation du transistor MOS détruit, (d) Photo RX de la diode D1 détruite. Les cercles rouges ou bleus montrent les dégradations.

La figure 131 présente le banc de mesure développé pour des essais de destruction unitaire [Curos_a, 2020]. Les essais réalisés sur les différents composants de l'alimentation ont permis de déterminer des seuils de destruction pour chacun de ces composants afin de les intégrer à la simulation du scénario de destruction global d'une alimentation.

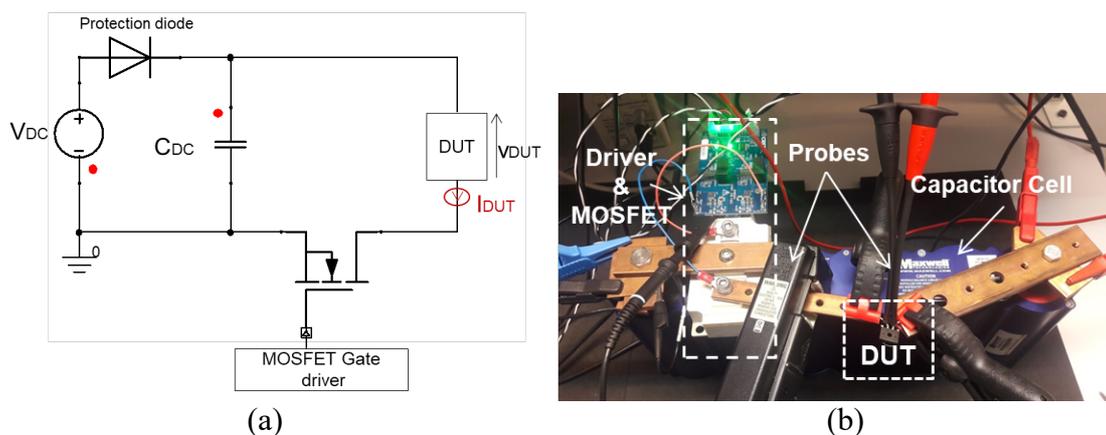


Figure 131 : Banc d'essais de destruction sur composants unitaires : (a) schéma électrique, (b) photo.

Les études sur composants unitaires ont permis de reproduire les défaillances observées sur les composants de l'alimentation et ainsi comprendre plus précisément les mécanismes de

défaillance. Ces études ont de plus permis de définir les grandeurs électriques sur lesquelles on peut appliquer un seuil de destruction. Il a par exemple été montré que la destruction du pont de diode était dû à un niveau de puissance de l'agression trop élevé pendant un temps trop long et par conséquent pouvant être modélisé par la loi de Wunsch et Bell comme le montre la figure 132.

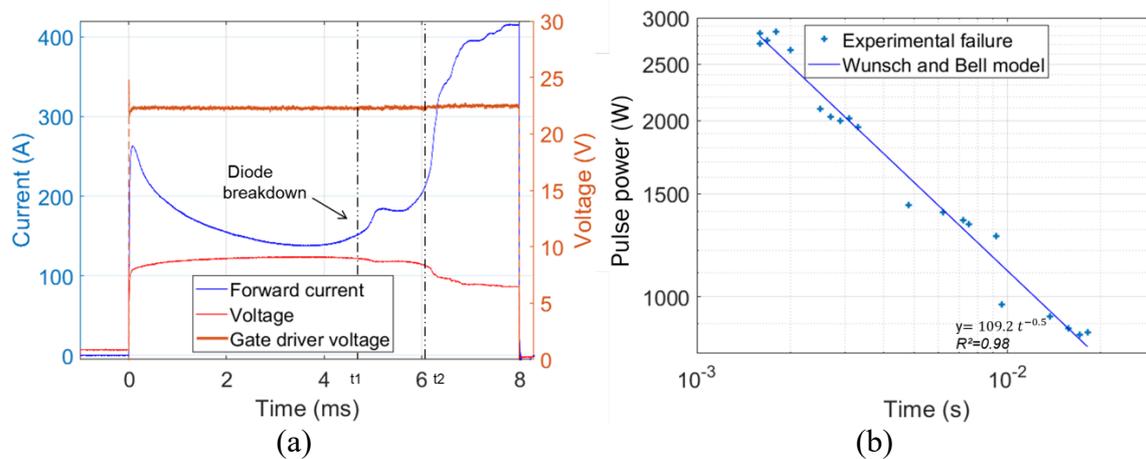


Figure 132 : (a) Formes d'onde de courant et de tension au moment de la destruction du pont de diode, (b) Seuil de destruction en puissance en fonction de la largeur d'impulsion + fit avec model « Wunsch et Bell » : $P = K_p t^{-1/2}$, $K_p_{UD4KB80} = A_j (\pi K_t \rho C_p)^{1/2} (T_c - T_0)$.

La détermination des seuils de destruction est une information indispensable afin de pouvoir simuler le comportement en destruction de l'alimentation face à une impulsion électrique fort niveau. Ces travaux de modélisation et de simulation sont présentés dans la section suivante.

3.3.4.3 Effets des HEMPs sur les alimentations électroniques de type Flyback : modélisations et simulations

La simulation complète de l'effet d'une impulsion électrique sur le comportement en destruction de l'alimentation Flyback nécessite d'une part la modélisation du système d'injection (PIC) ainsi que de l'alimentation incluant les phénomènes de destruction des différents composants unitaires sensibles la constituant.

Modélisation du système d'injection PIC

La plateforme d'injection en courant que nous avons utilisé lors de ces études est un système complexe permettant de coupler, à travers une pince de couplage inductive, sur une ligne de distribution électrique indépendante une impulsion de courant pouvant atteindre plusieurs centaines d'ampères sur des temps de quelque ns. La modélisation d'un tel système implique deux caractéristiques importantes qui sont des amplitudes de courant importantes de plusieurs centaines d'ampère ainsi qu'une bande de fréquence étendue jusqu'à plusieurs dizaines voire centaines de MHz.

Après réflexion et vérification de la linéarité du système, un modèle équivalent de Thévenin a été construit pour modéliser le système d'injection global [Mejecaze_a, 2020]. Le modèle développé permet de plus de prendre en compte des injections en mode différentiel et en mode commun. La figure 133 montre le modèle de Thévenin de PIC pour une injection de mode commun.

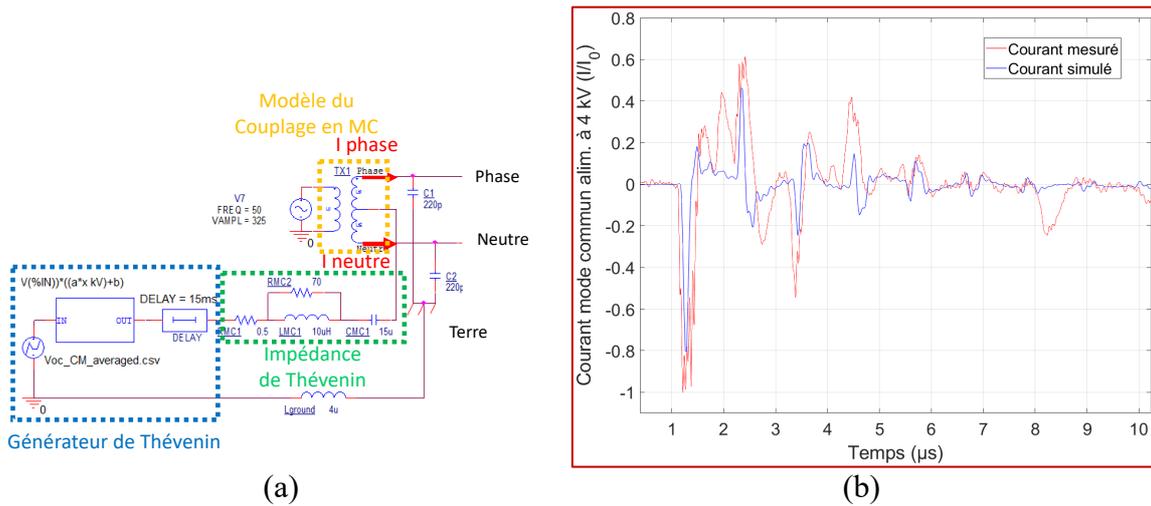


Figure 133 : (a) Modèle de Thévenin de PIC pour une injection en mode commun, (b) comparaison simulation/mesure du courant de mode commun injecté sur l'étage d'entrée de l'alimentation.

3.3.4.3.1 Modélisation de l'alimentation

La deuxième partie nécessaire à la simulation du scénario de destruction de l'alimentation a consisté à modéliser l'alimentation flyback incluant évidemment les phénomènes de destruction des différents composants. Pour permettre la modélisation comportementale de certains éléments, le logiciel « Simplorer » a été sélectionné pour développer ces modèles car il permet l'utilisation du code VHDL-AMS.

Du fait des niveaux de courant importants circulant dans l'alimentation lors de l'injection d'une perturbation impulsionnelle, différents phénomènes tels que la saturation magnétique des différents transformateurs et le comportement fréquentiel des différents composants ont été pris en compte [Curos_b, 2020] [Curos_c, 2020]. La figure 134 présente par exemple le modèle du transformateur de l'alimentation incluant le phénomène de saturation modifiant la valeur de l'inductance primaire en fonction du courant injecté.

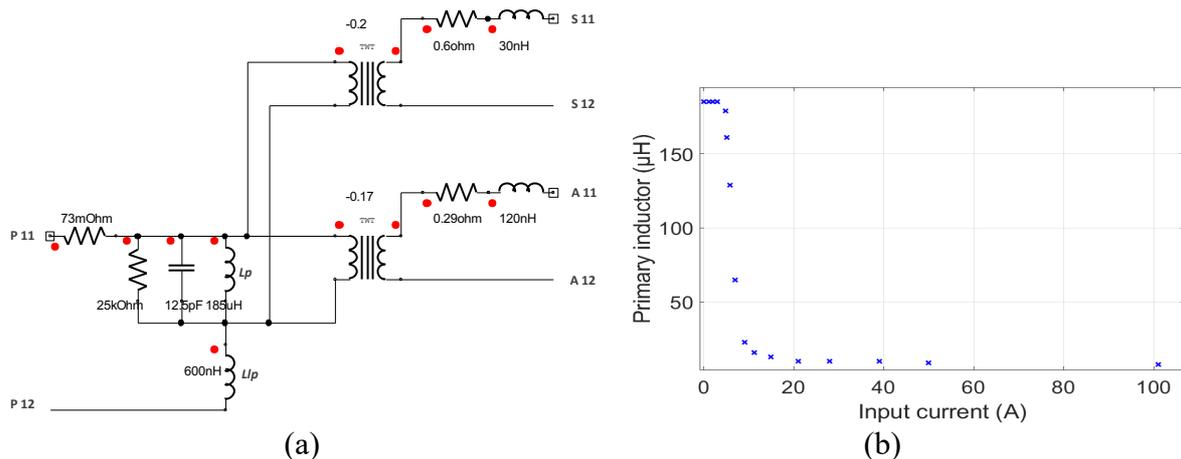


Figure 134 : (a) Schéma électrique du modèle du transformateur de l'alimentation Flyback, (b) évolution de la valeur de l'inductance primaire en fonction du courant la traversant modélisant le phénomène de saturation.

La modélisation des phénomènes de destruction des différents composants sensibles de l'alimentation a été réalisée via l'utilisation d'interrupteurs permettant, lors du dépassement du

seuil de destruction, de remplacer le composant initial par un composant se comportant comme le composant détruit. La figure 135 présente le modèle utilisé pour le pont de diodes lorsque le seuil en courant/durée d’impulsion a été dépassé. Le seuil est calculé par la loi de Wunsch et Bell développée précédemment. Un deuxième seuil de destruction concernant la tension de claquage des différentes diodes du pont a aussi été modélisé.

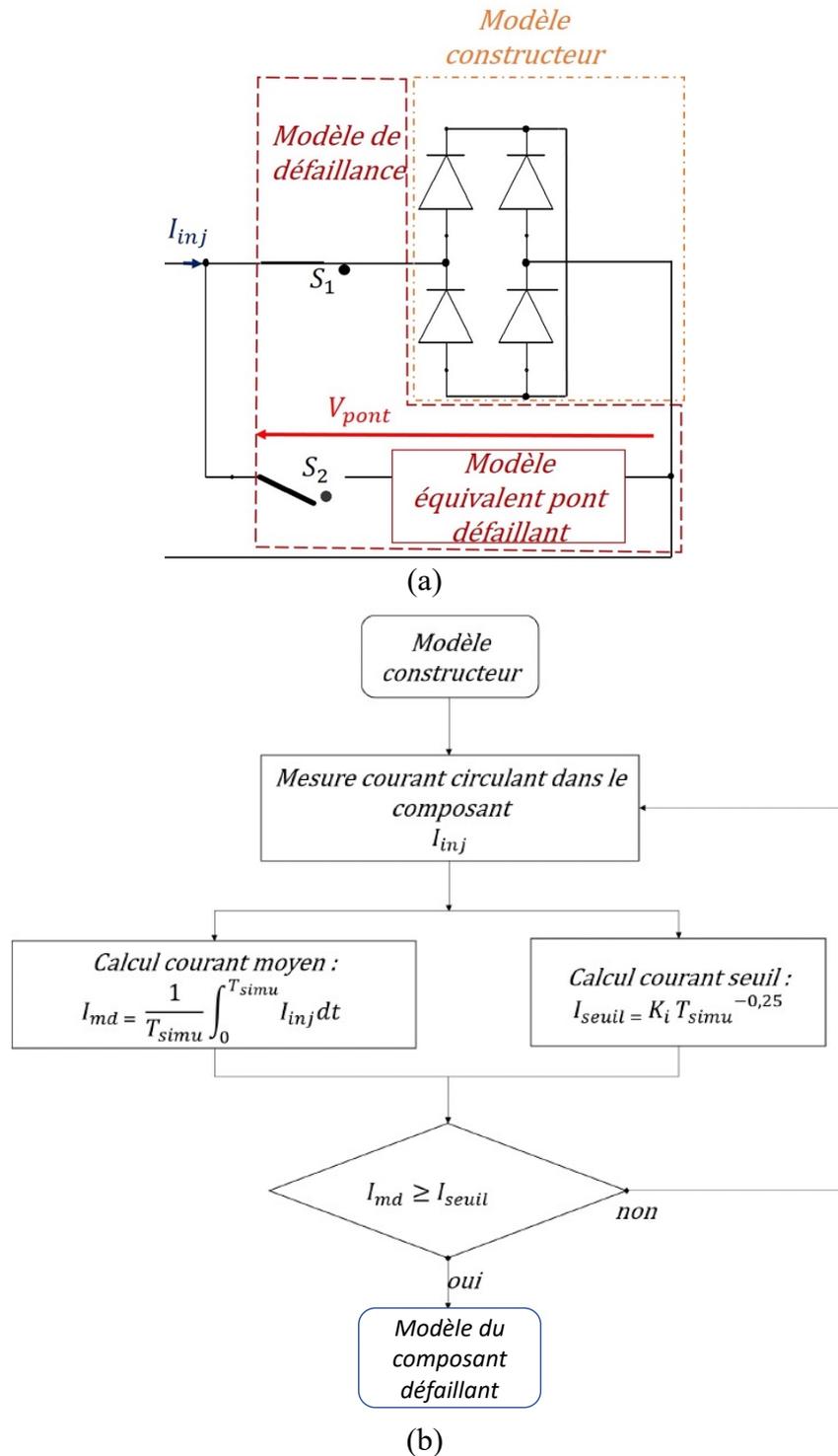
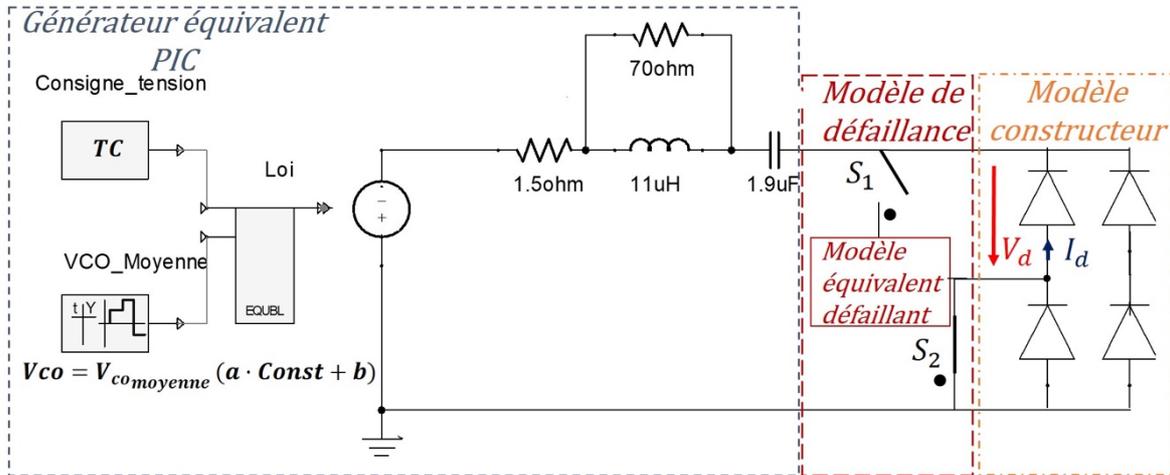
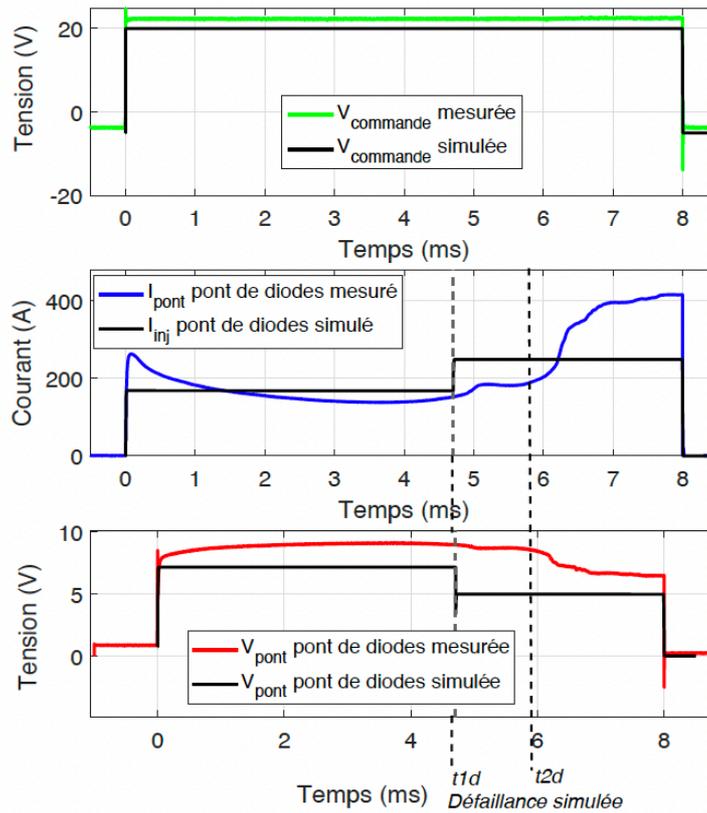


Figure 135 : Modèles de destruction du pont de diode (a) en courant/durée d’impulsion (Wunsch et Bell) (b) algorithme permettant de calculer le seuil de destruction décrit par la loi de Wunsch et Bell.

Les modèles de destruction des composants unitaires ont été validé en comparant les formes d’onde mesurées et simulées aux bornes du composant unitaire testé. Les comparaisons ont donné de très bons résultats comme le montre par exemple la comparaison des formes d’onde lors de la destruction en courant du pont de diode sur la Figure 136.



(a)



(b)

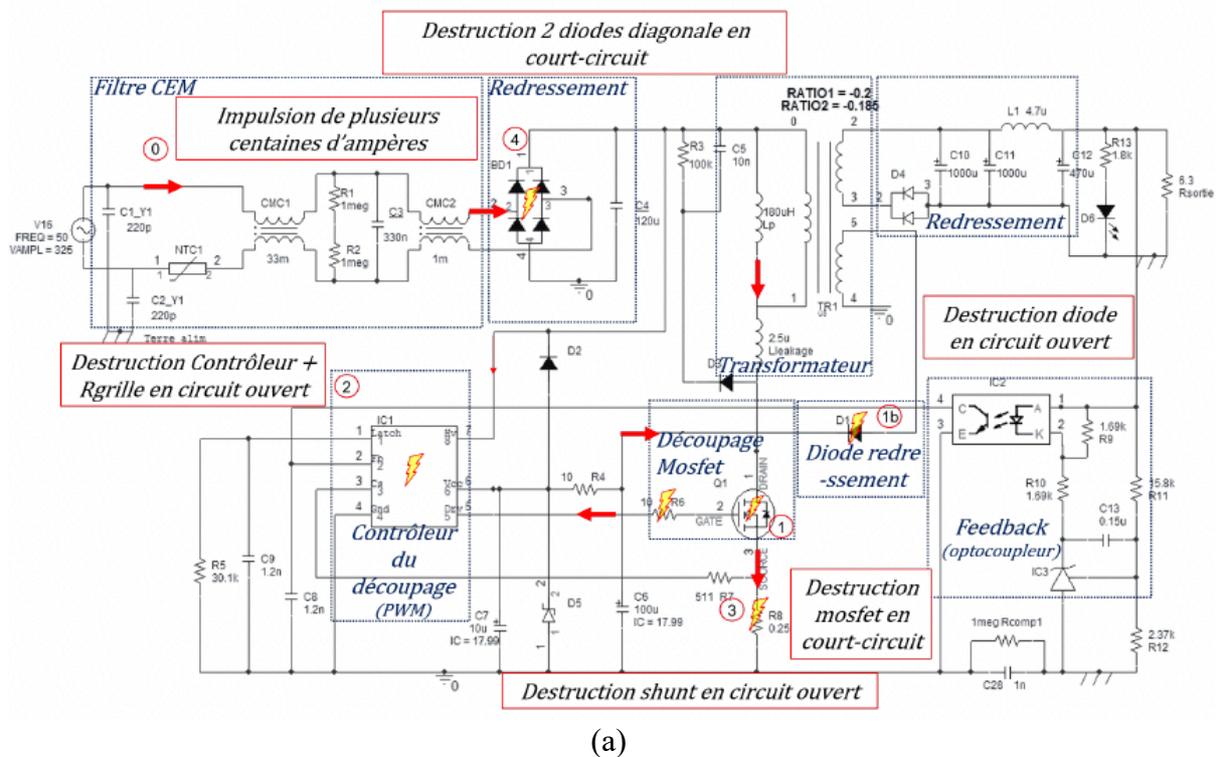
Figure 136 : (a) Schéma électrique du dispositif de mesure et de simulation de destruction du pont de diode en courant, (b) comparaison des formes d’onde de tension et de courant mesurées et simulées autour du pont de diode lors de sa destruction.

3.3.4.3.2 Validation de la modélisation de la destruction de l’alimentation

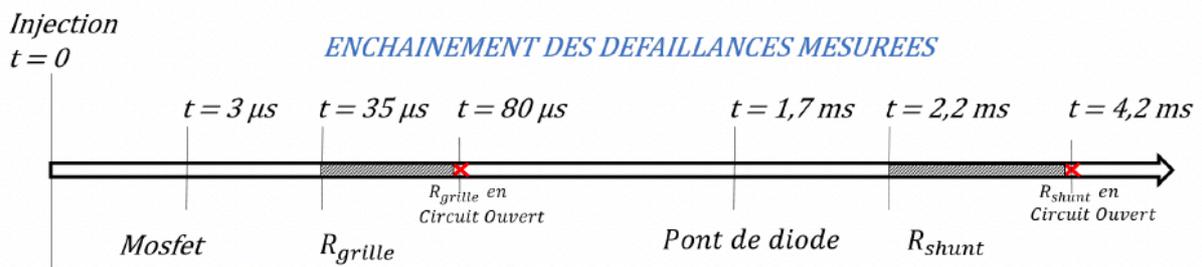
Une fois le générateur PIC modélisé ainsi que l’alimentation incluant les phénomènes de destruction de ses différents composants, une simulation du scénario de destruction globale de

l'alimentation a été réalisée. Le premier essai a montré que pour un même niveau de tension de consigne d'interférence, suffisant pour détruire l'alimentation expérimentalement, cela n'était pas suffisant pour la détruire en simulation. Suite à ce résultat, le niveau de tension a été augmenté en simulation jusqu'à l'apparition de la destruction de l'alimentation. Le niveau de tension fixé expérimentalement a donc dû être augmenté d'un facteur 1.6 pour observer la destruction de l'alimentation. Cette différence de niveau d'amplitude nécessaire pour induire une destruction de l'alimentation en simulation montre que la modélisation du chemin de couplage n'est pas encore parfaite. Cependant, cela montre qu'il est possible par simulation de reproduire la destruction d'une alimentation et donc d'envisager la possibilité de prédire les effets que pourraient avoir une IEMN-HA sur les alimentations des équipements électroniques.

Aussi bien en mesure qu'en simulation, la comparaison et l'analyse des formes d'onde de courant et de tension en différents points de l'alimentation au moment de sa destruction ont permis de proposer un scénario retraçant temporellement les destructions successives des composants conduisant à la destruction de l'alimentation. La Figure 137 présente ce scénario.



(a)



(b)

Figure 137 : (a) Schéma électrique de l'alimentation faisant apparaître l'ordre chronologique des destructions des composants de l'alimentation conduisant à sa destruction, (b) enchaînement des destructions avec les temps de destruction des différents composants de l'alimentation.

3.3.5 Conclusion

Le domaine des interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) est un domaine voisin de celui de la CEM, intégrant, du fait de la présence de phénomènes de destruction, les outils du domaine de la fiabilité. Les travaux réalisés dans ce domaine ont consisté d’une part à étudier l’effet de signaux de type hyperfréquence (CW et impulsif modulé) sur le fonctionnement de différents composants des récepteurs radiofréquences et hyperfréquences, et d’autre part à étudier l’effet de signaux de type impulsif forte amplitude sur le fonctionnement d’alimentation de type Flyback.

Les effets d’interférences non destructives observées notamment sur l’oscillateur local d’un récepteur, concernent généralement la modification du mode d’oscillation de l’oscillateur, induisant ainsi un mauvais fonctionnement de ce dernier et donc du récepteur qui en dépend. Ces modes d’oscillation, incluant les modes d’oscillation sub-harmoniques et chaotiques [Endo, 1988_a] [Endo, 1995_a] [Sarkar, 1999_a] [Wang_a, 2006], sont complexes à étudier aussi bien théoriquement que par simulation car très fortement non-linéaires. La compréhension de ces phénomènes passe donc par l’utilisation des outils d’analyse des systèmes non-linéaires tels que les plans de phase et diagrammes de bifurcation [Harb_a, 2003], plus généralement utilisés dans le domaine de l’automatique.

Les effets d’interférences destructives ont montré que les composants détruits étaient principalement des composants actifs de type diode et transistor, c’est-à-dire des composants à base de jonction de semi-conducteurs. Les mécanismes de destruction sont donc des destructions au niveau des jonctions de type claquage d’oxyde, ou phénomène d’avalanche pouvant être modélisés par une loi de type Wunsch et Bell. Bien que peu étudiés dans ces travaux, des phénomènes d’arc électrique peuvent aussi apparaître causant dans la plupart des cas la délamination de piste et la destruction de composants passifs de l’étage d’entrée des circuits. Enfin, la vraie difficulté des travaux sur les IEMI induisant des destructions est la compréhension et donc la modélisation de la chronologie des destructions des différents composants conduisant à la destruction du système global, ainsi que la mesure et l’interprétation des formes d’onde au moment du phénomène de destruction. Ce travail ne peut être réalisé qu’en passant par des études expérimentales complexes consistant à réaliser des mesures temporelles à l’aide de sondes spécifiques, au moment de la destruction, ainsi qu’en utilisant des méthodes d’analyse physique très souvent utilisées dans le domaine de la fiabilité.

Le Tableau 25 résume les publications que nous avons réalisées en lien avec le domaine des interférences électromagnétiques intentionnelles.

Revue Internationales	Conférences Internationales	Conférences Nationales	GDR
[R15] [R14] [R12] [R11] [R5] [R4] [R3]	[Ci37] [Ci35] [Ci33] [Ci28] [Ci26] [Ci24] [Ci20] [Ci5] [Ci3]	[Cf7] [Cf5] [Cf3]	[GDR9] [GDR8] [GDR7] [GDR6] [GDR5] [GDR4]
7	9	3	6

Tableau 25 : Bilan des communications réalisées sur la thématique IEMI.

4 Conclusion

Mes travaux de recherche ont débuté en 2006 pendant ma thèse de doctorat au laboratoire IES et mon postdoctorat au laboratoire Poly-Grames, et se sont focalisés sur le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) et les interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI). Ma première étude a eu pour but de mettre en place une technique de mesure champ

proche dans l'objectif de déterminer une méthode de test des systèmes. Ma seconde étude a concerné la détermination de la forme d'onde du signal d'interférence la plus perturbatrice pour les systèmes de type boucle à verrouillage de phase.

Depuis mon recrutement au laboratoire IMS en 2012, j'ai eu l'occasion de continuer à travailler dans le domaine des IEMI notamment avec le CEA Gramat ainsi que de travailler dans plusieurs projets industriels en CEM et en fiabilité électromagnétique (FEM), notamment avec l'IRT Saint-Exupéry, Stellantis (ex PSA) et NXP. Cela m'a permis d'une part d'acquérir des compétences sur les techniques de mesure CEM (chambre anéchoïque, DPI, 150 ohms, GTEM/TEM, cellule capacitive/inductive, BCI, ...) et de modélisation (ICIM-CI, ...) au niveau composant et carte électronique mais aussi au niveau système (automobile). D'autre part, cela m'a permis de découvrir le domaine des impulsions électromagnétiques de forte puissance et d'élargir ma compréhension des effets des interférences électromagnétiques sur les systèmes électroniques aux phénomènes de destruction. Ces derniers effets ont permis de faire un lien avec le domaine de la fiabilité et de l'analyse de défaillance notamment par les équipements d'analyse physique utilisés (analyse RX, optique, électronique). Enfin le domaine de la fiabilité électromagnétique m'a permis aussi de développer des compétences en fiabilité via la mise en place de protocoles de mesure pour la réalisation des vieillissements accélérés et l'utilisation d'équipements tels que les enceintes climatiques.

Toutes ces études m'ont permis d'observer plusieurs tendances importantes. Premièrement, l'environnement électromagnétique des dispositifs est de plus en plus riche. Les fréquences des systèmes de communication augmentent et les signaux du domaine des interférences électromagnétiques intentionnelles viennent s'y ajouter avec toute la complexité qui les caractérise. Deuxièmement, les systèmes électroniques sont de plus en plus complexes et doivent accomplir des tâches à haute sûreté de fonctionnement. Garantir la sécurité électromagnétique de ces systèmes devient donc un enjeu majeur nécessitant des avancées importantes dans le domaine de la CEM et des IEMI. Il est en effet nécessaire d'explorer les effets d'interférences électromagnétiques hautes fréquences sur le fonctionnement des circuits électroniques et notamment pour les circuits de réceptions radiofréquences et les systèmes embarqués. Pour cela, il est indispensable de développer de nouveaux bancs de mesures permettant de réaliser des essais d'immunité à haute fréquence, en considérant aussi bien les signaux classiques de la CEM que des signaux du domaine des IEMI. De plus, les systèmes électroniques étant de plus en plus connectés, il est difficile de tester un système dans sa globalité. Aussi, il est important de mettre en place des méthodes, basées sur la mesure mais aussi la simulation, permettant de tester ces systèmes électroniques complexes afin d'en assurer le bon fonctionnement.

passerelles, via des réseaux qui peuvent être filaires ou sans fils. Ces objets peuvent de plus être connectés à internet dans le cas de l'Internet des Objets (IoT), ce qui permet, entre-autres d'amasser d'importantes quantités de données.

L'émergence des objets connectés est relativement récente mais s'est développée très rapidement et devrait continuer à se développer encore pendant plusieurs années, notamment les IoTs, afin d'être utilisés dans des grands domaines d'application [Khanna, 2019][Pekar a, 2020] tels que :

- Les habitats intelligents (développement de la domotique).
- La santé intelligente (objets connectés pour la santé).
- Les transports intelligents (véhicules autonomes aussi bien pour le domaine automobile qu'aéronautique et spatial).
- L'industrie 4.0 (robotique/cobotique...)

En 2020, le nombre d'objets connectés de type IoT, donc ceux connectés à internet, était de 20 milliards environ. D'après la littérature, ce chiffre devrait dépasser les 50 milliards d'ici 2030 [Cano_a, 2018].

Les systèmes connectés seront au centre de ces grandes applications et leur sécurité électromagnétique est une préoccupation majeure, qui ne cesse de croître dans la communauté scientifique [Yang_a, 2017][Alshaikhli_a, 2022][Alqarawi_a, 2022]. Cependant, éprouver la sécurité de systèmes aussi complexes d'un point de vue simplement de compatibilité électromagnétique (CEM) est déjà un véritable enjeu [Mynster_a, 2016] [Wu_a, 2020], cela devient particulièrement complexe lorsque l'on considère des interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) [Grammatikis_a, 2018][Giechaskiel_a, 2019].

Dans ce contexte et en considérant mon bilan scientifique, le projet de recherche que je propose a pour but de contribuer à améliorer la sûreté et la sécurité électromagnétique des objets électroniques autonomes et connectés.

2 Stratégie de recherche

Pour contribuer à améliorer la sécurité électromagnétique des systèmes électroniques embarqués communicants, je compte dans un premier temps m'investir sur quatre axes de recherche qui me semblent indispensables à considérer :

- La compatibilité électromagnétique des équipements électroniques à haute sûreté de fonctionnement.
- Le durcissement des systèmes électroniques contre les interférences électromagnétiques transitoires de forte amplitude.
- Les interférences électromagnétiques intentionnelles de type « piratage » et les systèmes embarqués.
- Les interférences électromagnétiques « hautes fréquences » et la vulnérabilité des systèmes de communication.

2.1 A court terme : (3 à 5 ans)

A court terme, je souhaite m'investir fortement sur les trois premiers axes précédemment mentionnés.

2.1.1 La compatibilité électromagnétique automobile et la sûreté de fonctionnement

La compatibilité électromagnétique automobile et la sûreté de fonctionnement est une thématique d'actualité [Di Napoli_a, 2011] [Nelson_a, 2012] [Campi_a, 2017] [ISO26262, 2011 & 2018] qui prend une place importante dans les thématiques de la communauté CEM, notamment avec les véhicules autonomes pour lesquelles certains organes critiques pour la sécurité du véhicule, généralement mécaniques sont remplacés par des systèmes électroniques. Un exemple concret est la mise en place du « steer-by-wire » qui consiste à remplacer la colonne de direction d'un véhicule par une liaison électrique composée de systèmes embarqués. Afin d'assurer le bon fonctionnement de ce système, une redondance interne des systèmes embarqués est mise en place. S'assurer du bon fonctionnement de ces organes critiques complexes redondés face à des interférences électromagnétiques est compliqué et des méthodologies ainsi que des essais spécifiques doivent être mis en place pour s'assurer que tous les scénarios de dysfonctionnement ont été envisagés et testés.

Dans ce contexte, je compte m'investir sur la mise en place d'une méthode permettant de démontrer la sûreté de fonctionnement des architectures électriques / électroniques redondées dans le cadre de la voiture autonome. Ce travail est complexe car il nécessite l'analyse exhaustive des mécanismes de perturbations des différents éléments constituant les chaînes de traitement des fonctions à haute sûreté de fonctionnement, la formalisation mathématique pour estimer les probabilités d'occurrence et la réalisation d'outils d'analyse.

Ce travail devrait à terme permettre d'apporter un certain nombre de règles de conception CEM spécifiques à la sûreté de fonctionnement, règles inexistantes aujourd'hui dans l'état de l'art du secteur automobile, ainsi qu'une méthodologie permettant de proposer des mesures spécifiques CEM à appliquer aux futurs véhicules autonomes.

Cette thématique intéresse fortement Stellantis avec qui nous avons commencé, fin 2021, un projet de recherche à travers une thèse Cifre.

2.1.2 Les signaux impulsionnels transitoires de forte amplitude et la protection des systèmes électroniques

L'étude des effets des signaux impulsionnels transitoires de forte amplitude et la protection des systèmes électroniques face à ces signaux font aussi partie du domaine de la compatibilité électromagnétique et des interférences électromagnétiques. Ces signaux électriques transitoires peuvent être générés par des phénomènes d'origine humaine comme les impulsions électromagnétiques d'origine nucléaire par exemple mais aussi par des phénomènes naturels comme la foudre. La particularité de ces signaux est qu'ils sont transitoires, donc plus ou moins courts dans le temps, et de très fortes amplitudes, pouvant atteindre plusieurs centaines voire milliers de volts et d'ampères. De tels signaux provoquent, sans protection adéquate du circuit électronique, sa destruction immédiate comme cela a été montré dans les thèses de Guillaume Mejezaze et Laurine Curos.

Dans le domaine aéronautique, les contraintes de consommation de carburant ont poussé les concepteurs à diminuer le poids des avions. Un des efforts réalisés a été d'intégrer de plus en plus de matériaux composites à base de carbone dans leur structure, dégradant de fait sa capacité de blindage électromagnétique. Les niveaux de tenue des équipements électroniques à la foudre ont donc évolué, si bien que les circuits de protection de ces équipements ne sont plus optimisés, en termes d'efficacité de filtrage mais aussi de surface d'occupation des cartes électroniques. Un gros travail est donc nécessaire pour définir et évaluer de nouvelles solutions de protection foudre tout en réduisant leur surface d'occupation, ce qui permettra de réduire la taille des équipements et donc leur poids.

Dans ce contexte, je compte m'investir dans l'étude de ces nouvelles solutions. La stratégie que j'envisage consiste à utiliser une méthode équivalente à celle que nous avons utilisée pour les études sur les IEMN-HA. La première étape a pour but de développer un modèle permettant de simuler les effets de perturbations et de destruction des étages d'entrée des cartes électroniques des équipements avioniques soumis à une impulsion de courant/tension de type foudre. Cela nécessite la modélisation des phénomènes de propagation des signaux impulsifs au sein des connecteurs d'entrée de l'équipement et des cartes électroniques le constituant, des effets de destruction des composants électroniques (notamment des circuits de protection constitués principalement de diode TVS (Transient Voltage Suppressor)) dus au passage d'un fort courant ou d'une forte tension ainsi que les phénomènes d'arcs électriques au niveau des connecteurs et interconnexions des étages d'entrée des équipements. La deuxième étape consistera à exploiter cet outil pour proposer des règles de conception permettant d'améliorer et d'optimiser les circuits de protection des équipements avioniques.

Cette thématique intéresse fortement Thales AVS avec qui nous avons commencé des études à travers différents stages proposés en 2022.

2.1.3 Les interférences électromagnétiques intentionnelles de type piratage et les systèmes embarqués.

Les effets d'une IEMI sur un système électronique communicant peuvent être multiples et aller du simple brouillage, à la destruction physique du système. Dans ces deux cas, le système victime ne fonctionne plus correctement. Les utilisateurs du système peuvent alors intervenir et donc éviter un problème plus global. Un dernier effet hautement plus problématique est le piratage, qui consiste à faire rentrer une information fautive dans le système victime. La particularité de ce type d'attaque est qu'il est difficilement détectable et qu'il permet de faire entrer des informations erronées, voire malveillantes dans le système, pouvant pousser celui-ci à réaliser des actions non souhaitées [Cottais_a, 2018][Esteves_a, 2018][Esteves_a, 2019][Esteves_b, 2019]. Si l'on considère que les protocoles de communication sont sécurisés et donc, que les informations transmises sont protégées par des algorithmes de cryptage, on peut en déduire que les sous-systèmes les plus vulnérables face à des attaques de type IEMI-P (interférence électromagnétique intentionnelle – piratage) sont le système embarqué incluant des capteurs et actionneurs, ainsi que ses circuits d'alimentation et ses systèmes d'émission / réception radiofréquence [Giechaskiel_a, 2019].

Le but de ce travail est d'évaluer la possibilité de « pirater » électromagnétiquement un objet communicant en s'attaquant principalement aux systèmes embarqués le constituant. Le but étant de déterminer les formes d'ondes des signaux d'interférences nécessaires pour perturber « intelligemment » le système communicant.

Pour mener à bien ce travail, la première étape consistera à définir un objet IoT à étudier, incluant une variété importante de systèmes embarqués, de capteurs et d'actionneurs. La deuxième étape consistera à mettre en place une méthode de test d'immunité incluant un plan d'expérience, basée sur les différents effets de perturbation observés sur ces sous-systèmes répertoriés dans la littérature [Claudepierre_a, 2019] [Lavau_a, 2021]. Il s'agira ensuite de tester les différents sous-systèmes de l'objet IoT afin de mettre en avant des effets de dysfonctionnement ainsi que les zones sensibles associées. Pour cela, le banc de mesure scan champ sera fortement utilisé. Enfin, il s'agira de comprendre et d'exploiter les mécanismes de perturbation des étages d'entrée des circuits électroniques perturbés afin de définir les formes d'ondes des signaux d'interférences électromagnétiques permettant de faire entrer une mauvaise information dans le sous-système visé.

Cette thématique intéresse fortement le secteur industriel des communications. Nous avons actuellement un partenariat avec la société Thales SIX, avec qui nous encadrons un stagiaire de Master 2, et qui devrait donner lieu à une thèse Cifre fin 2022.

2.2 A plus long terme : (5 à 15 ans)

A plus long terme, je compte bien évidemment continuer mes recherches sur les trois axes précédents. Je compte de plus m'investir fortement sur le dernier axe proposé, c'est-à-dire les effets d'interférences électromagnétiques « hautes fréquences (20 GHz et 100 GHz) [Perdriau_a, 2011], notamment sur les systèmes de radiocommunication et radiodétection fonctionnant aussi dans ces gammes de fréquence [Payet_a, 2017] [Raoult_a, 2019].

Les systèmes fonctionnant dans le domaine RF et hyperfréquence embarquent dans la plupart des cas des étages de réception. Parmi les circuits qui composent l'étage d'entrée des récepteurs, l'oscillateur local est particulièrement intéressant d'un point de vue « perturbation ». En effet, son rôle est de fournir un signal haute fréquence très stable, indispensable à la démodulation correcte du signal reçu. Aussi une perturbation de ce circuit engendre automatiquement un mauvais fonctionnement du récepteur qui en dépend [Dubois_a, 2014].

La boucle à verrouillage de phase est un circuit fonctionnant en boucle fermée se comportant ainsi comme un oscillateur amorti. Il a été montré qu'en présence d'interférences électromagnétiques haute fréquence, des modes d'oscillation particuliers de type oscillation subharmonique [Dubois_b, 2014] voire même chaotique [Sarkar_a, 1999], pouvaient être induits, rendant ainsi le système non opérant. Bien qu'observées dans quelques études, les conditions d'apparition de ces modes d'oscillation en fonction des paramètres de la boucle à verrouillage de phase mais aussi, du signal d'interférence, restent encore mal comprises.

Le but de cet axe de recherche est donc de comprendre les conditions d'apparition de ces modes d'oscillation et de déterminer les formes d'ondes les plus à même de perturber les boucles à verrouillage de phase et donc les récepteurs qui en dépendent. Cela permettrait alors de définir des règles de conception visant à améliorer la robustesse électromagnétique des récepteurs radiofréquences.

La compréhension fine des conditions d'apparition de ces modes d'oscillation est cependant un travail difficile de par la complexité de la nature non linéaire des phénomènes observés. Cela nécessite l'association d'une approche expérimentale, théorique et par simulation. Des compétences en analyse des oscillateurs non linéaires sont aussi nécessaires pour mener à bien ce travail. De plus, dans la gamme de fréquence allant jusqu'à 100 GHz, les appareils de mesure nécessitent un apprentissage pour pouvoir les utiliser au mieux. Enfin, aucun banc de mesure CEM normalisé existe dans ces bandes de fréquence. Il est donc nécessaire de mettre en place de nouvelles techniques de mesure permettant de tester la susceptibilité des circuits électroniques « hautes fréquences ».

Enfin, l'utilisation d'une « boucle à verrouillage de phase », n'est pas la seule technique pour réaliser des oscillateurs locaux. D'autres structures telles que les synthétiseurs numériques DDS (Direct Digital Synthesizer) existent. Un travail intéressant consisterait à étudier le comportement de ces différentes structures de synthétiseur et donc des différentes technologies de récepteur radiofréquence/hyperfréquence face à des interférences électromagnétiques intentionnelles.

La sécurité électromagnétique des systèmes de communication étant un problème de sécurité nationale, un grand nombre d'agences gouvernementales françaises comme le CEA DAM et l'ANSSI, sont prêts à collaborer et même financer des projets.

Dans ce contexte, nous avons signé, fin 2021, avec le laboratoire XLIM, le laboratoire IES et le CEA Gramat un LRC (Laboratoire de Recherche Conventionné) nommé SPARTE pour

Susceptibilité Particulière Aux Rayonnements et Transitoires Électromagnétiques, dont le but est entre-autres de travailler sur cette problématique.

3 Conclusion

Mes recherches s'orientent vers la sécurité électromagnétique des objets électroniques connectés en considérant aussi bien le domaine de la compatibilité électromagnétique que celui des interférences électromagnétiques intentionnelles.

Contribuer à cet axe de recherche nécessite plusieurs connaissances sur des sources d'émission et donc des signaux d'interférence (basse et haute fréquence, modulé ou pas, impulsionnel), sur les mécanismes de couplage, sur la propagation des interférences électriques/électromagnétiques (couplage champ à câble/faisceau, champ à piste, phénomène de résonance, propagation de mode commun/différentiel) et sur le comportement des circuits électroniques victimes (brouillage, piratage, modification du comportement électronique, destruction...) face à des interférences électromagnétiques de formes d'ondes variées. Les circuits victimes sont multiples et multi-échelles et peuvent être des systèmes complexes comme une voiture, des équipements électroniques, des cartes électroniques ou encore des composants électroniques et circuits intégrés. De plus, il est important de considérer tous les types de composants, circuits et systèmes électroniques, qu'ils soient de type analogique ou numérique, programmable ou non programmable, basse fréquence ou haute fréquence, basse puissance ou forte puissance, ce qui demande une maîtrise poussée du domaine élargi de l'électronique.

De par son amplitude élevée et sa bande de fréquence étendue, une interférence électromagnétique intentionnelle peut induire dans un système des comportements non linéaires ce qui implique également une maîtrise des moyens de caractérisation expérimentale des phénomènes non linéaires basses et hautes fréquences, et de modélisation. Enfin, si l'amplitude de l'interférence est suffisamment importante, elle peut engendrer la destruction du système. Une connaissance des mécanismes de défaillance et des moyens d'analyses très souvent utilisés dans le domaine de la fiabilité sont donc nécessaires. C'est donc un domaine très complexe qui touche tous les domaines de l'EEA et de l'électromagnétisme qui va, pour compléter mon expertise, me demander de mettre en place des collaborations et des partenariats avec des experts d'autres domaines tels que la fiabilité, les systèmes embarqués, les ondes millimétriques et l'automatique entre-autres.

Pour terminer, la sécurité électromagnétique est un enjeu majeur pour assurer la sûreté de fonctionnement et la sécurité des informations circulant via les systèmes électroniques connectés. Cette thématique est assez large pour intéresser aussi bien les acteurs industriels que les acteurs académiques. Un grand nombre d'entreprises et d'agences gouvernementales françaises s'y intéressent et sont prêtes à collaborer dans des projets nationaux. De plus, cette thématique est aussi alimentée par une préoccupation européenne, qui vient notamment du désir de l'Europe de retrouver une souveraineté en matière de sécurité numérique, ce qui devrait me permettre de participer et de monter des projets d'envergure internationale.

Bibliographie

- [Alqarawi_a, 2022] G. Alqarawi, B. Alkhalifah, N. Alharbi, S. EL Khediri, "Internet-of-Things Security and Vulnerabilities: Case Study", Journal of Applied Security Research, 2022. <https://doi.org/10.1080/19361610.2022.2031841>
- [Alshaikhli_a, 2022] M. Alshaikhli, T. Elfouly, O. Elharrouss, A. Mohamed, N. Ottakath, "Evolution of Internet of Things From Blockchain to IOTA: A Survey", IEEE Access, 2022. [10.1109/ACCESS.2021.3138353](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3138353)
- [Artal_a, 2015] N. Artal, R.F. Garcia, I. Gil Gali, "Modeling Technique of the Conducted Emission of Integrated Circuit Under Different Temperature", International Journal of Numerical Modelling-Electronic Networks Devices and Fields, 2015. <https://doi.org/10.1002/jnm.2076>
- [Ayed_a, 2014] A. Ayed, « Développement de méthodologies pour l'extraction et la construction des macromodèles d'immunité électromagnétique appliqués aux circuits intégrés », thèse de doctorat, université de Bordeaux, 2014.
- [Ayed_a, 2015] A. Ayed, T. Dubois, J.-L. Levant, G. Duchamp, "A New Method for the Characterization of Electronic Components Immunity", IEEE Trans. On I&M, Vol. PP, 2015. [10.1109/TIM.2015.2412014](https://doi.org/10.1109/TIM.2015.2412014)
- [Ayed_b, 2015] A. Ayed, T. Dubois, J.-L. Levant, G. Duchamp, "Immunity Measurement and Modeling of an ADC Embedded in a Microcontroller Using RFIP Technique", IEEE Trans. On EMC, Vol. PP, 2015. [10.1109/TEMC.2015.2422140](https://doi.org/10.1109/TEMC.2015.2422140)
- [Ayed_c, 2015] A. Ayed, T. Dubois, J.-L. Levant, G. Duchamp, "Failure Mechanism Study and Immunity Modeling of an Embedded Analog-to-Digital Converter Based on Immunity Measurement", Microelectronics Reliability, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.06.109>
- [Baliga_a, 1981] B. J. Baliga, R. Ehle, J. R. Shealy et W. Garwacki, "Breakdown characteristics of gallium arsenide.", IEEE Electron Device Letters, 1981. [10.1109/EDL.1981.25442](https://doi.org/10.1109/EDL.1981.25442)
- [Baptistat_a, 2019] N. Baptistat, T. Dubois, G. Duchamp, K. Abouda, "Effects of Process-Voltage-Temperature (PVT) Variations on Low-Side MOSFET circuit Conducted Emission.", EMC Compo, 2019. [10.1109/EMCCompo.2019.8919728](https://doi.org/10.1109/EMCCompo.2019.8919728)
- [Baptistat_a, 2020] N. Baptistat, « Étude et corrélation de l'influence des paramètres électriques sur la compatibilité électromagnétique. », thèse de doctorat, université de Bordeaux, 2020.
- [Baptistat_a, 2021] N. Baptistat, T. Dubois, G. Duchamp, K. Abouda, "Temperature effects on the conducted emission of a high-side switch", Microelectronics Reliability, 2021. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2021.114262>
- [BenDhia_a, 2007] S. Ben Dhia, E. Sicard, A. Boyer, Y. Mequignon, J.-M. Dienot, "Thermal Influence on 16 bits Microcontroller Emission", EMC Compo, 2007. [10.1109/ISEMC.2007.158](https://doi.org/10.1109/ISEMC.2007.158)
- [Ben Dhia_a, 2010] S. Ben Dhia, A. Boyer, B. Li, A. C. Noye, "Characterization of the electromagnetic modelling drifts of a nanoscale IC after accelerated life tests", Electronic Letters, 2010. [10.1049/el.2010.2885](https://doi.org/10.1049/el.2010.2885)
- [Ben Dhia_a, 2013] S. Ben Dhia, A. Boyer, "Long-term Electro-Magnetic Robustness of Integrated Circuits: EMRIC research project", Microelectronic Reliability, 2013. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2013.08.016>
- [BenDhia_a, 2016] S. Ben Dhia, A. Boyer, "A review of research on the effect of ageing on the EMC of integrated circuits.", APEMC, 2016. [10.1109/APEMC.2016.7522971](https://doi.org/10.1109/APEMC.2016.7522971)
- [Benford_a, 2016] J. Benford, J. A. Swegle, E. Schamiloglu, "High power microwaves.", CRC Press, 2019.
- [Boyer_a, 2009] A. Boyer, A. C. Noye, S. Ben Dhia, B. Li, A. C. Noye, "Characterization of the Evolution of IC Emissions after Accelerated Aging.", IEEE Trans. On EMC, 2009. [10.1109/TEMC.2009.2033577](https://doi.org/10.1109/TEMC.2009.2033577)
- [Boyer_a, 2012] A. Boyer, S. Ben Dhia, B. Li, C. Lemoine, B. Vrignon, "Prediction of Long-term Immunity of a Phase-Locked Loop", Journal of Electronic Testing, 2012. [DOI 10.1007/s10836-012-5335-y](https://doi.org/10.1007/s10836-012-5335-y)
- [Boyer_b, 2014] A. Boyer, S. Ben Dhia, "Effect of Aging on Power Integrity and Conducted Emission of Digital Integrated Circuits.", Journal of Low Power Electronics (JOLPE), 2014. [hal-00938358, version 1](https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00938358)
- [Boyer_a, 2014] A. Boyer, S. Ben Dhia, B. Li, N. Berbel, R. Fernandez-Garcia, "Experimental Investigations on electrical Stress Impact on Integrated Circuit Electromagnetic Emission", IEEE Trans. On EMC, 2014. [10.1109/10.1109/TEMC.2013.2272195](https://doi.org/10.1109/10.1109/TEMC.2013.2272195)

- [Boyer_a, 2015] A. Boyer, B. Vrignon, M. Cavarroc, J. Shepherd, “Near-field injection at die level”, APEMC, 2015. [10.1109/APEMC.2015.7175281](https://doi.org/10.1109/APEMC.2015.7175281)
- [Campi_a, 2017] T. Campi, S. Cruciani, V. De Santis, F. Maradei, M. Feliziani, “EMC and EMF safety issues in wireless charging system for an electric vehicle (EV)”, International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive, 2017. [10.23919/EETA.2017.7993214](https://doi.org/10.23919/EETA.2017.7993214)
- [Cano_a, 2018] J-C. Cano, V. Berrios, B. Garcia, C. K. Toh, “Evolution of IoT: An Industry Perspective”, IEEE Internet of Things Magazine, 2018. [10.1109/IOTM.2019.1900002](https://doi.org/10.1109/IOTM.2019.1900002)
- [Cheng_a, 2020] J. Cheng, C. Zhou, D. Yu, Z. Xu, D. Zhang, “An ICIM-CI-T Model for EMI Prediction of IO Element on Typical FPGA with Temperature Effect Considered”, IEEE Trans on EMC, 2020. [10.1109/TEMC.2019.2919710](https://doi.org/10.1109/TEMC.2019.2919710)
- [Chu_a, 1990] Y.-H. Chu, J.-H.- Chou, S. Chang, “Chaos from thierd-order phase-locked loops with a slowly varying parameter.”, IEEE Trans. On Circuits and Systems, 1990. [10.1109/31.57599](https://doi.org/10.1109/31.57599)
- [Claudepierre_a, 2019] L. Claudepierre, P. Besnier, “Microcontroller Sensitivity to Fault-Injection Induced by Nezar-Field Electromagnetic Interference”, EMC Sazpporo/APEMC, 2019. [10.23919/EMCTokyo.2019.8893701](https://doi.org/10.23919/EMCTokyo.2019.8893701)
- [Cottais_a, 2018] E. Cottais, J. L. Esteves, “Second order soft-TEMPEST in RF front-ends: design and detection of polyglot modulations.”, EMC Europe, 2018. [10.1109/EMCEurope.2018.8485134](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2018.8485134)
- [Curos_a, 2020] L. Curos, T. Dubois, G. Mejecaze, F. Puybaret, B. Plano, J-M. Vinassa, “Investigation of Critical Parameters in Power Supplies Components Failure due to Electric Pulse”, Microelectronics Reliability, 2020.
- [Curos_b, 2020] L. Curos, T. Dubois, G. Mejecaze, F. Puybaret, J-M. Vinassa, “Susceptibility Modelling of Flyback SMPS Transformer Input Stage Under High Current Pulse Injection”, EMC Europe, 6 pages, 2020.
- [Curos_c, 2020] L. Curos, T. Dubois, G. Mejecaze, F. Puybaret, JM. Vinassa, “Susceptibility Modelling of SMPS Input Stage Under High Current Pulse Injection”, ICIT, 2020.
- [Curos_a, 2022] L. Curos, “Modélisation comportementale des effets de destruction d’alimentations d’équipements électroniques soumises à des impulsions électriques conduites forts niveaux. », thèse de doctorat, université de Bordeaux, 2022.
- [Dienot_a, 2005] J-M. Dienot, “Experimental Study of Thermal Influence on EMC Emission of Digital Circuit on PCB”, EMC Compo, 2005.
- [Dienot_a, 2007] J-M. Dienot, “Characterization and Simulation of Digital Device Electromagnetic Noise Under Non-Ambiant Temperature Conditions”, Electronics Letters, 2007.
- [Dienot_a, 2008] J-M. Dienot, E. Batista and M. Bernard, "Dual Experimental Approach for Thermal Impacts on Electromagnetic Behavior of Electronic Circuit Board Configurations”, IEEE Trans. On EMC, 2008. [10.1109/TIM.2008.926379](https://doi.org/10.1109/TIM.2008.926379)
- [Dienot_a, 2017] J-M. Dienot, “Effects of Thermal Agressions on Susceptibility Responses and Immunity Figures of PWM Patterns”, EMC Europe, 2017. [10.1109/EMCEurope.2017.8094805](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2017.8094805)
- [Di Napoli_a, 2011] A. Di Napoli, A. Ndokaj, “EMC and safety in vehicle drives”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2011.
- [Douzi_a, 2018] S. Douzi, M. Kadi, H. Boulzazen, M. Tig, JBH. Slama, “Conducted EMI evolution of power SIC MOSFET in a buck converter after short-circuit aging tests.”, Microelectronics reliability, 2018. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2018.06.092>
- [Dubois_a, 2009] T. Dubois, “Etude de l’effet d’onde électromagnétique sur le fonctionnement de circuits électroniques – Mise en place d’une méthode de test des systèmes”, Thèse de doctorant de l’université de Montpellier, 2019. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00931378>
- [Dubois_b, 2009] S. Jarrix, T. Dubois, R. Adam, P. Nouvel, B. Azais, D. Gasquet, “Probe characterization for electromagnetic near-field studies”, IEEE Trans. On EMC, 2009. [10.1109/TIM.2009.2023148](https://doi.org/10.1109/TIM.2009.2023148)
- [Dubois_c, 2009] T. Dubois, S. Jarrix, J. Raoult, A. Pénarier, P. Nouvel, B. Azaïs et Daniel Gasquet, “Electromagnetic Susceptibility Studies of Op. Amp. And a VCO for a PLL Application”, Workshop International, EMC Compo, Toulouse, France, Novembre, 2009, Best Paper. [hal-00991590, version 1](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2009.5391590)
- [Dubois_a, 2011] T. Dubois, “Etude de formes d’onde d’agressions électromagnétiques hyperfréquences sur la vulnérabilité de circuits électroniques.”, rapport de postdoctorat, 2011.

- [Dubois_a, 2014] T. Dubois, J. J. Laurin, “Subharmonic oscillations induced by continuous wave electromagnetic interference on a microwave phase-locked loop.”, IEEE Trans. On EMC, 2014. [10.1109/TEMC.2013.2280184](https://doi.org/10.1109/TEMC.2013.2280184)
- [Dubois_b, 2014] T. Dubois, J. J. Laurin, J. Raoult, S. Jarrix, “Effect of low and high-power continuous wave electromagnetic interference on a microwave oscillator system: from VCO to PLL to QPSK receiver.”, IEEE Trans. On EMC, 2014. [10.1109/TEMC.2013.2280670](https://doi.org/10.1109/TEMC.2013.2280670)
- [Dubois_a, 2015] T. Dubois, S. Hairoud, M.H. Gomes de Olivera, H. Fremont, G. Duchamp “Characterization and Model of Temperature Effect on the Conducted Immunity of Op-Amp”, Microelectronics Reliability, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.06.018>
- [Dubois_a, 2016] T. Dubois, G. Duchamp, J. Weckbrodt, S. Azzopardi, “Near-field scan tools for embedded electronic analysis”, PanPac, 2016. [10.1109/PanPacific.2016.7428410](https://doi.org/10.1109/PanPacific.2016.7428410)
- [Durier_a, 2016] A. Durier & al., “A methodologic project to characterize and model COTS components EMC behavior after ageing,” APEMC 2016. [10.1109/APEMC.2016.7522742](https://doi.org/10.1109/APEMC.2016.7522742)
- [Durier_a, 2019] A. Durier, S. Ben Dhia, T. Dubois, “Study of the Coupling of Wide Band Near Field Scan Probe Dedicated to the Investigation of the Radiated Immunity of Printed Circuit Boards”, SPI, 2019. [10.1109/SaPIW.2019.8781661](https://doi.org/10.1109/SaPIW.2019.8781661)
- [Durier_b, 2019] A. Durier, S. Ben Dhia, T. Dubois, “Study of the radiated immunity of a drain-source current sensor using near field scan immunity method.”, EMC Compo, 2019. [10.1109/EMCCompo.2019.8919720](https://doi.org/10.1109/EMCCompo.2019.8919720)
- [Durier_a, 2021] A. Durier, “Développement d'une méthodologie d'investigation des non-conformités CEM basée sur la mesure champ proche en immunité et la simulation numérique en vue de la qualification des cartes électroniques.”, thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2021.
- [Endo_a, 1988] T. Endo, “Chaos from phase-locked loops.”, IEEE Trans. On Circuits and Systems, 1988. [10.1109/31.1845](https://doi.org/10.1109/31.1845)
- [Endo_a, 1995] T. Endo, “A review of chaos and nonlinear dynamics in phase-locked loop”, Journal of the Franklin Institute, 1994. [10.1016/0016-0032\(94\)90091-4](https://doi.org/10.1016/0016-0032(94)90091-4)
- [Esteves_a, 2018] J. E. Esteves, “Unlocking the access to the effects induced by IEMI on a civilian UAV.”, EMC Europe, 2018. [10.1109/EMCEUROPE.2018.8484990](https://doi.org/10.1109/EMCEUROPE.2018.8484990)
- [Esteves_a, 2019] J. E. Esteves, “Electromagnetic watermarking: exploiting IEMI effects for forensic tracking of UAVs.”, EMC Europe, 2019. [10.1109/EMCEurope.2019.8872027](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2019.8872027)
- [Esteves_b, 2019] J. E. Esteves, C. Kasmi, E. Cottais, “Analysis of soft-faults induced by IEMI in elementary functions and complex electronics.”, AP-RASC, 2019. [10.23919/URSIAP-RASC.2019.8738740](https://doi.org/10.23919/URSIAP-RASC.2019.8738740)
- [Frazier_a, 2008] K. Frazier, “Automotive RF immunity testing OEM perspective.” IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2008. [10.1109/ISEMC.2008.4652235](https://doi.org/10.1109/ISEMC.2008.4652235)
- [Fernandez_a, 2012] R. Fernandez & al, «Impact of Temperature on the Electromagnetic Susceptibility of Operational Amplifiers» PIER Symposium, 2012. <http://hdl.handle.net/2117/17133>
- [Gao_a, 2019] Z. Gao, P. Wu, J. Wu, H. Li, H. Zhang, B. Li, X. Cai, J. Gao, “Research of Temperature Effect on Electromagnetic Susceptibility of Smart Switch Chip”, EMC Compo, 2019. [10.1109/EMCCompo.2019.8919704](https://doi.org/10.1109/EMCCompo.2019.8919704)
- [Ghfiri_a, 2016] C. Ghfiri, A. Boyer, S. Ben Dhia, C. Marot, “Construction of an integrated circuit emission model of a FPGA”, APEMC, 2016. [10.1109/APEMC.2016.7522751](https://doi.org/10.1109/APEMC.2016.7522751)
- [Ghfiri_a, 2019] C. Ghfiri, A. Boyer, A. Bensoussan, A. Durier, S. Ben Dhia, " A new methodology for EMC prediction of integrated circuits after aging", IEEE Trans. On EMC, 2019. [10.1109/TEMC.2018.2819722](https://doi.org/10.1109/TEMC.2018.2819722)
- [Giechaskiel_a, 2019] I. Giechaskiel, K. B. Rasmussen, “Taxonomy and challenges of out-of-band signal injection attacks and defenses.”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019. [10.1109/comst.2019.2952858](https://doi.org/10.1109/comst.2019.2952858)
- [Girard_a, 2016] M. Girard, T. Dubois, G. Duchamp, P. Hoffmann, “EMC Susceptibility Characterization of an Operational Amplifier-Based Circuit Combining Different Technique”, EMC Europe, 2016. [10.1109/EMCEurope.2016.7739244](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2016.7739244)
- [Girard_a, 2018] M. Girard, T. Dubois, P. Hoffmann, G. Duchamp, “Effects of HEMP stress on GaAs low-noise amplifier from circuit to component scale.”, Microelectronics Reliability, 2018. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2018.07.108>

- [Girard_a, 2018] M. Girard, « Recherche de vulnérabilités des étages de réception aux agressions électromagnétiques de forte puissance : cas d'un LNA AsGa. », thèse de doctorat, université de Bordeaux, 2018.
- [Giri_a, 2004] D. Giri & F. Tesche, "Classification of intentional electromagnetic environments (IEME).", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2004. [10.1109/TEMC.2004.831819](https://doi.org/10.1109/TEMC.2004.831819)
- [Grammatikis_a, 2018] P. I. R. Grammatikis, P. G. Sarigiannidis, I. D. Moscholios, "Securing the internet of things: challenges, threats and solutions.", Internet of Things, 2018. [10.1016/j.iot.2018.11.003](https://doi.org/10.1016/j.iot.2018.11.003)
- [Gros_a, 2009] J-B. Gros, G. Duchamp, A. Meresse, J-L. Levant, "Electromagnetic immunity model of an ADC for microcontroller's reliability improvement", Microelectronics Reliability, 2009. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2009.06.013>
- [Hairoud_a, 2013] S. Hairoud Airieau, T. Dubois, A. Tetelin, G. Duchamp, "Conducted immunity of three op-amps using the DPI measurement technique and VHDL-AMS modeling", EMC Compo, 2013. [10.1109/EMCCompo.2013.6735172](https://doi.org/10.1109/EMCCompo.2013.6735172)
- [Hairoud_a, 2017] S. Hairoud Airieau, T. Dubois, G. Duchamp, A. Durier, "An analog-to-digital converter immunity modelling based on a stochastic approach", EMCEurope, 2017. <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01655915>
- [Hairoud_a, 2017] S. Hairoud, G. Duchamp, T. Dubois, J. Y. Deletage, A. Durier, H. Frémont, "A conducted Immunity Model for Electromagnetic Reliability of a Voltage Reference Circuit", Microelectronics Reliability, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2017.07.030>
- [Harb_a, 2003] B. A. Harb, « Chaos and bifurcation in third-order phase-locked loop », Southeastern Symposium on System Theory, 2003. [10.1109/SSST.2003.1194549](https://doi.org/10.1109/SSST.2003.1194549)
- [Huang_a, 2015] H. Huang, & al, "Prediction of Ageing Impact on Electromagnetic Susceptibility of an Operational Amplifier", APEMC 2015. [10.1109/APEMC.2015.7175235](https://doi.org/10.1109/APEMC.2015.7175235)
- [Huang_b, 2015] H. Huang, A. Boyer, S. Ben Dhia, "Analysis and Modelling of Passive device degradation for a long-term electromagnetic emission study of a DC-DC converter", Microelectronics Reliability, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.06.058>
- [ISO26262, 2011 & 2018] ISO 26262: Road vehicles - Functional safety, 2011 & 2018.
- [Kader_a, 2013] A. Kader, M. Klingler, T. Dubois, G. Duchamp, G. Ruffié, F. Bonnaudin, "Surface equivalent modeling of layered composite material", EMC Europe, 2013. [hal-00938681](https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00938681), [version 1](https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00938681)
- [Kader_a, 2014] A. Kader, M. Klingler, T. Dubois, G. Duchamp, "Evaluation of a surface equivalent model in the case of conducted reinforced composite sheets by the use of a macro-fiber modeling approach", IEEE EMC, 2014. [hal-01104480](https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01104480), [version 1](https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01104480)
- [Kader_b, 2014] A. Kader, M. Klingler, T. Dubois, G. Duchamp, "Evaluation of the radiated field by a Harness above a partial composite material chassis", EMC Europe, 2014. [10.1109/EMCEurope.2014.6930939](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2014.6930939)
- [Kader_a, 2015] A. Kader, « Caractérisation et modélisation électromagnétique de multimatériaux composites : application aux structures automobiles. », thèse de doctorat, université de Bordeaux, 2015.
- [Khanna, 2019] A. Khanna, S. Kaur, "Evolution of Internet of Things (IoT) and its significant impact in the field of Precision Agriculture", Computers and Electronics in Agriculture, 2019. <https://doi.org/10.1016/j.compag.2018.12.039>
- [Levant_a, 2002] J.-L. Levant, M. Ramdani, R. Perdriau, "ICEM modeling of microcontroller current activity, EMC Comp, 2002. [hal-00519359](https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00519359)
- [Li_a, 2010] B. Li, A. Boyer, S. Ben Dhia, C. Lemoine, "Ageing effect on electromagnetic susceptibility of a phase locked loop.", Microelectronics Reliability, 2010. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2010.07.100>
- [Li_a, 2011] B. Li, N. Berbel, A. Boyer, S. Ben Dhia, R. Fernandez Garcia, "Study of the impact of hot carrier injection to immunity of MOSFET to electromagnetic interferences.", Microelectronics Reliability, 2011. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2011.06.010>
- [Lavau_a, 2021] L. C. Lavau, M. Suhrke, P. Knott, "Susceptibility of Sensors to IEMI Attacks", EMC/SI/PI and EMC Europe, 2021. [10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559197](https://doi.org/10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559197)
- [Mejecaze_a, 2019] G. Mejecaze, « Analyse des destructions d'alimentations électroniques soumises à un courant impulsif fort niveau. », thèse de doctorat, université de Bordeaux, 2019.

- [Mejecaze_b, 2019] G. Mejecaze, T. Dubois, L. Curos, F. Puybaret, J.M. Vinassa, "Destruction Analyses of Power Supplies due to Electric Pulse", *Microelectronics Reliability*, Vol. 100 - 101, September 2019.
- [Mejecaze_a, 2020] G. Mejecaze, L. Curos, T. Dubois, J.-M. Vinassa, F. Puybaret, "Modelling of a Current Injection System for Susceptibility Study.", *IEEE Trans. On EMC*, 2020. [10.1109/TEMC.2020.2986512](https://doi.org/10.1109/TEMC.2020.2986512)
- [Mynster_a, 2016] A. P. Mynster, P. T. Jensen, "EMC for the IoT.", *EMC Europe*, 2016. [10.1109/EMCEurope.2016.7739255](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2016.7739255)
- [Nelson_a, 2012] J. J. Nelson, W. Taylor, R. Kado, "Impact on EMC for electrical powertrains with respect to functional safety: ISO 26262", *IEEE International Electric Vehicle Conference*, 2012. [10.1109/IEVC.2012.6183161](https://doi.org/10.1109/IEVC.2012.6183161)
- [Payet_a, 2017] P. Payet, M. Guery, J. Raoult, L. Chusseau, "Out-of-band disturbance of mm-wave EMI on RF front-ends », *Microelectronics Reliability*, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2017.07.073>
- [Perdriau_a, 2011] R. Perdriau, O. Maurice, S. Dubois, M. Ramdani, E. Sicard, "Exploration of the radiated immunity of integrated circuits up to 40 GHz", *IET Electronics Letters*, 2011.
- [Pekar_a, 2020] A. Pekar, J. Mocnej, W. K. G. Seah, I. Zolotova, "Application domain-bases overview of IoT network traffic characteristics.", *ACM Comput. Surv.*, 2020. doi.org/10.1145/3399669
- [Picon_a, 2018] T. Picon, "Etude de la vulnérabilité de systèmes électroniques / électriques automobiles vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles – Analyse de risques et contre-mesures", Thèse de doctorat de l'université de Bordeaux, 2018.
- [Picon_a, 2020] T. Picon, T. Dubois, M. Klingler, G. Duchamp, "Methodology to test automotive electrical components to wideband pulse interferences", *IEEE Trans. on EMC*, 2020. [10.1109/TEMC.2019.2960082](https://doi.org/10.1109/TEMC.2019.2960082)
- [Picon_b, 2020] T. Picon, M. Klingler, T. Dubois, G. Duchamp, "Coupling mean study to test automotive equipment against wideband pulse interferences.", *EMCEurope*, 2020. [10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245749](https://doi.org/10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245749)
- [Radasky_a, 2004] W. A. Radasky, C. E. Baum, M. W. Wik, "Introduction to the special issue on high-power electromagnetics (HPEM) and intentional electromagnetic interference (IEMI)", *IEEE Trans. On EMC*, 2004. [10.1109/TEMC.2004.831899](https://doi.org/10.1109/TEMC.2004.831899)
- [Raoult_a, 2019] J. Raoult, P. Payet, L. Chusseau, "Identification of vulnerability within front-ends chips using 60 GHz near-field injection", *European Microwave Conference*, 2019. [10.23919/EuMC.2019.8910762](https://doi.org/10.23919/EuMC.2019.8910762)
- [Sabat_a, 2005] F. Sabath, E. L. Mokole, and S. N. Samaddar, "Definition and classification of ultra-wideband signals and devices." *URSI Radio Science Bulletin* 2005. [10.23919/URSIRSB.2005.7909522](https://doi.org/10.23919/URSIRSB.2005.7909522)
- [Sarkar_a, 1999] B. C. Sarkar, R. Hati, "Chaos from second-order PLL in presence of CW interference", *Electronics Letters*, 1999. [10.1049/el:19990807](https://doi.org/10.1049/el:19990807)
- [Walling_a, 2000] E. M. WALLING, "High Power Microwaves Strategic and Operational Implications for Warfare", Occasional paper, Rapport technique, 2000.
- [Wang_a, 2006] P. Y. Wang, "Chaos in phase-locked loop", *International Symposium on VLSI Design, Automation and Test*, 2006. [10.1109/VDAT.2006.258110](https://doi.org/10.1109/VDAT.2006.258110)
- [Wu_a, 2013] J. Wu, A. Boyer, J. Li, S. Ben Dhia, R. Shen, "Characterization of Changes in LDO Susceptibility After Electrical Stress.", *IEEE Trans. On EMC*, 2013. [10.1109/TEMC.2013.2242471](https://doi.org/10.1109/TEMC.2013.2242471)
- [Wu_b, 2013] J. Wu, A. Boyer, J. Li, S. Ben Dhia, B. Vrignon, "LDO regulator DC characteristic and susceptibility prediction after electrical stress ageing", *Microelectronic Reliability*, 2013. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2013.07.124>
- [Wu_a, 2020] J. Wu, Y. Qi, G. Gong, J. Fan, M. Miao, W. Yu, J. Ma, J. L. Drewniak, "Review of the EMC aspects of internet of things", *IEEE trans. on EMC*, 2020. [10.1109/TEMC.2019.2957423](https://doi.org/10.1109/TEMC.2019.2957423)
- [Wunsch_a, 1968] D.C. Wunsch, R.R. Bell, "Determination of threshold failure levels of semiconductor diodes and transistors due to pulsed voltages.", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 1968. [10.1109/TNS.1968.4325054](https://doi.org/10.1109/TNS.1968.4325054)
- [Yang_a, 2017] Y. Yang, L. Wu, G. Yin, L. Li, H. Zhao, "A survey on security and privacy issues in internet of things.", *IEEE Internet of things journal*, 2017. [10.1109/JIOT.2017.2694844](https://doi.org/10.1109/JIOT.2017.2694844)