



HAL
open science

Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de l'immunité électromagnétique des circuits intégrés

Ali Alaeldine

► To cite this version:

Ali Alaeldine. Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de l'immunité électromagnétique des circuits intégrés. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA de Rennes, 2008. Français. NNT: . tel-00355945

HAL Id: tel-00355945

<https://theses.hal.science/tel-00355945>

Submitted on 26 Jan 2009

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.

INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES

THÈSE
pour obtenir le grade de
DOCTEUR EN SCIENCES APPLIQUÉES
Spécialité : Électronique

préparée à l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR)
et à l'École Supérieure d'Électronique de l'Ouest (ESEO)

dans le cadre de l'École Doctorale **MATISSE : Mathématiques,
Télécommunications, Informatique, Signal, Systèmes et Électronique**

présentée par

Ali ALAELDINE

Master Télécommunications et Réseaux
Master Instrumentation et Microélectronique

Titre :
**Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de
l'immunité électromagnétique des circuits intégrés**

Soutenue le 16 octobre 2008 devant le jury composé de :

M. Etienne Sicard	Professeur à l'INSA de Toulouse	Président
Mr. Flavio Canavero	Professeur à l'Université de Turin, Italie	Rapporteur
Mr. Fabien Ndagijimana	Professeur à l'Université de Grenoble	Rapporteur
Mr. Jean-Luc Levant	Expert CEM d'ATMEL Nantes	Examinateur
Mr. M'hamed Drissi	Professeur à l'IETR et à l'INSA de Rennes	Directeur de thèse
Mr. Mohamed Ramdani	Enseignant-Chercheur (HDR) à l'ESEO	Co-encadrant de thèse
Mr. Richard Perdriau	Enseignant-Chercheur à l'ESEO	Co-encadrant de thèse
Mr. Frédéric Lafon	Expert CEM de VALEO VECS	Invité

"La nature nous a donné deux oreilles et seulement une langue afin de pouvoir écouter d'avantage et parler moins" Zénon d'Elée

J'ai eu 17 ans quand j'ai décidé de continuer mes études afin d'être docteur dans le domaine de l'électronique et des télécommunications. Départ du Liban le 23 juillet 1997. Direction : à travers le monde ... 9 octobre 2008 : une très longue histoire pour une thèse pour laquelle j'ai tout entrepris.

– "A mon épouse Zeinab, mes parents et mon neveu Ali ..."

– "Et mes frères et sœurs : Firas, Rached et Najat"

A tous ceux-là, je leur dis mer.....ci !

Résumé

De nos jours, le développement rapide des systèmes électroniques complexes multiplie les sources de perturbations électromagnétiques, auxquelles un nombre de circuits actuels deviennent de plus en plus susceptibles. Il devient donc indispensable de prédire les comportements des circuits intégrés vis-à-vis de ces perturbations, qu'elles soient conduites ou rayonnées. Cette thèse propose donc une méthodologie de simulation de l'immunité conduite et rayonnée des circuits intégrés dans leur environnement. Les travaux ont été menés sur un circuit intégré multi-cœur précédemment utilisé pour l'étude des techniques de réduction des émissions parasites. Celui-ci a permis, en sus de la méthodologie déjà citée, d'identifier quelques règles de conception en vue d'une meilleure immunité électromagnétique. Le premier chapitre est consacré à l'étude des origines des perturbations électromagnétiques et de leurs influences sur le comportement des circuits intégrés, ainsi que des méthodes de mesure de la susceptibilité en modes conduit et rayonné, en harmonique et en transitoire. Les chapitres 2 et 3 présentent des modèles électriques complets pour la simulation de l'immunité en mode conduit d'un circuit intégré, respectivement en harmonique (DPI - Direct Power Injection) et en transitoire (VF-TLP - Very Fast Transmission Line Pulsing). Les pertes en puissance ainsi que le substrat du circuit intégré ont également été modélisés. Dans le chapitre 4, un modèle de simulation d'injection en champ proche (en mode rayonné) est introduit et validé par des mesures de susceptibilité effectuées sur des circuits en boîtier avec et sans couvercle. Enfin, l'utilisation de diverses techniques de réduction de l'émission parasite des circuits intégrés pour la diminution conjointe de leur susceptibilité en modes conduit et rayonné est étudiée et discutée dans le chapitre 5. Les perspectives de cette thèse couvrent la prédiction avant fonderie de l'immunité des circuits intégrés aux agressions externes ainsi que la fourniture de leurs modèles pour la simulation d'immunité au niveau carte et au niveau système.

Mots-clés

Compatibilité électromagnétique, susceptibilité, émission, agression, mesure, bruit de substrat, modélisation, simulation.

Abstract

Nowadays, the steep growth of mass-market complex electronic systems is the source of numerous electromagnetic disturbances, to with an increasing number of integrated circuits (ICs) are becoming more and more susceptible. Therefore, predicting the behavior of integrated circuits to electromagnetic aggression, conducted or radiated, is a topical demand. This thesis introduces a new simulation methodology aimed to assess the conducted and radiated immunity of integrated circuits in their environment. The whole study was conducted thanks to a multi-core integrated circuit which was initially intended for the validation of low-emission design techniques; this circuit also made it possible to define new design rules to increase the immunity of integrated circuits against electromagnetic interference.

This thesis is organized as follows. In the first chapter, an investigation of several electromagnetic disturbance sources and their influences on the behavior of integrated circuits is presented. Moreover, in the same chapter, the existing measurement methods for IC susceptibility to conducted and radiated, either continuous harmonic or fast transient pulses, are detailed. In the second and third chapters, complete electrical models for the simulation of conducted immunity are presented, with respect to continuous harmonic (DPI - Direct Power Injection) and fast transient (VF-TLP - Very Fast Transmission Line Pulsing) injection modes, respectively; furthermore, simplified electrical models for power losses and IC substrates are introduced. In the fourth chapter, a complete immunity simulation model for the near field (radiated) injection method is established and validated by measurements on the integrated circuit encapsulated in normal and unshielded packages. Finally, the fifth chapter is focused on the demonstration of the validity of suggested emission reduction techniques for susceptibility reduction, as well as their classification according to their respective efficiencies and costs. The prospective of this thesis lies in the development of pre-manufacturing immunity prediction models for integrated circuits; these models can be used for the immunity simulation of an IC located on a printed circuit board inside a complex system.

Keywords

Electromagnetic compatibility, susceptibility, emission, aggression, measurement, substrate noise, modeling, simulation.

Remerciements

Cette thèse a été effectuée à l'ESEO Angers, au sein du Groupe de Recherche en Architecture des Composants Électroniques (GRACE) du département Électronique et Sciences Physiques. Ce travail de recherche a été mené en collaboration avec l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Rennes.

Les travaux de cette thèse ont été très enrichissants. Pour chaque test ou mesure, je me suis déplacé pour découvrir de nouveaux dispositifs de mesure et augmenter mes connaissances dans ce domaine. De plus, cette expérience de thèse m'a permis de découvrir les aspects de recherche scientifique, de faire évoluer mon niveau de communication avec les autres des différentes régions et entreprises, de vivre le travail en équipe et enfin de m'intégrer dans une société accueillante et très riche en histoire et culture.

Ainsi, je voudrais témoigner toute ma sympathie à une merveille qui s'appelle la France et qui m'a accueilli avec toute l'ambiance nécessaire pour effectuer un bon travail.

Je tiens en premier lieu à remercier sincèrement mon directeur de thèse, Monsieur M'hamed Drissi, et mes co-encadrants Messieurs Mohamed Ramdani et Richard Perdriau, pour la confiance qu'ils m'ont accordée, pour leurs disponibilités, leurs conseils et leurs idées.

Merci à Monsieur Olivier Bonnaud, directeur de l'école doctorale "MATISSE", pour m'avoir permis d'effectuer cette thèse au sein de cette école doctorale.

Je souhaite ensuite remercier Monsieur Etienne Sicard qui me fait l'honneur de présider le jury, ainsi que Messieurs Flavio Canavero et Fabien Ndagijimana qui ont accepté d'être les rapporteurs de ma thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à Messieurs Jean-Luc Levant, d'Atmel Nantes, Frédéric Lafon, de Valeo Créteil, et Olivier Maurice, de PSA Peugeot-Citroën, pour leur soutien, leur écoute, leurs conseils et leurs idées durant ces trois années.

Je tiens à remercier tout le personnel de l'ESEO, en particulier son directeur Monsieur Jacky Charruault, pour m'avoir permis de préparer cette thèse et simultanément d'appliquer mes connaissances dans le domaine de l'enseignement, et Monsieur Bilel Ben Boubaker pour le support moral qu'il m'a apporté durant ces dernières années.

Un grand merci à l'Education and Student Activities Committee (ESAC) de l'IEEE, et en particulier à son président Monsieur Bob Nelson, qui a contribué à ma motivation durant deux années de ma thèse au travers des prix qui m'ont été décernés. Il ne faudrait pas oublier tous ceux avec lesquels j'ai travaillé sur différents projets pendant ces trois années :

- Alexandre Boyer du LATTIS-INSA Toulouse
- Nicolas Lacrampe du LAAS
- Jérôme Cordi de Atmel Nantes
- Thomas Ordas du LIRMM

- Vishal Veeragandham de l'Indian Institute of Technology - Guwahati
- Vineet Verma de l'Indian Institute of Technology - Bombay
- Samer Merhi et Mokhtar Tormos de l'Université Libanaise - Beyrouth

Et bien évidemment, je ne voudrais pas conclure sans une pensée toute spéciale pour mon épouse Zeinab qui m'a apporté tout son soutien, mes parents Nasrat et Ghada qui ont financé une grande partie de mes études, et ma sœur Najat et mon beau-frère Zakaria pour l'accueil spécial qu'ils m'ont réservé au Liban pendant mes vacances.

Table des matières

Introduction générale	1
1 Susceptibilité des CIs aux agressions électromagnétiques : état de l'art	5
1.1 Introduction	5
1.2 Susceptibilité des composants et des systèmes	6
1.2.1 Définitions	6
1.2.2 Problématiques de la susceptibilité électromagnétique	6
1.3 Sources des perturbations électromagnétiques	6
1.3.1 Décharges électrostatiques	7
1.3.2 Réseaux de communication sans fil	7
1.3.3 Radars : RAdio Detection And Ranging	9
1.3.4 Charges inductives	9
1.3.5 Armes électromagnétiques de forte puissance	10
1.3.6 Circuits intégrés	10
1.3.7 Autres sources	11
1.4 Couplage entre une source et une victime	11
1.4.1 Couplage inductif	12
1.4.2 Couplage capacitif	12
1.4.3 Couplage rayonné	13
1.4.4 Effets des perturbations sur le comportement des circuits intégrés	13
1.5 Techniques de mesures de la susceptibilité	13
1.5.1 Mesure d'immunité en mode conduit	13
1.5.2 Mesure d'immunité en mode rayonné	16
1.6 Techniques de protection en CEM	23
1.6.1 Blindages	23
1.6.2 Protections contre les décharges d'électricité statique (ESD)	24
1.6.3 Logiciels défensifs	24
1.7 Modèles de simulation de l'immunité	25
1.8 Conclusion	26
2 Susceptibilité des circuits intégrés à l'injection directe de puissance (DPI)	27
2.1 Introduction	27
2.2 Principe de la DPI	27

2.2.1	Principes généraux	27
2.2.2	Véhicule de test	29
2.2.3	Banc de mesure utilisé	31
2.3	Modélisation de l'injection DPI sur le rail d'alimentation V_{dd}	33
2.3.1	But du travail	33
2.3.2	Modélisation de la sonde d'injection et du coupleur directif	33
2.3.3	Modélisation des capacités d'injection et de découplage	35
2.3.4	Modélisation du circuit imprimé	37
2.3.5	Modélisation du circuit intégré	39
2.3.6	Pertes en puissance	42
2.3.7	Modèle électrique complet	54
2.3.8	Généralisation du modèle de la sonde d'injection	56
2.4	Simulation de l'injection DPI sur le rail d'alimentation V_{dd}	57
2.4.1	Principe et algorithme de simulation	57
2.4.2	Critères de susceptibilité	61
2.4.3	Résultats de simulation	62
2.4.4	Comparaison mesure/simulation	65
2.5	Résultat final	66
2.6	Modélisation de l'injection DPI sur le rail d'alimentation V_{ss}	67
2.6.1	But du travail	67
2.6.2	Présentation et mesure de la susceptibilité des cœurs logiques	68
2.7	Modélisation et simulation de l'injection dans les substrats	72
2.8	Conclusion	80
3	Susceptibilité des circuits intégrés aux agressions conduites impulsionnelles	83
3.1	Introduction	83
3.2	Sources de perturbation : décharges électrostatiques	83
3.3	Principe du VF-TLP	85
3.3.1	Description du banc de mesure VF-TLP	86
3.3.2	Procédure d'injection	87
3.3.3	Description du boîtier TDR	87
3.4	Modélisation de l'injection VF-TLP sur le rail d'alimentation V_{dd}	89
3.4.1	But du travail	89
3.4.2	Modélisation du banc VF-TLP	89
3.4.3	Modélisation du boîtier TDR	89
3.4.4	Validation du modèle d'injection sur une ligne PCB	92
3.4.5	Modélisation du dispositif d'injection	93
3.4.6	Modèle électrique complet	93
3.4.7	Résultats de l'injection et comparaison mesure/simulation de l'impulsion injectée	94
3.5	Résultats de mesure et de simulation pour l'injection dans le rail d'alimentation V_{dd}	97
3.5.1	Critères de susceptibilité	97
3.5.2	Injection d'impulsions de différentes largeurs	97

3.6	Mesure de la susceptibilité des cœurs logiques à l'injection dans le rail d'alimentation V_{ss}	99
3.6.1	Susceptibilité du cœur NORM	100
3.6.2	Susceptibilité du cœur ISO	100
3.6.3	Susceptibilité du cœur RC	101
3.6.4	Exemple de modélisation de l'injection sur le rail d'alimentation V_{ss} du cœur RC	102
3.6.5	Critère des fautes logiques	103
3.7	Conclusion	105
4	Susceptibilité des circuits intégrés aux agressions rayonnées en champ proche	107
4.1	Principe de l'injection en champ proche	107
4.1.1	Équipements	108
4.1.2	Installation du banc	109
4.1.3	Procédure de mesure	110
4.2	Modélisation de l'injection en champ proche	110
4.2.1	Modélisation de la sonde magnétique	111
4.2.2	Modélisation du couplage	112
4.2.3	Modélisation des pertes en puissance	113
4.2.4	Modèle électrique complet	115
4.3	Techniques de la simulation d'immunité	115
4.3.1	Définition des critères d'immunité	115
4.3.2	Algorithme de simulation	116
4.4	Résultats des mesures et simulations	117
4.5	Susceptibilité de puce dans un boîtier sans couvercle	118
4.5.1	Cœur GRID	119
4.5.2	Cœur ISV	119
4.5.3	Mesure de susceptibilité	120
4.6	Conclusion	124
5	Comparaison des techniques de protection en émission et en susceptibilité	127
5.1	Introduction	127
5.2	Synthèse des travaux précédents	128
5.2.1	Mesure $1-\Omega$	128
5.2.2	Mesure TEM et GTEM	129
5.3	Emission en champ proche	129
5.3.1	Sensibilité des sondes	131
5.3.2	Mesures et résultats	133
5.3.3	Scan haute résolution d'une puce sans couvercle	136
5.4	Conclusion	139
	Conclusion générale	141

Annexes	151
.1 Annex 1	151
.2 Annex 2	151
.3 Annex 3	154
.4 Annex 4	156
Publications en rapport avec la thèse	161

Table des figures

1	Différentes fréquences de télécommunications	2
2	Flot de conception	2
1.1	Les trois éléments d'une étude en CEM	6
1.2	Forme d'une onde prédictible à double potentiel	7
1.3	Forme d'une onde aléatoire à double potentiel	8
1.4	Exemple d'une onde transitoire générée par un moteur électrique	10
1.5	Spectre émis par un circuit logique	11
1.6	Les trois modes de couplage en présence d'une perturbation conduite ou rayonnée	12
1.7	Banc d'injection directe de puissance (DPI)	14
1.8	Banc d'injection d'impulsions transitoires	14
1.9	Banc d'injection de courant en immunité (BCI)	15
1.10	Banc de mesure d'immunité à cage de Faraday - Work Bench Faraday Cage (WBFC)	16
1.11	Banc de mesure d'immunité "stripline"	17
1.12	Cellule TEM pour la mesure de la susceptibilité d'un circuit intégré monté sur son circuit imprimé	18
1.13	Exemple de mesure d'émission d'un circuit multi-cœurs	18
1.14	Cellule GTEM	19
1.15	Exemple de cellule de Laplace et son principe de fonctionnement	20
1.16	Banc de mesure d'immunité en champ proche	20
1.17	Banc d'agression par lignes couplées	21
1.18	Banc d'injection rayonnée directe de puissance au travers d'un cône LIHA	22
1.19	Chambre anéchoïque	23
1.20	Modèle de protection ESD à diode	24
1.21	Principe de l'application d'un test de logiciel défensif (Baffreau [10])	25
2.1	Banc de mesure pour la méthode d'injection directe de la puissance (DPI)	28
2.2	Coupleur directif nécessaire pour mesurer les puissances injectée et réfléchie	29

2.3	Injection de la puissance directement dans le réseau d'alimentation d'un circuit intégré	29
2.4	CESAME avec 6 six cœurs logiques	30
2.5	Cellule CORELOGIC2X	31
2.6	a) Porte logique NAND b) cellule de base BASE20X	31
2.7	Cellule de base BASE20X avec ses 25 portes NAND	32
2.8	Système d'injection directe de puissance (DPI)	33
2.9	Représentation schématique de la sonde d'injection attachée au circuit imprimé	34
2.10	Ligne de transmission représentée dans le modèle Spice du coupleur directif et des câbles	35
2.11	Impédance et modèle de la capacité d'injection	36
2.12	Impédance du système sans le coupleur directif	37
2.13	Modèle schématique du circuit imprimé	38
2.14	Modèle du circuit imprimé avec le système d'alimentation et la capacité de découplage	38
2.15	Boîtier	40
2.16	Couplage capacitif entre les rails d'alimentation	41
2.17	Modèle du cœur en simulation	42
2.18	Impédance totale du système	44
2.19	Impédances équivalentes du circuit intégré, du circuit imprimé, de la sonde et de la capacité d'injection	45
2.20	Effet de peau d'un conducteur	46
2.21	Mesure des pertes rayonnées dans une cellule GTEM	48
2.22	Perte rayonnée en puissance mesurée dans une cellule GTEM en fonction de la fréquence d'injection	49
2.23	Courbe d'impédance mesurée du système en fonction de la fréquence	50
2.24	Courbe du champ rayonné maximal $ E _{max}$ calculé en fonction de la fréquence d'injection	51
2.25	Modèle en ligne de transmission d'un anneau	51
2.26	Modèle des pertes conduites	53
2.27	Modèle des pertes ajouté au modèle électrique complet du système	53
2.28	Matrice d'anneaux circulaires (d'après Wheeler)	54
2.29	Modèle électrique complet du système	55
2.30	Comparaison mesure et simulation d'impédance du système complet	55
2.31	Mesure et simulation de l'impédance du système sans le coupleur directif	56
2.32	Modèle générique de la sonde d'injection et son effet sur le profil d'impédance du système	57
2.33	Algorithme de simulation	59
2.34	Modèle du générateur de perturbation	59
2.35	Exemple de simulation de la susceptibilité du signal de sortie du circuit agressé par une rampe de puissance pour une fréquence d'injection de 220 MHz	60
2.36	Diagramme de simulation complet avec le modèle des pertes	60

2.37 Critères de susceptibilité	61
2.38 Simulation de la susceptibilité du circuit CESAME sans tenir compte des modèles du coupleur directif et des pertes en puissance	62
2.39 Simulation de la puissance (puissance délivrée : 1 W)	63
2.40 Simulation du circuit CESAME en ajoutant le coupleur directif	64
2.41 Courbes de simulation : susceptibilité du signal de sortie en fonction des puissances injectée et transmise	65
2.42 Comparaison mesure/simulation de la susceptibilité du circuit	66
2.43 Bruit dissipé	68
2.44 Cœur NORM	69
2.45 Cœur ISO	70
2.46 Cœur RC	71
2.47 Courbes de susceptibilité des 3 cœurs NORM, ISO et RC en injectant de la puissance par le rail V_{ss}	72
2.48 En haut, l'amplificateur avec son coupleur directif intégré, en bas son modèle électrique	73
2.49 Modélisation du cœur NORM	74
2.50 Schéma du modèle électrique complet (système d'agression, circuit imprimé et cœur) utilisé pour la simulation d'une injection de puissance dans le cœur NORM par le rail V_{ss}	75
2.51 Modélisation du cœur ISO	76
2.52 Schéma du modèle électrique complet (système d'agression, circuit imprimé et cœur) utilisé pour la simulation d'une injection de puissance dans le cœur ISO par le rail V_{ss}	77
2.53 Modélisation du cœur RC	78
2.54 Schéma du modèle électrique complet (système d'agression, circuit imprimé et cœur) utilisé pour la simulation d'une injection de puissance dans le cœur RC par le rail V_{ss}	78
2.55 Comparaison entre les courbes de susceptibilité	79
2.56 Comparaison	79
3.1 Formes d'ondes des différents modèles ESD [94]	84
3.2 Immunité en transitoire en fonction de la nouvelle génération de processeurs [21]	85
3.3 Installation du système d'injection d'impulsion VF-TLP avec le circuit à tester	86
3.4 Dispositif d'injection dans le circuit intégré	87
3.5 Schéma électrique d'un générateur avec le système TDR	88
3.6 Vue d'ensemble du banc d'injection VF-TLP	88
3.7 Impulsions	90
3.8 Etude de l'atténuation entre l'entrée du boîtier et la sortie	90
3.9 Modélisation du boîtier TDR avec les délais et les atténuations	91

3.10	Injection d'une impulsion de 1 V à travers le boîtier TDR sur les voies d'oscilloscope 50Ω : impulsion transmise sur la carte avec une légère atténuation (haut), et impulsion récupérée avec une atténuation de 32 dB (bas)	91
3.11	Modèle de la ligne avec sa résistance de terminaison	92
3.12	Comparaison mesure/simulation	92
3.13	Modèle électrique complet du système	94
3.14	Comparaison mesure/simulation pour l'impulsion injectée	95
3.15	Comparaison mesure/simulation des amplitudes des impulsions injectée et réfléchie	96
3.16	Comparaison mesure/simulation de l'influence de l'impulsion sur le signal de sortie du cœur NORM	96
3.17	Comparaison entre la partie incidente et réfléchie de l'impulsion injectée avec une largeur d'impulsion	98
3.18	Perturbations en tension vues sur le signal de sortie en fonction de l'amplitude de l'impulsion injectée	98
3.19	Comparaison entre les courbes de susceptibilité en injectant deux impulsions de deux largeurs différentes : 1.25 ns et 5 ns	99
3.20	Comportement du signal de sortie du cœur NORM en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss}	100
3.21	Comportement du signal de sortie du cœur ISO en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss}	101
3.22	Comportement du signal de sortie du cœur RC en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss} (partie incidente)	102
3.23	Comparaison de la susceptibilité des trois cœurs NORM, ISO et RC en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss} du circuit	103
3.24	Modèle de simulation complet pour la prédiction de la susceptibilité du cœur RC à l'injection d'impulsions dans le rail V_{ss}	104
3.25	Simulation des impulsions (injectée, incidente et réfléchie) et perturbation produite sur le signal de sortie du cœur RC	105
3.26	Comparaison mesure/simulation de l'injection d'impulsions pour le cœur RC	105
4.1	Banc d'injection en champ proche	109
4.2	Structure d'injection en champ proche	110
4.3	Dipôle magnétique	111
4.4	Modèle de la sonde magnétique	111
4.5	Couplage inductif entre la sonde magnétique et le circuit sous test	112
4.6	Méthodologie implémentée dans IC-EMC pour comparer mesures et simulation [19]	113
4.7	R_{loop} en fonction de la fréquence d'injection	114
4.8	Comparaison mesure/simulation de l'impédance de la sonde d'injection	114
4.9	Modèle électrique complet du banc champ proche	115
4.10	Courbe d'impédance du système d'injection en champ proche	116

4.11	Algorithme de simulation en champ proche	117
4.12	Simulation (ligne pointillées) et mesure (ligne continue) d'immunité en champ proche	118
4.13	Composants électriques et magnétiques	119
4.14	Cœur GRID	120
4.15	Structure d'un inverseur intégré dans le cœur ISV	120
4.16	Susceptibilité des cœurs logiques	121
4.17	Susceptibilité des cœurs logiques	122
4.18	Susceptibilité des cœurs logiques	123
4.19	Susceptibilité des cœurs logiques	124
5.1	Principe de la mesure 1Ω	128
5.2	Emissions conduites par les cœurs NORM, ISO et RC sur l'alimentation V_{SS} [106]	129
5.3	Installation du scan champ proche	130
5.4	Ligne de test microruban montée sur un circuit imprimé	131
5.5	Ligne microruban	132
5.6	Influence de la longueur du brin central L sur la sensibilité de la sonde testée sur une ligne microruban, a)L=1 mm, b)L=3 mm, c)L=5 mm	132
5.7	Influence du rayon R de la boucle sur la sensibilité de la sonde magnétique testée sur une ligne microruban, a)R=2 mm, b)R=4 mm, c)R=6 mm	133
5.8	Sensibilité de la sonde électrique (E_z) en fonction de la hauteur, a)h=1 mm, b)h=2 mm, c)h=3 mm	133
5.9	Sensibilité de la sonde magnétique (H_z) en fonction de la hauteur, a)h=1 mm, b)h=2 mm, c)h=3 mm	134
5.10	Cartographie du champ magnétique H_y émis par le cœur NORM	134
5.11	Cartographie du champ magnétique H_y induit émis par :	135
5.12	Cartographie du champ magnétique normal H_z émis par le cœur NORM	136
5.13	Cartographie du champ magnétique normal H_z émis par le :	137
5.14	Histogramme des champs magnétiques émis par les trois cœurs	137
5.15	Cartographie du champ magnétique normale H_z émis par le cœur NORM	138
5.16	Cartographie du champ magnétique normal H_z émis par :	138
17	Circuit imprimé dédié à la mesure d'immunité du CI CESAME	159

Liste des tableaux

1	Evolution des technologies de conception (d'après ITRS SIA)	1
1.1	Plages de fréquences radar	9
1.2	Exemples de cellules TEM	17
1.3	Exemples de cellules de Laplace	20
2.1	Valeurs des éléments passifs du modèle de la sonde d'injection	34
2.2	Valeurs des éléments passifs des capacités d'injection et de découplage	36
2.3	Paramètres physiques des lignes d'alimentation V_{dd} et V_{ss}	39
2.4	Valeurs des éléments passifs du modèle de la carte imprimée	39
2.5	Valeurs des éléments passifs du modèle de boîtier	40
2.6	Valeurs des couplages inductifs	41
2.7	Facteurs de qualité des pertes en puissance	47
2.8	Valeurs de la puissance injectée, de l'impédance du système et du courant injecté en fonction de la fréquence d'injection	50
2.9	Valeurs du champ rayonné maximal $ E _{max}$ calculées en fonction de la fréquence d'injection	50
2.10	Valeurs des éléments passifs du modèle de substrat du cœur NORM	74
2.11	Valeurs des éléments passifs du modèle de substrat du cœur ISO	75
2.12	Valeurs des éléments passifs du modèle de substrat du cœur RC	76
3.1	Standards proposés pour l'injection d'impulsions et l'immunité des circuits intégrés	84
3.2	Fautes logiques produites par chaque cœur	103
4.1	Bandes de fréquences couvertes par chacun des amplificateurs de puissance	109
4.2	Les composantes d'injection appliquées sur chaque cœur	121
5.1	Valeurs du champ magnétique H_y produit par chacun des trois cœurs : NORM, ISO et RC	135
5.2	Les valeurs du champ magnétique H_z produit par chacun des trois cœurs : NORM, ISO et RC	136

Introduction générale

Depuis de nombreuses années, l'apparition de nouvelles technologies de gravure (aujourd'hui 65 nm et bientôt 22 nm) autorise une forte intégration de fonctions complexes et rapides telles que les microcontrôleurs avec modules de communication intégrés avec ou sans fil, les séquenceurs complexes pour les algorithmes de télécommunications, et les circuits multi-cœurs (1000 cœurs prévus en 2020), ce qui augmente brutalement les émissions électromagnétiques parasites de ces circuits. Simultanément, la réduction des tensions d'alimentation est dictée par un double souci de réduire la consommation et de protéger les oxydes de grille des transistors d'un claquage par surtension. Une tension d'alimentation faible à l'intérieur d'un circuit signifie également une marge de bruit plus faible, donc une plus grande sensibilité aux bruits. Ensuite, la réduction de la géométrie des transistors ainsi que l'amélioration des interconnexions vont diminuer les temps de montée des signaux internes et donc ceux des pics de courant, entraînant une extension du spectre d'émission (que ce soit conduit ou rayonné) vers les très hautes fréquences (plusieurs dizaines de GHz). De plus, la commutation simultanée des millions de portes intégrées dans ces circuits induit une forte variation du courant dans les rails d'alimentation, ce qui peut provoquer des dysfonctionnements internes et parfois des dégradations au niveau physique sur d'autres composants ou le composant lui-même. Le tableau 1, montre l'évolution de la technologie de conception des circuit intégrés. En outre, l'apparition de nouveaux et nombreux protocoles et systèmes de

Année de production	2008	2010	2012	2014	2016	2018	2020
Technologie de gravure (nm)	55	45	35	28	22	18	14
Dimensions de Wafer (mm)	350	350	350	450	450	450	450
Alimentation (V)	1	1	0.9	0.9	0.8	0.7	0.65
Nombre de pads	4000	5300	5300	5300	5300	5300	5300

TAB. 1 – **Evolution des technologies de conception (d'après ITRS SIA)**

télécommunications augmente parallèlement la quantité d'interférences électromagnétiques ainsi que la densité des champs magnétiques et électriques, et pose le problème de la susceptibilité et du fonctionnement des circuits intégrés dans ce milieu électromagnétiquement pollué. Ces perturbations sont alors d'origine externe et proviennent essentiellement des antennes dédiées aux systèmes de télécommunications (figure 1). Les perturbations peuvent être également à l'origine de couplages inductifs ou capacitifs.

Par conséquent, les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) concernent à la fois le bruit parasite (émission conduite et rayonnée) produit par les circuits et la susceptibilité de ces

0.8 GHz	2 GHz		5 GHz		10 GHz	28 GHz	77 GHz	94 GHz
GSM	PDC	DCS	WLAN		SATTV	SATTV		
CDMA	GPS	PCS	802.11b/g	SATTV	WLAN	WLAN	LMDS	AUTO
ISM	SAT	DECT	Bluetooth		802.11a	Hyperlink	WLAN	Radar
	Radio	CDMA	ZigBee			UWB		Météorologie
								Espace

FIG. 1 – Différentes fréquences de télécommunications

derniers vis-à-vis des agressions internes et externes en modes conduit et rayonné, en harmonique et en transitoire.

Le concepteur de circuits intégrés devra donc être capable de prédire les performances CEM de son circuit avant de passer à l'étape de fabrication. Des modèles pour la prédiction du bruit parasite conduit et rayonné émis par les circuits intégrés ont été proposés et le développement à ce niveau est bien avancé [106], tandis que seulement peu d'études ont été focalisées à ce jour sur la modélisation de la susceptibilité de ces circuits, et elles sont insuffisantes pour faire tourner des simulations complètes.

C'est pour cette raison que la modélisation de l'immunité des composants aux différentes interférences électromagnétiques est devenue une nécessité. Les modèles qui seront proposés doivent être complets au niveau du circuit et son environnement, par contre l'agression sera faite à partir d'un modèle séparé dédié à chaque dispositif d'agression. Idéalement, grâce à ces modèles, des techniques de réduction de l'émission et la susceptibilité pourront être mises en place dès la conception du circuit intégré (figure 2).

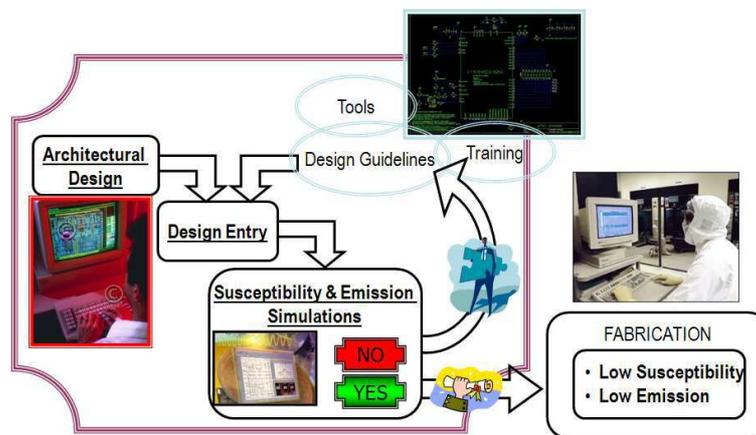


FIG. 2 – Flot de conception

Dans ces travaux de thèse, nous avons ciblé plusieurs objectifs : d'une part, la mise en place d'une méthodologie et d'un modèle de simulation complet pour la prédiction de la susceptibilité d'un circuit dans son environnement ainsi que différents modèles d'injection en fonction du dispositif d'agression ; d'autre part, la validation en mesure et simulation d'un certain nombre de techniques de réduction de l'émission et de la susceptibilité des circuits intégrés. La modélisation de la susceptibilité ne peut être effectuée qu'à partir de mesures réalisées sur un circuit intégré existant. Le modèle proposé sera donc basé sur le comportement de ce circuit, mais pourra être généralisée à un circuit numérique quelconque.

Cette thèse se compose de cinq principaux chapitres.

Dans un premier chapitre, nous présenterons les principales origines des interférences électromagnétiques, ainsi que les comportements des circuits et des composants vis-à-vis de ces perturbations. Nous présenterons également les méthodes d'agression en modes conduit et rayonné, en harmonique et en transitoire, utilisées pour mesurer la susceptibilité des circuits intégrés.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'un modèle complet pour la simulation de la susceptibilité d'un circuit intégré à une agression harmonique conduite (DPI). L'ensemble du dispositif sera modélisé, depuis le dispositif d'injection jusqu'au cœur logique en passant par le circuit imprimé, le boîtier et les pertes en puissance. Le composant dédié à ce test est un circuit composé de six cœurs logiques réalisé par STMicroelectronics. Les six cœurs disposent des mêmes règles de dessin, par contre nécessitent différentes techniques de protection. Les modèles proposés seront valables pour une injection sur les rails d'alimentation V_{dd} ou V_{ss} ; dans ce dernier cas, un modèle simplifié du substrat d'un circuit intégré sera développé et utilisé. Une comparaison entre les résultats de mesure et de simulation sera effectuée en déterminant les fréquences et les niveaux de plus faible ou plus forte immunité.

Dans le troisième chapitre, la même méthodologie de mesure et simulation sera appliquée, mais cette fois-ci des agressions conduites impulsionnelles (VF-TLP) seront injectées. Le modèle du dispositif développé pour la méthode DPI sera réutilisé et complété par un modèle spécifique du banc d'injection. Des travaux effectués en collaboration avec Nicolas Lacrampe, doctorant au LAAS (Toulouse), permettent de déterminer un modèle d'injection dédié à la méthode d'agression impulsionnelle. Là encore, une comparaison simulation/mesure, que ce soit au niveau des impulsions incidente et réfléchie ou de la susceptibilité du circuit, permettra de valider les modèles correspondants.

Le quatrième chapitre décrit le problème de la susceptibilité des circuits intégrés aux agressions rayonnées, essentiellement en champ proche. Des modèles simplifiés du couplage entre une sonde magnétique et une broche d'un circuit intégré, ainsi que des pertes rayonnées, seront utilisés avec le même modèle du dispositif sous test, afin de simuler l'injection rayonnée dans une broche d'alimentation. Des résultats de simulation seront présentés, ainsi que des mesures de susceptibilité en champ proche d'un cœur logique selon les 6 composantes du champ électromagnétique, réalisées en collaboration avec Thomas Ordas, doctorant au LIRMM. Pour ce faire, des boîtiers sans couvercle seront utilisés. Des résultats seront présentés en champ magnétique et

en champ électrique, avec le classement correspondant de l'immunité des six cœurs mentionnés précédemment en fonction de leurs techniques de protection.

Enfin, dans le cinquième chapitre, nous présenterons une étude comparative de l'émission champ proche des différents cœurs du circuit mentionné plus haut et réaliserons une comparaison entre l'efficacité des techniques de réduction d'émission et de susceptibilité, ce qui permettra de dégager quelques règles de conception des circuits intégrés pour une meilleure compatibilité électromagnétique.

Chapitre 1

Susceptibilité des CIs aux agressions électromagnétiques : état de l'art

1.1 Introduction

Tout courant électrique, tant celui qui circule dans les lignes à haute tension que celui qui alimente les appareils électroménagers ou qui circule dans des circuits intégrés (microprocesseur, microcontrôleur...), engendre un champ électrique et un champ magnétique. Ce courant peut ensuite perturber d'autres circuits et systèmes, soit directement (en mode conduit), soit par l'intermédiaire de ces champs (en mode rayonné).

La compatibilité électromagnétique (CEM) désigne l'aptitude d'un dispositif (circuit ou système) à fonctionner sans perturber électromagnétiquement le fonctionnement d'autres dispositifs (émission) et sans être lui-même perturbé par ces autres dispositifs (susceptibilité, immunité).

Quand on parle CEM, on traite deux grands sujets :

- l'émission produite par les antennes, les appareils ou les composants
- la susceptibilité des systèmes complexes, des appareils ou des composants

Il y a trois éléments essentiels qui sont la base de chaque étude CEM, d'où l'origine des problèmes à étudier. La figure 1.1 illustre ces trois éléments : la source du phénomène électromagnétique, ensuite, le récepteur (victime) qui fonctionne de manière incorrecte à cause de ce phénomène, et enfin, le chemin entre la source et le récepteur qui pourra être la cible des différentes interférences électromagnétiques externes ou internes. Chacun de ces trois éléments doit être bien identifié selon l'environnement où il se trouve. Les problèmes de CEM peuvent être résolus si au moins deux de ces trois éléments sont bien identifiés. Avant d'aborder les études théoriques ou les mesures en CEM, il est important d'identifier auparavant les origines et les récepteurs des perturbations CEM.

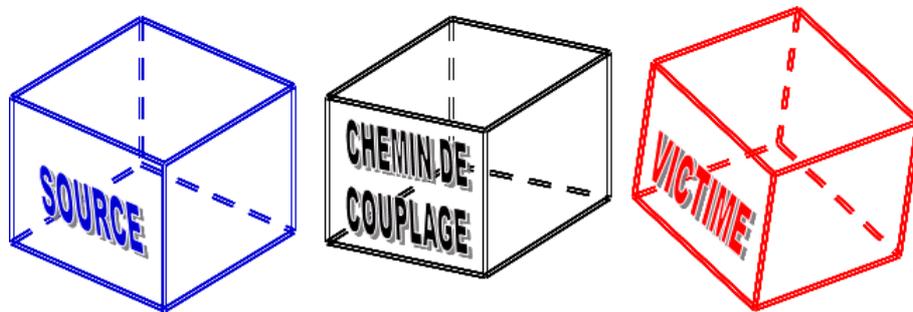


FIG. 1.1 – Les trois éléments d'une étude en CEM

1.2 Susceptibilité des composants et des systèmes

1.2.1 Définitions

La susceptibilité correspond au comportement anormal d'un dispositif dans un environnement perturbé par des signaux ou ondes électromagnétiques. La susceptibilité dépend des niveaux d'agression pouvant provoquer un dysfonctionnement du système, selon des critères prédéfinis.

1.2.2 Problématiques de la susceptibilité électromagnétique

Voici quelques exemples de problèmes de susceptibilité tirés de la vie quotidienne :

- Le téléphone qui ne fonctionne plus après un foudroiement sur le relais.
- Les radars d'aéroport qui interfèrent avec l'écran d'un ordinateur portable d'un voyageur.
- L'ordinateur ou le téléphone portable qui interfèrent avec les instruments de bord d'un avion.
- La carte mémoire se détériore pendant l'installation à cause d'une décharge inconnue.
- Un appareil de cardiologie qui capte et affiche une émission de télévision
- la foudre qui s'abat sur l'empennage d'un avion et endommage les commandes de vol (Airbus A340-300 d'Air France pendant l'atterrissage à l'aéroport international Pearson de Toronto, Canada le 2 août 2005, avion de Delta Air Lines qui s'est écrasé à côté de l'aéroport de Dallas-Fort Worth International le 2 août 1985).

Les études de l'effet du champ électromagnétique n'ont pas été effectuées seulement sur les circuits intégrés, mais aussi sur les systèmes complexes de télécommunications et même sur les êtres humains. Les risques biologiques du champ électromagnétique sont étudiés depuis la fin de la seconde guerre mondiale, au vu des problèmes de santé de certains radaristes qui avaient passé les années de guerre dans l'intimité d'antennes radar de grande puissance. Ces risques ne font pas l'objet de cette étude, qui concerne plutôt les circuits intégrés et les composants électroniques.

1.3 Sources des perturbations électromagnétiques

Il existe un nombre important de sources plus ou moins perturbatrices pouvant interférer et perturber le fonctionnement des circuits intégrés ou des systèmes complexes.

1.3.1 Décharges électrostatiques

Les décharges électrostatiques (ESD - Electrostatic Discharge) sont l'un des facteurs qui pourra endommager le fonctionnement d'un composant ou circuit électronique. Les ESD se produisent lorsque deux surfaces différemment chargées sont frottées l'une contre l'autre. Un phénomène se produit d'après la règle de Cohen qui indique que lorsque deux matériaux différents sont frottés l'un contre l'autre, celui dont la constante diélectrique est la plus élevée se charge positivement. En effet, dans ce cas, l'isolant se polarise plus facilement et cède des électrons à l'autre corps. La densité de charge superficielle ρ_s peut être donnée par l'équation de Beach 1.1.

$$\rho_s = 15 \cdot 10^{-6} (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}) \quad (1.1)$$

où ϵ_{r1} , ϵ_{r2} sont les permittivités relatives respectives des deux corps électrisés par frottement.

Il existe deux types de sources d'ESD : prédictible et aléatoire. Les sources prédictibles sont contrôlables, et leurs effets peuvent être facilement contrôlés. Les sources aléatoires sont plus difficiles à gérer, elles sont généralement d'origine humaine ou causées par un foudroiement. La différence entre ces deux derniers types est simplement liée à l'échelle de décharge. Les deux types d'ESD possèdent l'allure d'une onde à double potentiels, comme le montre la figure 1.2 pour les impulsions prédictibles, et la figure 1.3 pour les impulsions aléatoires. [54]. Ainsi, l'ESD

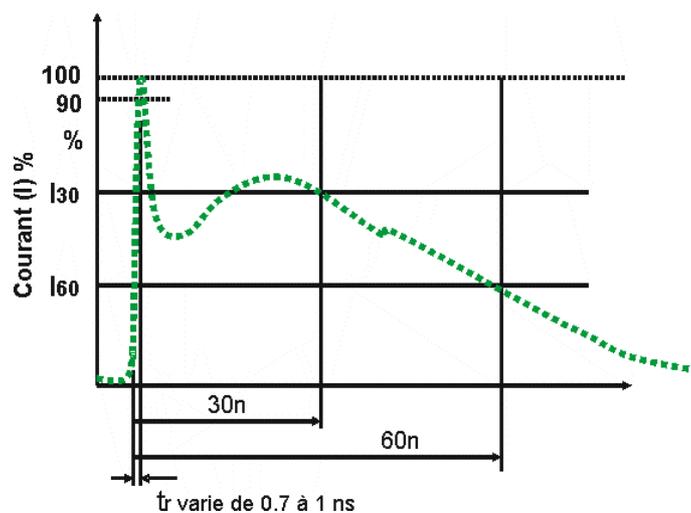


FIG. 1.2 – Forme d'une onde prédictible à double potentiel

agit comme une "source" parasite naturelle générée par le transfert de charges d'un corps vers un autre, et qui met en jeu des courants de l'ordre de la dizaine d'ampères sur des temps très courts qui peuvent descendre sous la nanoseconde [52] [26].

1.3.2 Réseaux de communication sans fil

Avec l'augmentation de la complexité, de la quantité, et de la vitesse de transmission des données, l'utilisation des systèmes embarqués sans fil devient plus en plus fréquenté. En effet,

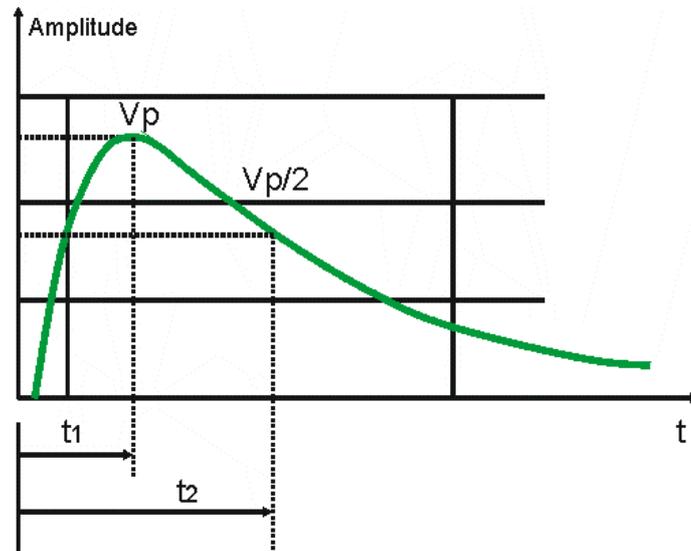


FIG. 1.3 – Forme d'une onde aléatoire à double potentiel

les protocoles de communication actuels permettent de relier les équipements avec une distance variant de quelques centimètres (infrarouge) à plusieurs centaines de kilomètres (hertzien). Par exemple, l'utilisation simultanée de plusieurs ordinateurs portables sur la même fréquence de communication, dans un volume fermé comme un avion, pourra produire un fort courant qui est capable de perturber la vision radar de l'avion. De plus, la diversité des protocoles de communication de faible puissance tels que Bluetooth, WiFi, WiMax, HYPERLAN2 est une autre source de ce type de problème. Le WiFi est utilisé généralement dans la bande de fréquence de 2,4 GHz avec une puissance d'émission qui avoisine les 100 mW. Le WiMax est un protocole basé sur le WiFi, il a une fréquence située aux alentours de 3.5 Ghz (niveau européen), sa puissance passe à 630 mW, et il couvre une distance de 10 à 15 Km. Le protocole HYPERLAN2 fonctionne sur la bande de fréquence 5.4 GHz. Comme on le voit, ces protocoles de communication à haute fréquence peuvent générer des niveaux de pollution électromagnétique élevés. Les téléphones portables et les stations de base peuvent également être considérés comme une source de perturbation importante. La surface de communication couverte par le système de téléphones portables est divisée en hexagones [66], où chacun est couvert par une station de base [73]. Une station de base peut gérer jusqu'à 8 communications simultanément. Donc, dans une ville à haute densité d'habitation, on aura besoin de centaines des cellules, ce qui fait des téléphones portables et leurs stations de base les sources les plus répandues de perturbations électromagnétiques haute fréquence. Concernant la puissance produite par une station de base, les plus courantes peuvent émettre à une puissance maximum de 20 à 30 watts par bande de fréquence et un téléphone portable en communication peut atteindre jusqu'à 2 W [33].

1.3.3 Radars : RAdio Detection And Ranging

Les radars ou systèmes de radiodétection permettent de détecter la présence, la direction et la distance d'aéronefs, de navires ou autres objets, généralement en mouvement. Ces systèmes reposent sur l'émission d'un champ électromagnétique pulsé de haute fréquence et font partie des sources de perturbation. Parmi les types courants de radars utilisés, on peut citer :

- les radars de contrôle aérien utilisés pour le repérage des aéronefs et le guidage de leur approche de l'aéroport jusqu'à l'atterrissage. Les radars classiques de contrôle aérien peuvent avoir des puissances de crête de 100 kW ou davantage, mais la puissance moyenne émise n'est que de quelques centaines de watts.
- les radars météorologiques sont souvent situés au même endroit que les radars de contrôle aérien. Ils opèrent à des fréquences plus élevées.
- les radars militaires dont les fréquences peuvent atteindre quelques dizaines de GHz et les puissances 10 GW.

Le tableau 1.1 montre les plages de fréquences radar.

Bande	Plage de fréquence	Longueur d'onde	Commentaires
HF	3-30 MHz	10-100 m	Radars côtiers et radars au-delà de l'horizon
P	<300 MHz	1 m+	Radars primaires
VHF	50-330 MHz	0.9-6 m	Radars à très longue portée
UHF	300-1000 MHz	0.3-1 m	Radars à très longue portée
L	1-2 Ghz	15-30 cm	Radars pour le contrôle aérien et GPS
S	2-4 Ghz	7.5-15 cm	Radars de trafic aérien local, radars météorologiques et navals
C	4.8 Ghz	3.75-7.5 cm	Transpondeurs satellitaires et radars météorologiques
X	8-12 Ghz	2.5-3.75 cm	Radars météorologiques, autodirecteurs de missiles, radars de navigation
K_u	12-18 Ghz	1.67-2.5 cm	Radars de cartographie à haute résolution et altimètres satellitaires
K	18-27 Ghz	1.11-1.67 cm	Pour la détection des gouttelettes de nuages
K_a	27-40 Ghz	0.75-1.11 cm	Cartographie, radars anti-collision montés sur les voitures haut de gamme
Q	40-60 Ghz	5-7.5 mm	Communications militaires
V	50-75 Ghz	6.0-4 mm	Très fortement absorbés par l'atmosphère
W	75-110 Ghz	2.7-4.0 mm	Radar anti-collision automobile, observation météorologique à haute résolution

TAB. 1.1 – Plages de fréquences radar

1.3.4 Charges inductives

La plupart des appareils de notre vie quotidienne sont composés de nombreux dispositifs électriques, telles que les automobiles qui sont de plus en plus équipées et confortables et exigent

l'utilisations d'un grand nombre de moteurs pour actionner le toit, les miroirs, les essuie-glaces, les lève-vitres, les ventilateurs ... Le développement des voitures électriques ouvre aussi la porte aux divers problèmes posés par le CEM.

Ainsi, des courants perturbateurs à haute ou basse fréquence peuvent apparaître partout sur ces charges inductives, et les impulsions correspondantes sont émises sous forme de champs perturbateurs ou couplées par voie capacitive ou inductive [35] (voir figure 1.4). Pour éviter les effets de ces courants perturbateurs, on peut ajouter des interrupteurs ou des relais [98].

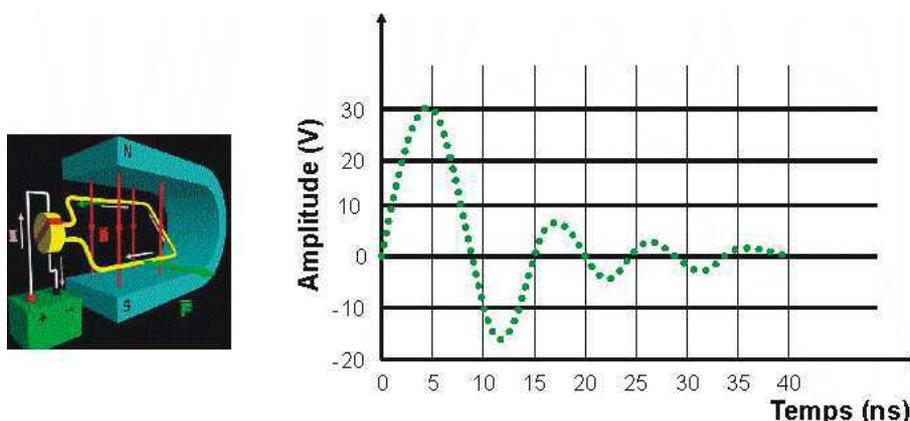


FIG. 1.4 – Exemple d'une onde transitoire générée par un moteur électrique

1.3.5 Armes électromagnétiques de forte puissance

Les armes électromagnétiques de forte puissance produisent un champ magnétique d'une telle intensité que les dégâts occasionnés peuvent être bien plus importants que ceux d'une guerre traditionnelle. L'effet qu'exploitent ces dernières est basé sur la technologie des HPM (High Pulse Microwave) [42] [83] [39].

1.3.6 Circuits intégrés

Les circuits intégrés sont composés généralement d'un grand nombre de transistors, variant selon la finesse de gravure ou longueur de canal (actuellement 25 nm en recherche) et le fonctionnement du circuit. Les transistors des circuits intégrés numériques, tels que les microprocesseurs ou les microcontrôleurs, se comportent comme des commutateurs de courant internes, où les variations temporelles de courant peuvent atteindre plusieurs ampères par nanoseconde sur les lignes d'alimentation [108]. La forme de pollution électromagnétique produite par le circuit peut être conduite ou rayonnée. On peut distinguer trois origines pour cette pollution :

- le courant consommé lors de la commutation des portes logiques est la principale source de l'émission parasite au travers des rails d'alimentation V_{dd} et V_{ss}
- les commutations des signaux au niveau des entrées/sorties du circuit créent une émission en mode conduit

- en raison des courants importants qui circulent dans les rails d'alimentation, le circuit se comporte comme une antenne, créant une émission en mode rayonné

Une étude sur l'émission produite par une boucle à verrouillage de phase (PLL) intégrée montre un pic de courant de 16 ampères généré par la commutation de 4000 bascules simultanément, où chaque bascule consomme 4 mA [64]. Un exemple de spectre d'émission d'un circuit logique, mesuré dans une cellule transverse électromagnétique (TEM) est illustré par la figure 1.5.

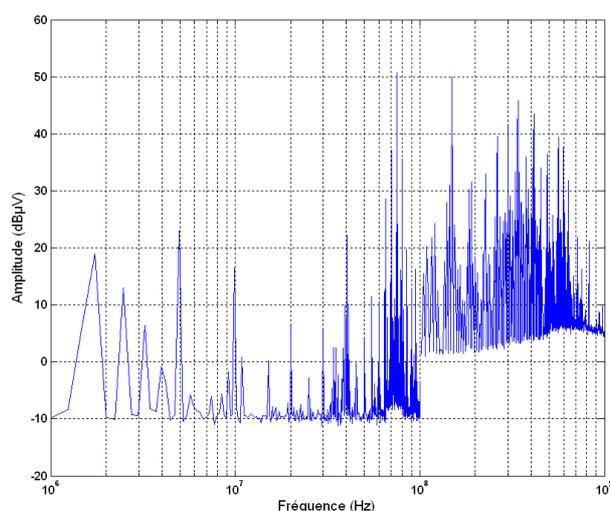


FIG. 1.5 – Spectre émis par un circuit logique

1.3.7 Autres sources

D'autres systèmes de communications peuvent être aussi l'origine de fortes perturbations, comme les antennes relais utilisées pour la radiodiffusion ou la télédiffusion, les scanners utilisés dans les bibliothèques et les aéroports, etc. Toutes ces sources génèrent des ondes électromagnétiques qui rendent les systèmes embarqués de plus en plus susceptibles.

1.4 Couplage entre une source et une victime

Généralement, les perturbations se propagent dans le système d'alimentation. Cette propagation varie selon le mode d'interférence : mode commun, mode différentiel ou mode antenne [112] [50]. La figure 1.6 montre pour chaque mode les deux principaux types de couplage (conductif et rayonné), où chacun de ces derniers pourra être à la fois inductif et capacitif. On peut parler également des perturbations externes générées par des tests d'immunité comme la DPI (injection directe de puissance)(paragraphe 1.5.1) qui provoque par sa technique d'injection

un couplage capacitif et la BCI (injection par coucle de courant)(paragraphe 1.5.1) qui est basée sur une injection en mode inductif.

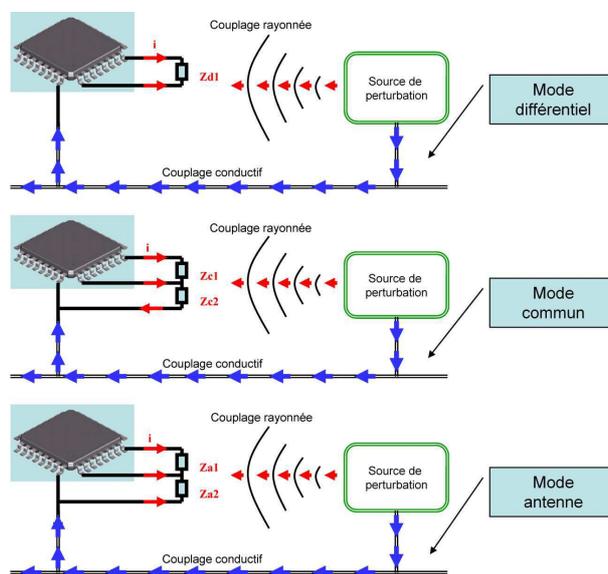


FIG. 1.6 – Les trois modes de couplage en présence d'une perturbation conduite ou rayonnée

1.4.1 Couplage inductif

Entre deux circuits voisins, il existe toujours une inductance mutuelle. C'est par exemple le cas entre deux pistes voisines sur une carte électronique. Un courant variable dans l'un des circuits conduit à l'apparition d'un courant parasite dans l'autre. Le couplage inductif a lieu en présence d'un champ magnétique variable. Ce champ magnétique agit sur toutes les boucles par la loi de Lenz et produit des tensions induites dans le circuit victime. Le couplage inductif peut être produit par la présence de perturbations en mode conduit, par exemple l'injection par boucle de courant [101] [50]. Il se produit également par la présence de perturbation en mode rayonné.

Dans un modèle électrique d'un chemin de couplage, le couplage inductif est représenté par des coefficients de couplage inductif. Leurs valeurs varient en fonction de la fréquence d'injection [7].

1.4.2 Couplage capacitif

Entre deux objets voisins, il existe toujours une capacité. C'est le cas, par exemple, entre une carte électronique et le boîtier dans lequel elle est montée. Une différence de potentiel variable entre les deux objets conduit à l'apparition d'un courant à travers la capacité et donc à travers les objets eux-mêmes.

1.4.3 Couplage rayonné

Le couplage rayonné peut être produit par l'existence de deux types de sources : fil et boucle.

Par exemple, un champ électromagnétique variable, arrivant sur un fil, induit un courant de déplacement dans le fil. Dans un système exposé à un champ non intentionnel, ce courant est potentiellement perturbateur. Si le même champ arrive sur une boucle, il engendre une différence de potentiel entre les extrémités de la boucle. Cette différence de potentiel peut se révéler perturbatrice.

1.4.4 Effets des perturbations sur le comportement des circuits intégrés

Les circuits intégrés, qu'ils soient numériques ou analogiques peuvent être largement perturbés dans leur fonctionnement ou même d'une manière destructive dans leur structure par la présence de perturbations électromagnétiques en mode conduit ou rayonné. Par exemple, les flash EPROM sont à priori très sensibles d'un point de vue CEM [77].

Les microcontrôleurs sont également susceptibles aux interférences électromagnétiques sous deux principaux aspects : au niveau matériel [37] et au niveau logiciel [25].

1.5 Techniques de mesures de la susceptibilité

1.5.1 Mesure d'immunité en mode conduit

Banc d'injection directe de puissance (Direct Power Injection - DPI)

Cette technique est basée sur l'injection directe de puissance sur une ou plusieurs broches d'un circuit sous test [102]. Comme le montre la figure 1.7, un signal d'agression de type continu (CW) ou modulé en amplitude (AM) est produit par un générateur sinusoïdal et amplifié par un amplificateur de puissance, afin qu'il soit injecté dans le circuit sous test à travers un coupleur directif. L'utilisation de ce coupleur permet de mesurer les deux puissances, incidente et réfléchie. Une sonde est ajoutée pour injecter la puissance sur la broche choisie pour le test (système d'alimentation, entrée/sortie, etc). Une capacité d'injection sera placée entre la sonde d'injection et la broche du circuit sous test. Des études ont été faites sur l'importance de cette capacité d'injection dans le banc DPI et montrent que plus la capacité de découplage est importante, plus la fréquence de résonance associée est basse [10]. Le rôle initial joué par une capacité d'injection est de bloquer la tension continue du système d'alimentation du circuit sous test afin qu'elle ne détruise pas le système d'injection (amplificateur, générateur RF). La méthode d'injection directe de puissance est normalisée (IEC62132-4) et exige l'addition de réseaux de découplage entre le circuit, le contrôle du composant et le système d'alimentation. Quelques circuits ont été conçus avec un système d'alimentation intégré sur un circuit imprimé, ce qui exige d'augmenter l'inductance de l'alimentation [4]. Généralement, l'agression en DPI est effectuée sur le réseau d'alimentation du circuit, soit le V_{dd} ou le V_{ss} ce qui implique la nécessité du réseau de découplage [50].

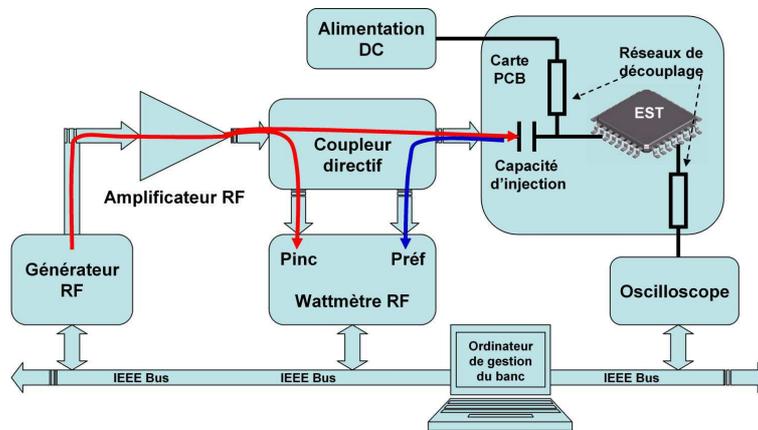


FIG. 1.7 – Banc d'injection directe de puissance (DPI)

Banc d'injection d'impulsions transitoires

Une décharge électrostatique (ESD) provient d'un élément chargé vers un autre possédant un potentiel électrique différent; elle peut endommager le fonctionnement de ce dernier. De ceci émerge l'idée de travailler sur un banc d'injection d'impulsions transitoires en faisant varier leur amplitude (tension) et largeur. Jusqu'à présent, aucun banc de test ESD ne permet de caractériser l'immunité des circuits intégrés. Seul le standard IEC 61000-4-2 [94] a été défini

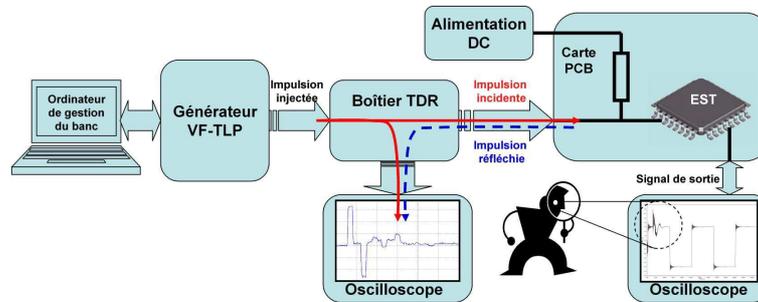


FIG. 1.8 – Banc d'injection d'impulsions transitoires

dans le domaine de l'ESD comme méthode de test d'immunité. La figure 1.8 illustre ce banc d'injection. Il est composé d'un générateur d'impulsion commandé par un poste de gestion pour paramétrer l'impulsion. Cette dernière est ensuite injectée dans le circuit à travers d'un boîtier de réflectométrie temporelle (TDR) et une sonde d'injection liée à la broche agressée. Le boîtier TDR permet de mesurer les impulsions injectée et réfléchiée en les visualisant sur un oscilloscope. Les critères de susceptibilité sont décidés selon la technologie de conception du circuit et son fonctionnement interne.

Banc d'injection par boucle de courant en immunité (Bulk Current Injection - BCI)

Cette technique est utilisée pour agresser directement le composant en courant en mode conduit. Elle est basée sur l'effet du couplage inductif : un courant sera injecté via une pince d'injection (transformateur) sur les broches du circuit sous test, comme indiqué sur la figure 1.9. Ces broches pourront être l'entrée/sortie ou les rails d'alimentation [101] [69]. Une deuxième

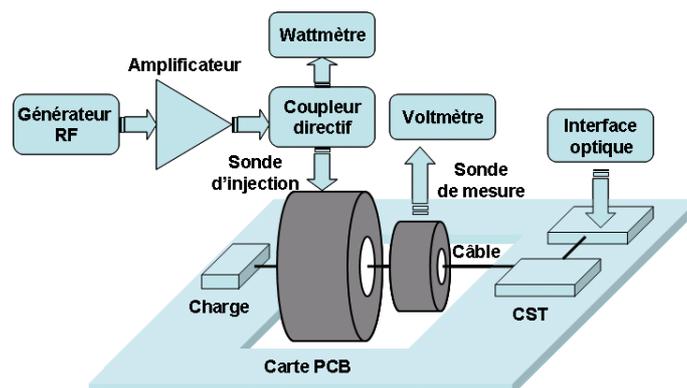


FIG. 1.9 – Banc d'injection de courant en immunité (BCI)

pince (boucle) est placée plus près du composant afin de mesurer le courant injecté, selon un principe réciproque [60]. A ce jour, La méthode BCI est largement utilisée pour tester l'immunité des composants et systèmes, depuis les circuits intégrés jusqu'aux systèmes aérospatiaux comme les réacteurs d'avion [47]. Au début la méthode BCI a été normalisée pour une fréquence d'injection qui varie entre 10 kHz et 400 MHz [96], avec un courant d'injection de 50 mA à 1000 A. Actuellement, la méthode BCI est normalisée pour une gamme de fréquence plus large, de 150 kHz à 1 GHz [101].

Cage de Faraday (WBFC)

Une cage de Faraday est une enceinte protégeant et isolant de tout type de bruit électromagnétique provenant de l'extérieur. En fait, plus la fréquence de l'onde est grande, plus la maille de la cage doit être petite. Cette cage est normalisée par l'IEC [97] pour une gamme de fréquence d'injection de 1 MHz à 1 GHz. La figure 1.10 montre qu'à l'intérieur de la cage une carte spéciale de dimensions définies (50x35x15 cm) est utilisée pour insérer le circuit de test, et que tous les signaux d'alimentation, de contrôle, d'entrées/sorties et d'agression entrent et sortent de la cage via des filtres (voir figure 1.10 les filtres qui sont au dessus des ferrites), dans le cas où la cage ou la carte sous test ont des dimensions non négligeables vis-à-vis de la longueur d'onde de l'interférence [37]. Un générateur sinusoïdal génère des signaux de type CW ou AM pour agresser le circuit de test. Avant l'injection, ce signal est amplifié afin d'avoir une puissance d'agression suffisante pour perturber le circuit, et qui ne doit pas dépasser 5 W [60].

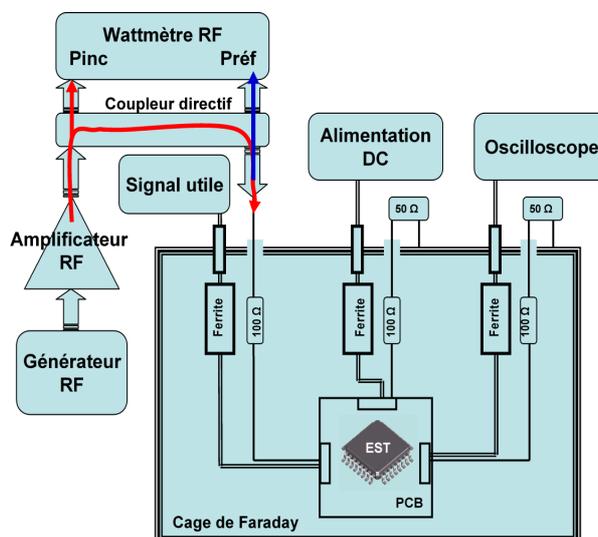


FIG. 1.10 – Banc de mesure d'immunité à cage de Faraday - Work Bench Faraday Cage (WBFC)

1.5.2 Mesure d'immunité en mode rayonné

La stripline

La stripline est une des premières méthodes de mesure rayonnée de la susceptibilité des composants, elle peut être utilisée aussi pour des mesures d'émission. Elle a été créée par Groenveld et De Jong en 1977 [43]. Le principe de cette méthode est de placer deux plaques en parallèle, entre lesquelles une onde se propage en mode électromagnétique transverse (TEM) afin de produire un champ spécifié pour des essais (figure 1.11). Ces plaques ont une forme rectangulaire au milieu et triangulaire aux extrémités [70]. Cette technique est efficace en injectant la puissance d'agression par une des deux entrées, l'autre étant adaptée à 50 Ω. La puissance d'injection suffisante pour aggraver un composant de test placé sur un support isolant entre les deux plaques dépend de la distance qui les sépare et qui varie entre 150 mm et 800 mm selon le modèle, on parle donc du champ reproduit par cette injection. Quelques watts suffisent pour créer un champ d'environ 10 V/m [10]. En contrepartie, la fréquence d'injection est limitée à des valeurs inférieures à 200 MHz.

Cellule TEM

La cellule TEM (Transverse ElectroMagnetic) est un guide d'onde ayant une structure fermée et qui peut avoir un accès, deux accès des ou accès multiples. Elle est utilisée pour les mesures d'émission et de susceptibilité des circuits intégrés. Il existe différents types de cellules TEM. Généralement, pour les mesures d'immunité, on utilise les cellules TEM à deux accès, où le premier est destiné à l'injection de la puissance et le deuxième est adapté avec une charge de 50 Ω. Comme sur la figure 1.12, la cellule TEM [89] est une enceinte blindée auto-suffisante vis-à-vis

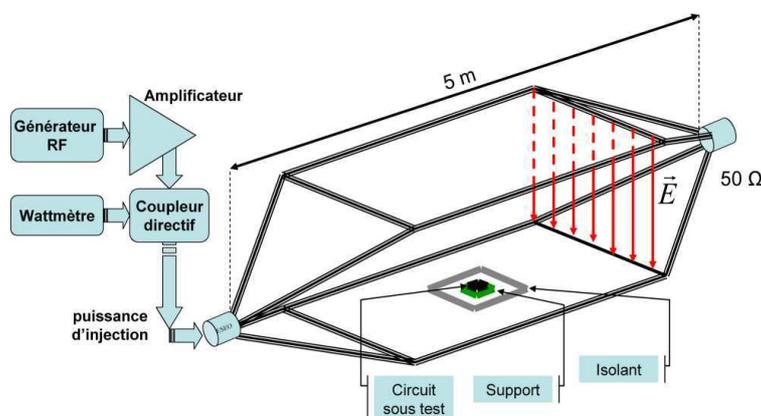


FIG. 1.11 – Banc de mesure d'immunité "stripline"

des champs extérieurs ou des réflexions [10]. L'élément essentiel de cette cellule est le septum qui sert, selon la puissance d'injection, à créer un champ par couplage électromagnétique avec le circuit sous test afin de mesurer l'immunité de ce dernier. De nouvelles cellules sont réalisées spécialement pour des mesures d'immunité avec une gamme de fréquence d'injection jusqu'à 3 GHz et de puissance jusqu'à 1.6 kW. Le tableau 1.2 montre quelques relations entre la fréquence et la puissance d'injection ainsi que les dimensions de la cellule [89].

Cellule	TEMF200	TEMF500	TEMF1000	TEMF3000
Bande de fréquence	DC-200 MHz	DC-500 MHz	DC-1 GHz	DC-3 GHz
Dimensions	130x70x62 cm	60x30x22 cm	45x22x16 cm	15x8x6 cm
Puissance d'injection (max)	1.6 kW	1 kW	750 W	400 W

TAB. 1.2 – Exemples de cellules TEM

La cellule TEM existe aussi sous d'autres formes, dépendant du type de mesure demandée. Par exemple, la cellule TEM tridimensionnelle est un moyen de test CEM en basse fréquence [30]. Les tests de rayonnement et d'immunité réalisés dans les basses fréquences exploitent fréquemment les propriétés électromagnétiques des cellules TEM. L'utilisation de ces dernières est normalisée pour une fréquence d'injection jusqu'à 1 GHz [104]. Des mesures d'émission en cellule TEM ont été effectuées sur un circuit logique multi-cœurs. La figure 1.13 montre les bruits produits par chacun des cœurs.

Cellule GTEM (Gigahertz TEM)

La première cellule GTEM a été développée en 1987 [53], dans le but d'élargir la bande de fréquence d'injection au-delà de celle permise par une cellule TEM (1 GHz). L'idée est de minimiser l'influence des coins d'une cellule TEM, qui sont en fait la cause de la limitation en fréquence [49]. La cellule GTEM se compose d'un septum la partageant en deux dans le sens de sa longueur. La partie (a) de la figure 1.14 montre la position de ce septum, avec d'un côté l'accès

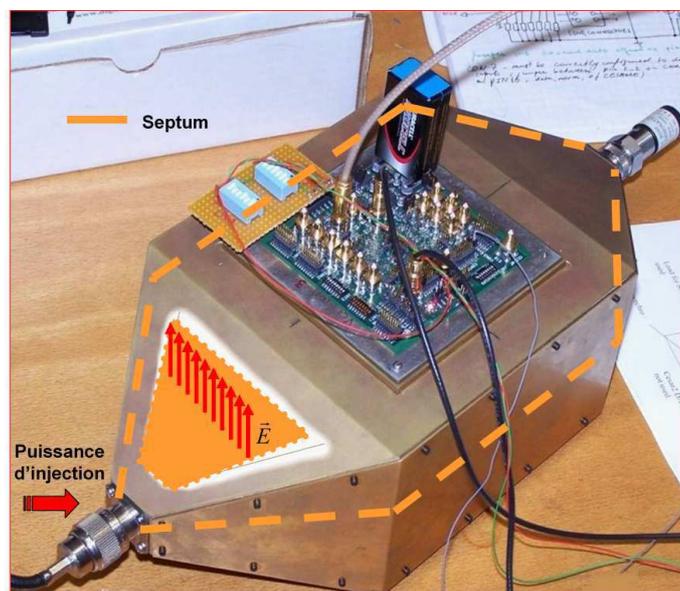


FIG. 1.12 – Cellule TEM pour la mesure de la susceptibilité d'un circuit intégré monté sur son circuit imprimé

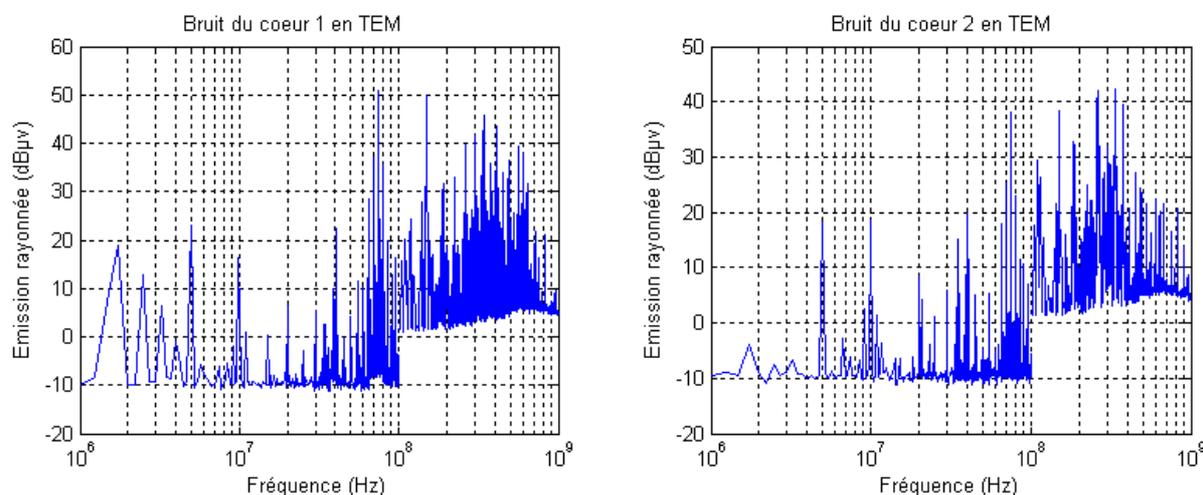


FIG. 1.13 – Exemple de mesure d'émission d'un circuit multi-cœurs

adapté et de l'autre un mur de matériaux absorbants. La principale caractéristique permettant à cette cellule d'atteindre de telles performances vient de l'adaptation continue du septum à l'aide d'une charge résistive pour les basses fréquences et l'utilisation d'absorbants semblables à ceux des chambres anéchoïdes pour les hautes fréquences [10] [49] [112]. La construction pyramidale

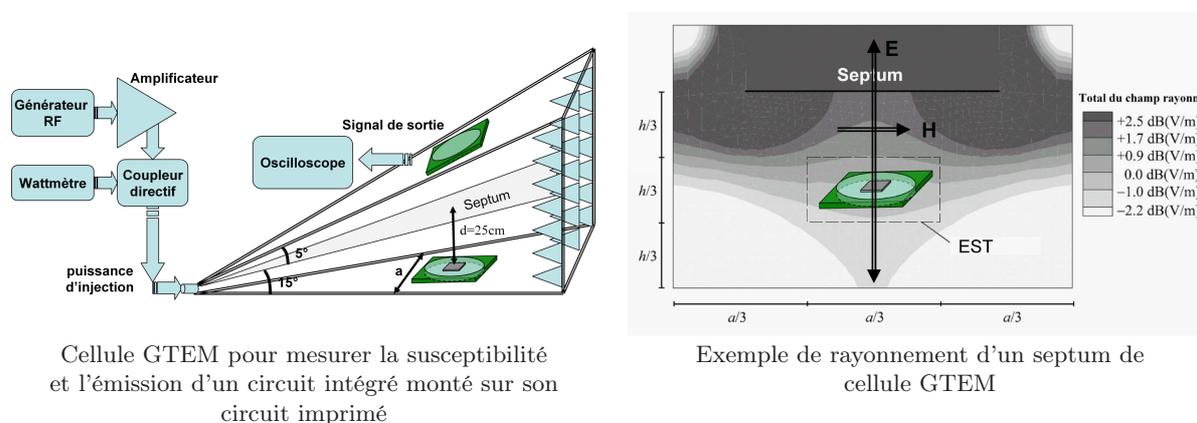


FIG. 1.14 – Cellule GTEM

assure une bonne propagation des ondes [60]. Un exemple du champ rayonné produit par le septum autour du circuit est montré sur la partie (b) de la figure 1.14 [49]. La gamme de fréquence d'injection peut atteindre 18 ou 24 GHz selon les modèles et le volume utile interne. Le champ électrique produit par le septum autour du circuit peut être calculé par l'équation 1.2 :

$$E = \frac{\sqrt{PZ}}{h} \quad (1.2)$$

où Z est l'impédance caractéristique (50Ω), P la puissance d'injection et h la distance entre le septum et le circuit sous test. Comme dans la cellule TEM, les mesures de l'émission ou de l'immunité d'un circuit intégré nécessitent des besoins spécifiques au niveau du circuit imprimé (10.3×10.3 cm), et la position de ce circuit intégré sur la carte (placé seul sur la face en regard du septum).

Cellule de Laplace

La cellule de Laplace ressemble à la cellule GTEM, mais avec un septum uniforme spécialement conçu, qui recouvre le circuit d'une façon volumique. Le principe est de placer le composant de test entre deux septa, ce qui produit un champ plus efficace. La limite fréquentielle d'injection est de 3 GHz, avec un champ électrique de l'ordre de 20 V/m en injectant une puissance de 10 W à l'entrée. La figure 1.15 montre la propagation du champ sur le composant en comparaison avec celui de la cellule GTEM. le tableau 1.3 montre quelques exemples de cellules de Laplace, et la relation entre la puissance d'injection, la fréquence d'injection et les dimensions de ces cellules [89].

Banc champ proche (near-field - NF)

La méthode de mesure en champ proche est basée sur l'injection directe de puissance en mode rayonné. On parle donc ici d'une sonde d'injection, de type magnétique ou électrique. Par exemple, la tête de la sonde magnétique est une boucle localisée au dessus de la broche du

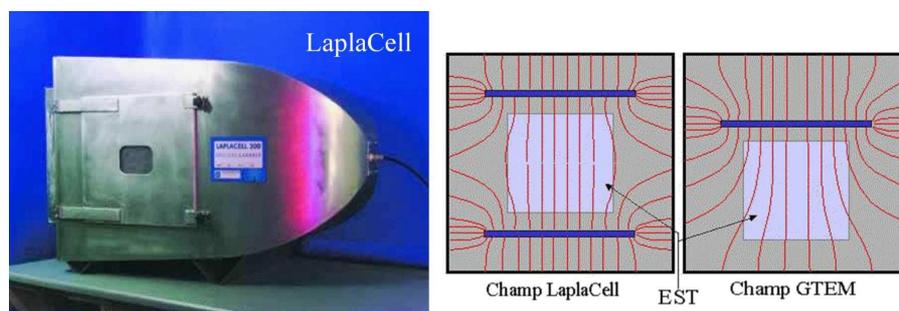


FIG. 1.15 – Exemple de cellule de Laplace et son principe de fonctionnement

	Lc300	Lc300/2	Lc600
Volume d'EST (max)	30 cm^3	30 cm^3	60 cm^3
Dimensions d'EST	35x38x45 cm	35x38x45 cm	78x82x87 cm
Fréquence	30-1000 MHz	30-3000 MHz	30-3000 MHz
Puissance d'injection (max)	50 W	100 W	100 W

TAB. 1.3 – Exemples de cellules de Laplace

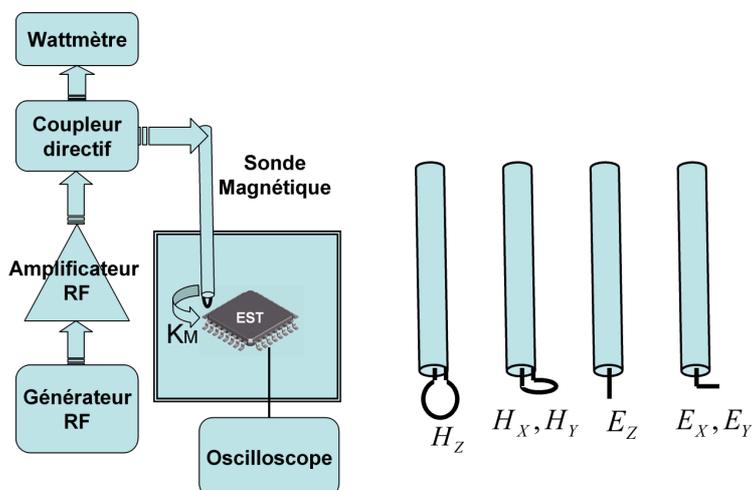


FIG. 1.16 – Banc de mesure d'immunité en champ proche

circuit à agresser [1]. Un générateur sinusoïdal est utilisé pour créer un signal harmonique ou modulé qui est ensuite transmis à un amplificateur de puissance afin d'être injecté dans la sonde, via un coupleur directif qui est généralement utilisé pour mesurer les puissances incidente et réfléchie. Un champ est créé entre la boucle de la sonde et le circuit. Ce champ se couple ensuite et se transforme en courant électrique dissipé dans le circuit, et qui est capable de perturber ou même dégrader le fonctionnement interne de ce dernier. Le champ à créer peut être magnétique

ou électrique, dépendant de la sonde d'injection et sa position. Ainsi, pour créer un champ magnétique, on utilise une boucle à axe vertical pour le champ H_z , et horizontal pour les champs H_x et H_y [13]. Pour le champ électrique, on utilise un brin vertical pour le champ électrique E_z et horizontal pour les champs magnétiques E_x et E_y , comme le montre la partie droite de la figure 1.16. La mesure de la susceptibilité en champ proche pourra également s'effectuer à l'aide d'un scanner qui donne des résultats en trois dimensions.

Agression par lignes couplées

Il s'agit ici du couplage d'une ligne vers une autre, qui peut être électrique ou magnétique. Avec deux lignes, le couplage de la ligne 1 vers la ligne 2 fait apparaître des tensions et des courants sur la ligne 2 alors que celle-ci n'est pas alimentée. On peut utiliser ce phénomène de couplage comme méthode d'agression. La ligne 1 (perturbatrice) peut dans ce cas être alimentée par un signal sinusoïdal amplifié, alors que la ligne 2 est une ligne de communication entre un circuit intégré et une charge ou entre deux circuits intégrés (figure 1.17 [32] [15]). La fréquence

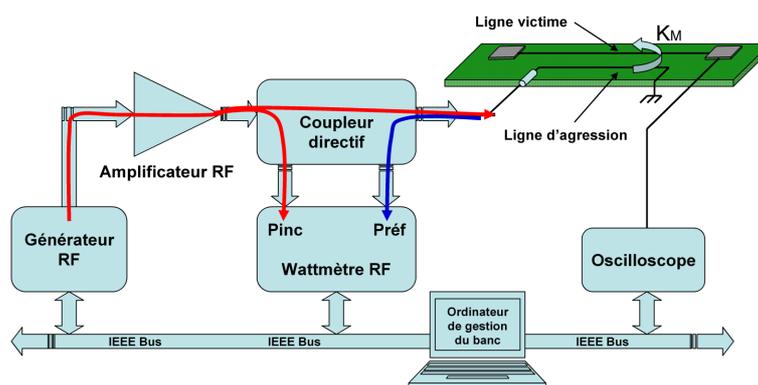


FIG. 1.17 – Banc d'agression par lignes couplées

et la puissance d'injection dans la ligne perturbatrice et la distance séparant les deux lignes sont des facteurs importants dans la création du champ agresseur.

Agression par une sonde conique (LIHA)

L'idée directrice de la sonde LIHA consiste à mimer le fonctionnement d'une cellule TEM en minimisant le volume. Le LIHA est un cône capable de former un champ magnétique circulaire et un champ électrique perpendiculaire au circuit sous test, de façon à y produire les couplages les plus perturbateurs [60]. La figure 1.18 illustre le principe d'agression similaire à celui de la DPI, avec une différence dans la technique de couplage du signal perturbateur avec le circuit sous test. L'avantage de cette méthode est la large gamme de fréquences d'injection qui peut atteindre 18 GHz [61], ce qui est largement suffisant à l'heure actuelle pour effectuer des tests de susceptibilité.

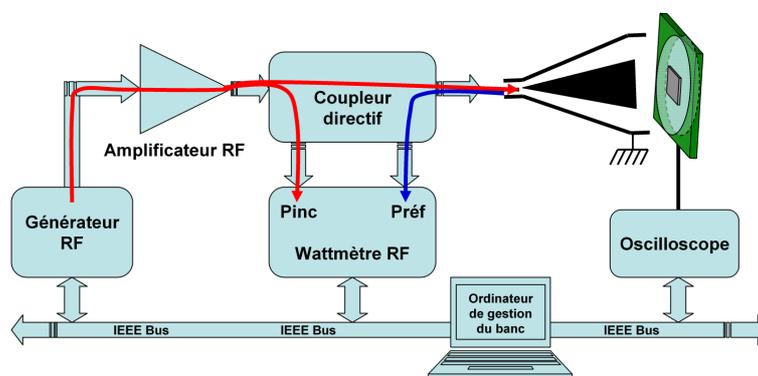


FIG. 1.18 – Banc d'injection rayonnée directe de puissance au travers d'un cône LIHA

Chambres anéchoïque et semi-anéchoïque

Une chambre anéchoïque (ou anéchoïde) est une salle d'expérimentation utilisée pour des mesures sur les systèmes, les véhicules, etc... Elle peut également servir pour mesurer la susceptibilité des circuits intégrés (figure 1.19). Dans cette optique, des antennes émettrices (bi-cône, log périodique ou ondes stationnaires) sont ajoutées à l'intérieur de la chambre dans le but de générer des ondes agressives dirigées vers le circuit sous test afin d'y créer des couplages. La mesure de la susceptibilité d'un circuit intégré dans une chambre anéchoïde demande certaines adaptations : il est nécessaire d'isoler le composant sur une face de la carte de test [10], l'autre face étant placée dans une boîte (voir figure 1.19) contenant les composants et les câbles nécessaires pour véhiculer les signaux et l'alimentation externes afin d'assurer le fonctionnement du circuit. Le principe de fonctionnement est celui des autres méthodes présentées précédemment. Un signal sinusoïdal ou modulé provenant d'un générateur est transmis à un amplificateur de puissance afin d'être injecté en mode rayonné par une antenne large bande (figure 1.19). Le niveau du champ transmis vers le circuit à tester est mesuré par un indicateur de champ. Ce dernier est connecté par le réseau à un ordinateur qui calcule la puissance d'injection nécessaire pour perturber le fonctionnement du circuit sous test. Une chambre anéchoïque électromagnétique est un local aux parois recouvertes de matériaux absorbant le champ électromagnétique et atténuant sa rétrodiffusion. Si le plancher n'est pas couvert, il peut être alors réfléchissant ; on parle alors de chambre semi-anéchoïque. De nos jours, les chambres anéchoïques sont de plus en plus utilisées pour mesurer les champs émis et reçus par des antennes ou des circuits électroniques. Depuis 1996, ces chambres ont commencé à être normalisées et utilisées plus souvent en Europe pour des mesures industrielles, civiles et militaires. Les normes civiles exigent une chambre semi-anéchoïque, c'est à dire avec un sol parfaitement conducteur et réfléchissant, tandis que les cinq autres parois sont totalement absorbantes [90]. Enfin, les petites dimensions des circuits sous test entraînent un très faible couplage avec les antennes perturbatrices en haute fréquence, et négligeable en basse fréquence, ce qui fait de la chambre anéchoïque une méthode relativement peu adaptée à la mesure de la susceptibilité des circuits intégrés.

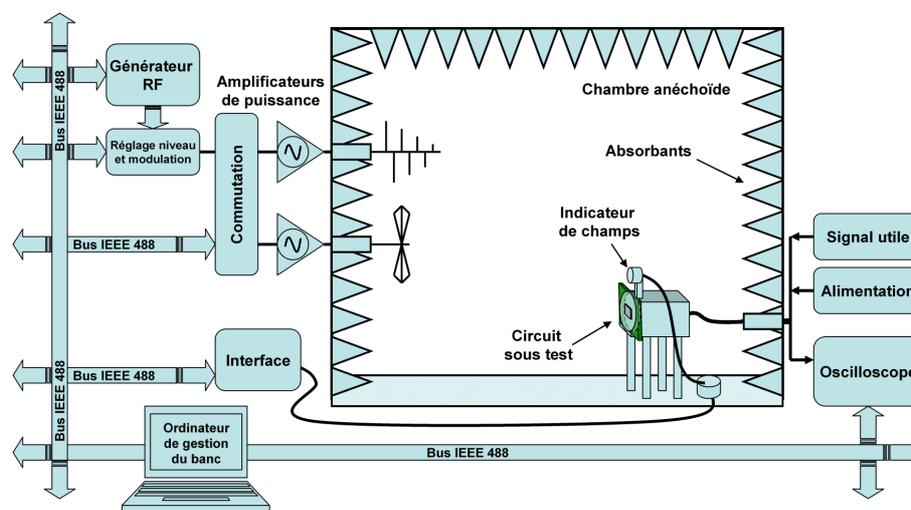


FIG. 1.19 – Chambre anéchoïque

Chambre réverbérante

Une chambre réverbérante ne possède pas d'absorbants. Le champ perturbateur généré par des antennes rotatives n'est pas polarisé selon une direction, il est statiquement uniforme et isotrope [10]. Ces chambres sont généralement utilisées pour des mesures d'immunité de grands véhicules. Par exemple, l'intérêt envers les chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM) dans le domaine industriel automobile vient de la nécessité de rendre plus efficace le processus de préconisation-validation-homologation de la compatibilité électromagnétique d'un véhicule [71]. Au niveau des circuits intégrés, l'utilisation de cette chambre permet d'injecter vers le circuit un niveau de champ supérieur à celui d'une chambre anéchoïque [16]. Enfin, l'utilisation des chambres anéchoïque et réverbérante reste limitée sur les grands véhicules de test.

1.6 Techniques de protection en CEM

1.6.1 Blindages

Les techniques de blindage peuvent protéger le circuit concerné contre les interférences électromagnétiques et les décharges électrostatiques. On peut distinguer plusieurs techniques de protection. En HF, ce système de blindage peut être une combinaison de matériaux absorbants et de capots formés de plusieurs feuilles minces d'élastomère chargé magnétiquement ; par exemple, le matériau Q-Zorb assure une protection antiparasite aux incidences élevées par l'atténuation des ondes radio de surface. D'autres mélanges de divers ingrédients sont utilisés selon les longueurs d'onde à absorber : titane, cuivre, fer, aluminium, lithium, carbone, élastomères, et d'autres matériaux assez confidentiels dont un bon exemple est constitué par les revêtements des avions américains F-117, B-2, F-22 Raptor ou encore les Rafale français, ce qui fait d'eux les techniques de blindage les plus efficaces [34].

1.6.2 Protections contre les décharges d'électricité statique (ESD)

De nos jours, des protections contre les décharges électrostatiques sont indispensables dans chaque circuit intégré. Ces protections sont présentes sur les entrées, les sorties et les alimentations du circuit [27] [109]. Les entrées du circuit sont plus fragiles que les sorties et nécessitent des protections à deux étages. La protection des alimentations est faite en ajoutant des écrêteurs rapides capables de dissiper des courants importants [45] [60]. La protection peut être à diode de type turn-on (figure 1.20).

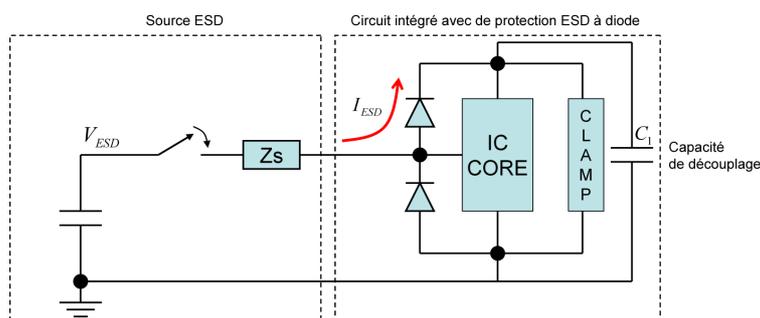


FIG. 1.20 – Modèle de protection ESD à diode

Capacité de découplage intégrée

En général, la capacité de découplage intégrée est localisée entre les pistes d'alimentation d'un circuit intégré. Si le circuit est composé de plusieurs blocs, chaque bloc peut avoir sa propre capacité de découplage [80]. L'intégration de cette capacité est la meilleure technique pour diminuer l'émission produite par les composants [106]. Cette thèse se propose entre autres d'étudier son rôle dans la réduction de la susceptibilité.

Triple-well

Dans les circuits numériques ou mixtes, le bruit produit par les composants logiques peut perturber le fonctionnement des autres composants intégrés dans le même substrat, principalement les composants analogiques [8]. La couche d'isolation (triple-well) est une solution efficace pour diminuer ce bruit de substrat [84]. Cette couche est enterrée entre le substrat global du circuit et le substrat local même du composant sensible, et empêche le bruit de substrat de perturber le fonctionnement de ce dernier.

1.6.3 Logiciels défensifs

La dernière des trois approches classiques pour augmenter l'immunité des circuits intégrés consiste à rajouter des techniques de protection logicielle (logiciels défensifs). Les logiciels défensifs sont liés généralement à des dispositifs qui leur fournissent des informations sur l'état

physique du circuit et le niveau de perturbation qui attaque le circuit met en danger le fonctionnement du circuit et nécessite un déclenchement d'alarme. Ces dispositifs peuvent être sous forme de capteurs, par exemple des capteurs de température [10] (figure 1.21). Par ailleurs,

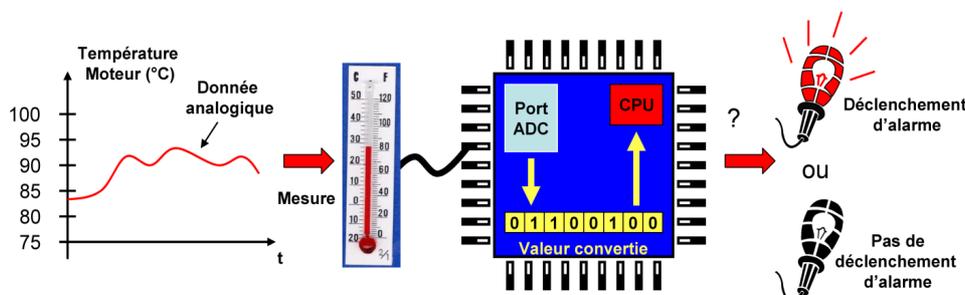


FIG. 1.21 – Principe de l'application d'un test de logiciel défensif (Baffreau [10])

pour un microcontrôleur, il est important de noter que ces protections sont complémentaires des dispositifs matériels et ont pour principal objectif de détecter un dysfonctionnement afin de redémarrer le plus rapidement et le plus proprement possible le système. L'utilisation des logiciels défensifs est efficace dans les cas où les entrées/sorties du composant reçoivent un signal analogique qui est par sa nature plus susceptible qu'un signal numérique. Un exemple concret est celui d'un convertisseur analogique-numérique où un filtrage numérique peut être suffisamment efficace pour discerner une valeur valide d'une valeur erronée. Pour des entrées numériques, une lecture multiple d'échantillonnages du même signal numérique peut permettre de détecter la présence d'une perturbation électromagnétique [81].

1.7 Modèles de simulation de l'immunité

Les techniques de mesure d'immunité exigent l'installation de dispositifs de mesure divers : la source d'agression, le chemin d'agression, le circuit sous test et les appareils de mesure ou de visualisation. Dans le but d'éviter l'installation matérielle de ces techniques souvent onéreuses, il peut être intéressant d'extraire des modèles de simulation qui remplacent les méthodes de mesure réelles ou d'utiliser des modèles déjà proposés. Ces modèles composés d'éléments passifs et actifs, et parfois de netlists au niveau transistor, sont conçus et simulés en utilisant différents langages de programmation et de simulation, et peuvent être utilisés séparément ou ensemble. De même qu'a été défini le modèle ICEM pour l'émission, le modèle ICIM (Integrated Circuit Immunity Model) a été proposé pour des essais d'immunité. Il fait apparaître la structure physique au travers d'un modèle électrique passif [17]. Le but principal de ce modèle est la prédiction de la susceptibilité d'un circuit en fonction de son comportement vis-à-vis des agressions ou des interférences électromagnétiques. La prédiction du niveau de susceptibilité va permettre au concepteur d'adopter quelques techniques de protection. Un modèle ICIM d'un composant est constitué d'un modèle du réseau d'alimentation, d'un modèle des entrées/sorties et d'un modèle représentant le comportement du composant lui-même, ce dernier pouvant être purement passif (modèle équivalent), actif (transistors) ou comportemental (boîte noire). Un chemin de couplage

des agressions internes ou externes en mode harmonique ou impulsionnel est connecté au modèle ICIM du composant. Les agressions sont souvent effectuées sur les rails d'alimentation ou sur les entrées/sorties du circuit. L'inconvénient du modèle proposé est la complexité des composants puisque le circuit peut renfermer plusieurs blocs logiques et analogiques. Un autre inconvénient est représenté par la difficulté de l'obtention de la netlist d'un composant afin de tester sa fonctionnalité. Cette difficulté est due à une certaine confidentialité exigée par le concepteur.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les trois éléments essentiels qui sont la base de chaque étude CEM : la source, le récepteur et le chemin entre eux. Ensuite, nous avons présenté les différentes sources des perturbations électromagnétiques en deux modes conduit et rayonné, en harmonique et en transitoire. Des méthodes d'agressions ont été également présentées et à partir desquelles nous pouvons mesurer la susceptibilité des composants électroniques. Nous avons présenté ensuite des techniques de protection capables de réduire la susceptibilité de ces composants. A la fin de ce chapitre, le principe de simulation de l'immunité est présenté dans le but de prédire la susceptibilité avant que le composant passe à l'étape de conception.

Chapitre 2

Susceptibilité des circuits intégrés à l'injection directe de puissance (DPI)

2.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la caractérisation du comportement des circuits intégrés aux agressions électromagnétiques devient un sujet tout à fait actuel et important afin d'assurer la compatibilité électromagnétique de systèmes complets. Dans ce but, plusieurs méthodes de mesure ont été mises au point et sont en cours de normalisation par l'IEC (International Electrotechnical Commission), dont la méthode Direct Power Injection (DPI) [95]. Cette méthode est actuellement appliquée uniquement sur des circuits déjà réalisés afin de mesurer leur niveau de susceptibilité. Afin de s'affranchir de la nécessité d'une réalisation préalable, il paraît donc intéressant de développer des modèles permettant de prédire par simulation les fréquences et les niveaux de puissance auxquels un circuit intégré est susceptible en fonction des critères de susceptibilité donnés dans les conditions de mesure, ceci permettra de simuler l'immunité de ces circuits intégrés dans un environnement perturbé avant leur conception.

Dans cette optique, ce chapitre propose un modèle électrique complet d'un banc de mesure DPI comprenant le modèle du dispositif d'injection lui-même couplé à ceux d'un circuit intégré de test et son environnement. Pour ce faire, il sera nécessaire de modéliser chaque partie du système de manière séparée.

Dans la suite de ce chapitre, l'efficacité de certaines règles de conception, initialement destinées à réduire l'émission, sera également évaluée vis-à-vis de l'immunité.

2.2 Principe de la DPI

2.2.1 Principes généraux

L'injection directe de puissance est une des méthodes les plus performantes pour mesurer la susceptibilité des circuits intégrés. La figure 2.1 montre l'installation physique de ce banc de mesure.

La méthode DPI consiste à injecter directement sur une broche d'un circuit intégré une per-

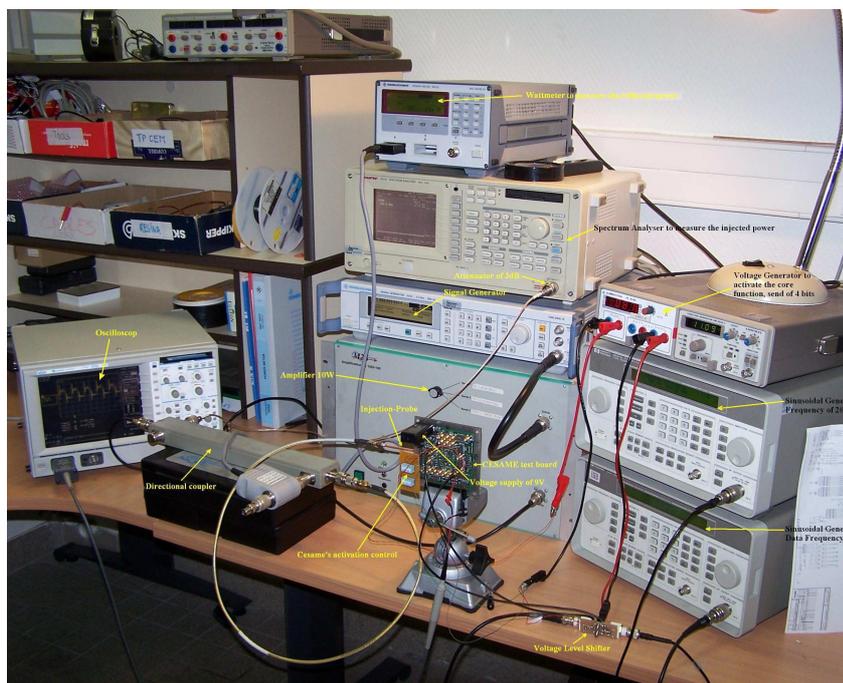


FIG. 2.1 – Banc de mesure pour la méthode d'injection directe de la puissance (DPI)

turbation continue (CW) à travers une capacité d'injection servant à éviter une remontée de la composante continue présente sur la broche vers le dispositif d'injection. La gamme de fréquence utilisée va de 10 MHz à 1 GHz. Cette méthode nécessite un soin particulier en mesure afin d'éviter les perturbations externes et les phénomènes de pertes en puissance. Les équipements de mesure utilisés, illustrés dans la figure 2.8, sont les suivants :

- Générateur RF (de 10 MHz à 1 GHz) servant à reproduire une forme d'onde représentative du signal d'agression.
- Amplificateur de puissance d'impédance interne 50Ω pour amplifier le signal d'agression.
- Coupleur directif permettant de séparer les puissances injectée et réfléchiée. Les valeurs de ces deux puissances sont récupérées par des wattmètres reliés à deux des sorties du coupleur ("3" et "4" dans la figure 2.2).
- Sonde d'injection connectée à la dernière sortie du coupleur.
- Capacité d'injection placée entre la sonde d'injection et le point agressé dans le circuit [50]. Cette capacité sert à bloquer la tension continue provenant du système d'alimentation du circuit et susceptible de dégrader l'amplificateur de puissance. Sa valeur varie selon la plage de fréquence d'injection.

La puissance est ainsi injectée directement sur la broche agressée du composant. La figure 2.3 montre une injection DPI dans le rail d'alimentation V_{dd} d'un circuit intégré.

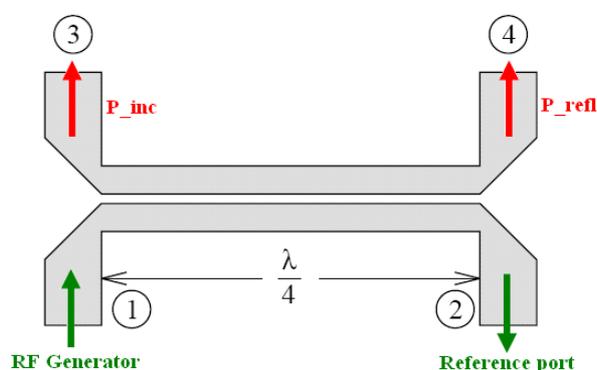


FIG. 2.2 – Coupleur directif nécessaire pour mesurer les puissances injectée et réfléchie

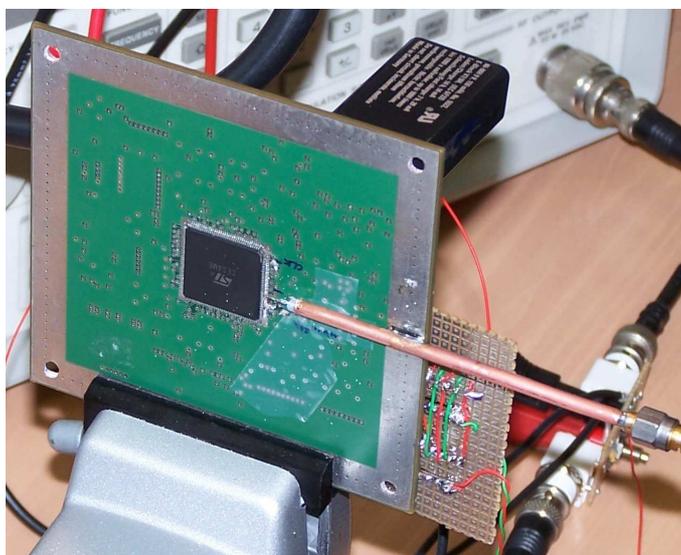


FIG. 2.3 – Injection de la puissance directement dans le réseau d'alimentation d'un circuit intégré

La mesure de la susceptibilité s'effectue en plusieurs étapes : à chaque étape, on fixe une fréquence d'injection et on fait varier la puissance injectée afin de visualiser le comportement interne du circuit en fonction de la puissance, jusqu'à ce que le circuit devienne susceptible selon un critère donné. Les valeurs des puissances sont alors relevées, et une courbe de susceptibilité (puissance injectée) en fonction de la fréquence peut alors être tracée point par point.

2.2.2 Véhicule de test

Un circuit intégré nommé CESAME est utilisé dans cette thèse comme dispositif de test dans le but de mesurer et modéliser la susceptibilité des circuits intégrés. CESAME est fabriqué par

STMicroelectronics® dans une technologie de gravure de $0.18 \mu m$ et encapsulé dans un boîtier TQFP 144 broches. Il est composé de 610000 transistors intégrés dans 6 cœurs logiques possédant les mêmes fonctionnalités mais avec différentes architectures d'alimentation, comme l'illustre la figure 2.4. Ces cœurs sont les suivants :

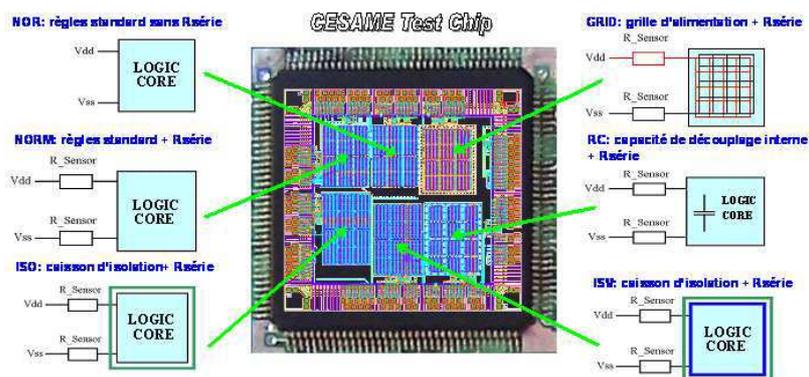


FIG. 2.4 – CESAME avec 6 six cœurs logiques

- Cœur NOR : sans aucune technique de protection
- Cœur NORM : avec une résistance de 1.7Ω sur chaque rail d'alimentation
- Cœurs ISO : avec une résistance de 1.7Ω sur chaque rail d'alimentation et une couche d'isolation entre le substrat local et le substrat global du circuit
- Cœur ISV : Même architecture que le cœur ISO mais avec une différence dans le réseau d'alimentation puisque l'alimentation des sources P+ des transistors *PMOS* et celle du caisson *NWELL* sont séparées.
- Cœur RC : avec une résistance de 1.7Ω sur chaque rail d'alimentation et une capacité de découplage intégrée de 1 nF
- Cœur GRID : avec une résistance de 1.7Ω sur chaque rail d'alimentation et un réseau d'alimentation maillé

L'architecture de chacun des 6 cœurs logiques intégrés dans le circuit CESAME est basée sur une source d'horloge synchronisée entre les cellules de base de chaque cœur. Chaque cœur contient 12 blocs appelés CORELOGIC2X comportant chacun 20 cellules de base BASEX20, soit en tout 240 cellules de base comme le montre la figure 2.5.

Une cellule de base est elle-même constituée de 5 bascules D (flip-flops) et d'une série de 5 portes logiques NAND [106] formant un registre à décalage avec sortie inversée, comme le montre la partie b) de la figure 2.6.

L'arbre d'horloge et les données sont propagés dans le circuit à l'aide de buffers. Un signal "Enable" à l'entrée de chaque cœur sert à activer les blocs internes par pas de 10 % jusqu'à une activation complète de 100 % du cœur logique selon le besoin du test.

Le signal qui sera mesuré est celui de la sortie de la dernière cellule de base d'un bloc CORELOGIC2X, qui sert à vérifier le fonctionnement logique du circuit (figure 2.7). Dans cette étude, l'injection de la puissance en fonction de la fréquence affecte le fonctionnement de toutes

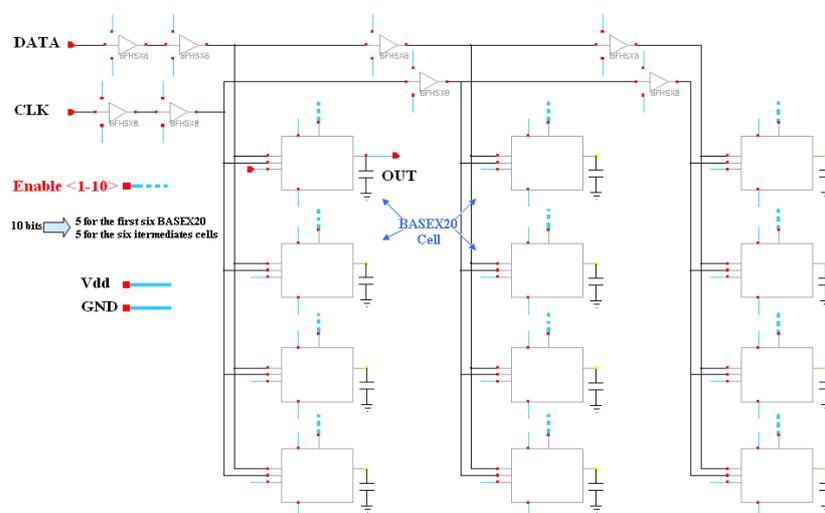


FIG. 2.5 – Cellule CORELOGIC2X

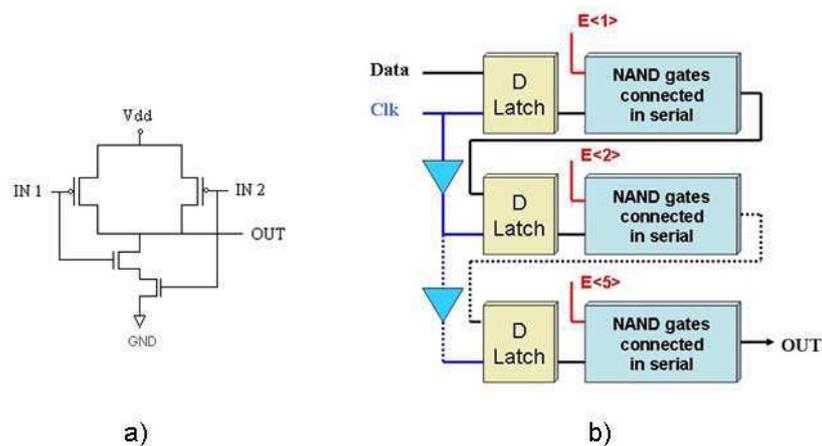


FIG. 2.6 – a) Porte logique NAND b) cellule de base BASE20X

les cellules de base qui se trouvent dans le circuit. Ainsi, l'étude du fonctionnement et du dysfonctionnement d'une seule cellule de base donne le comportement des autres cellules similaires intégrées dans le même cœur logique.

2.2.3 Banc de mesure utilisé

Le banc de mesure utilisé (figure 2.8) suit les recommandations déjà présentées plus haut.

Le circuit intégré CESAME est monté sur un circuit imprimé de test en matériau FR4, conçu

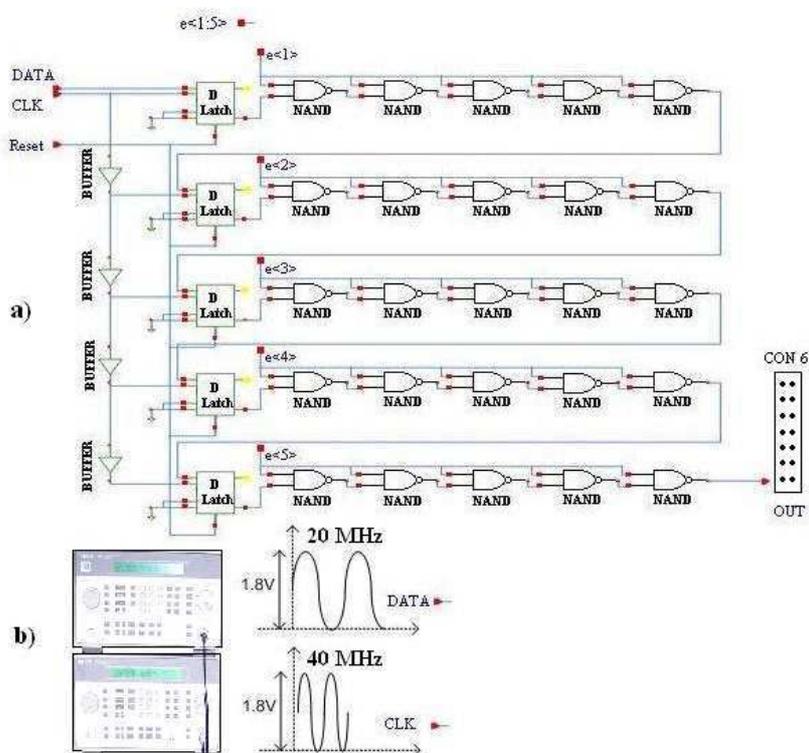


FIG. 2.7 – Cellule de base BASE20X avec ses 25 portes NAND

par l'INSA de Toulouse, appelé ALI, de dimensions 10x10 cm et comprenant l'ensemble des régulateurs nécessaires au fonctionnement du circuit intégré ainsi qu'une capacité de découplage de 47 nF placée au plus près de la broche d'alimentation.

En fonction de contraintes liées à la mise en œuvre du banc, deux amplificateurs de puissance différents ont été utilisés :

- l'injection dans le rail V_{dd} a été réalisée à l'INSA de Toulouse avec un amplificateur de puissance M2S, d'une puissance de 20 W, et un coupleur directif Agilent séparé.
- pour l'injection dans le rail V_{ss} , la manipulation a été montée à l'ESEO avec un amplificateur de puissance Prâna, d'une puissance de 20 W également, mais auquel est directement intégré le coupleur directif.

La sonde d'injection utilisée est une sonde coaxiale en cuivre d'une longueur de 8 cm. Sa partie externe est soudée sur la masse du circuit imprimé, tandis que l'âme centrale est connectée à la piste d'alimentation du circuit à travers la capacité d'injection.

L'alimentation est fournie par une pile de 9 V suivie par des régulateurs de tension montés sur le circuit imprimé afin d'assurer une tension de 1.8 V nécessaire pour alimenter la partie numérique du circuit. Un générateur de tension continue est nécessaire pour l'activation du circuit : 4 bits

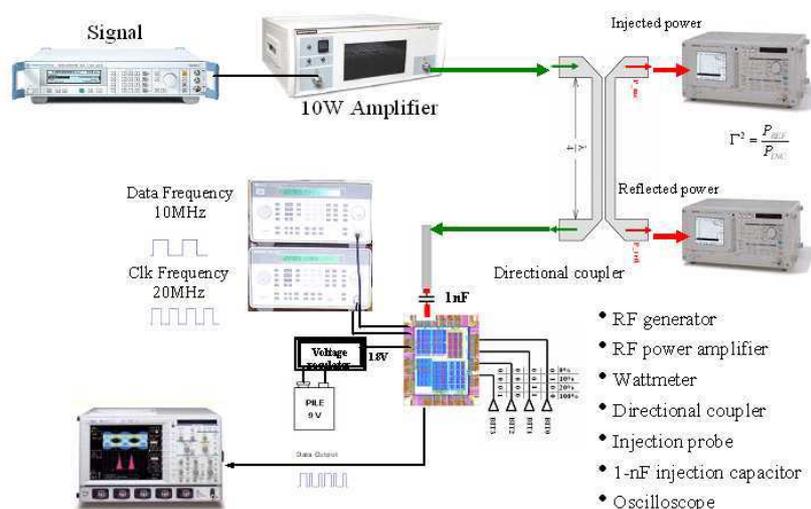


FIG. 2.8 – Système d'injection directe de puissance (DPI)

pour déterminer le pourcentage d'activité des cellules de base (de 10 % à 100 %) et les 2 bits "Enable" (cité plus haut) et "Reset". Deux générateurs sinusoïdaux suivis d'adaptateurs de niveau (0 - 1.8 V en sortie) fournissent les signaux d'entrée du circuit destinés à faire commuter les blocs logiques : 20 MHz (horloge) et 10 MHz (données).

Tous les équipements du système d'injection sont connectés à la même masse.

2.3 Modélisation de l'injection DPI sur le rail d'alimentation V_{dd}

2.3.1 But du travail

Le but de la modélisation du dispositif d'injection DPI est d'être en mesure de prédire les fréquences et les puissances d'injection qui pourront perturber le fonctionnement d'un circuit intégré. Le modèle complet du système sera validé une fois une bonne corrélation observée entre les courbes de la susceptibilité mesurée et simulée. Ce modèle doit être suffisamment simple pour servir de base pour la prédiction des problèmes de CEM avant de passer à l'étape de fabrication. Chaque élément du système (dispositif d'injection et circuit à tester) sera modélisé successivement de façon séparée.

2.3.2 Modélisation de la sonde d'injection et du coupleur directif

Afin d'injecter la puissance directement dans le rail d'alimentation du circuit à travers un coupleur directif, une sonde d'injection a été utilisée. Généralement, cette dernière est métallique et son modèle est plutôt inductif. L'inductance d'une ligne d'injection (sonde+câble) dépend de son matériau de fabrication. Dans notre cas, la ligne est fabriquée en cuivre. Dans le modèle proposé, sa faible résistivité est modélisée par une résistance placée en série avec une inductance

représentant sa valeur inductive.

La sonde d'injection est attachée au circuit imprimé par sa masse et au circuit intégré par la broche d'alimentation V_{dd} à travers la capacité d'injection. Ainsi, un couplage capacitif apparaît entre l'âme de la sonde et la masse du circuit imprimé du circuit, comme le montre la figure 2.9. Ce couplage a une valeur de quelques picofarads. Le PCB a aussi une valeur résistive non négligeable modélisée et remplacée par une résistance placée en série avec la capacité de couplage. Le but de ce modèle résistif est de limiter l'amplitude des résonances sur la courbe d'impédance. La partie basse de la figure 2.9 donne une représentation schématique du modèle proposé de la sonde d'injection.

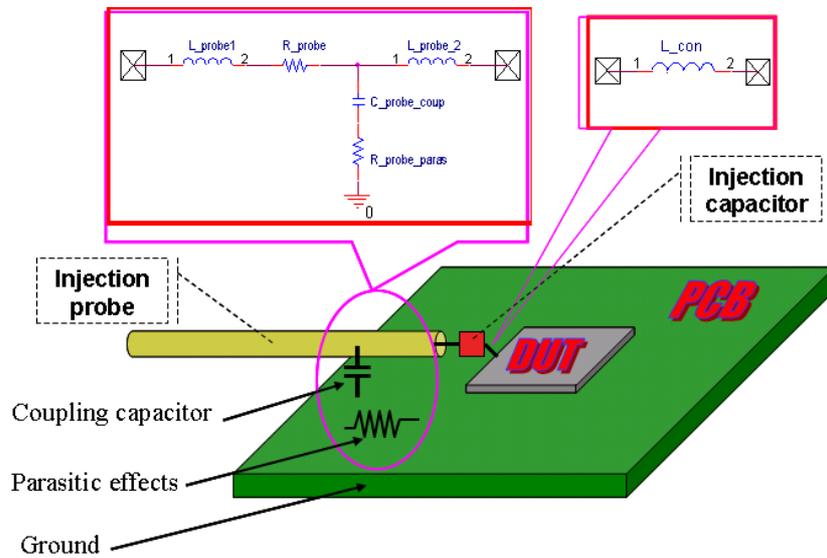


FIG. 2.9 – Représentation schématique de la sonde d'injection attachée au circuit imprimé

Les valeurs des éléments passifs dans le modèle proposé varient en fonction de quelques paramètres comme la longueur de la sonde et sa position sur le circuit imprimé. L'impédance de la sonde est proportionnelle à ses valeurs inductive et capacitive comme le montre l'équation 2.1. Le tableau 2.1 donne les valeurs des éléments passifs du modèle de la sonde d'injection. Comme nous l'avons déjà vu, le système d'injection DPI contient un coupleur directif lié, par

Éléments	Valeur	Éléments	Valeur
L-probe-1	2.05nH	L-probe-2	3.4nH
R-probe	1.06Ω	C-probe-coupl	0.85pF
R-probe-paras	300Ω		

TAB. 2.1 – Valeurs des éléments passifs du modèle de la sonde d'injection

un câble de connexion coaxial, à l'amplificateur de puissance. Ces deux éléments produisent des

effets parasites qui provoquent des augmentations du temps de propagation. Ce dernier peut être calculé à partir des mesures effectuées en reliant le coupleur et la ligne à un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Les résultats de ces mesures sont indispensables pour la modélisation d'une ligne de transmission, sans pertes, adaptée à 50Ω . La valeur inductive L_0 est déduite à partir de l'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$ et de la valeur capacitive C_0 mesurée à l'aide de l'analyseur de réseau (abaque de Smith), comme le montre l'équation 2.1.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Rightarrow L_0 = Z_0^2 \cdot C_0 \quad (2.1)$$

La valeur du temps de propagation est ensuite déterminée par l'équation 2.2

$$T_d = \sqrt{L_0 \cdot C_0} = 2538 \text{ ps} \quad (2.2)$$

Le coupleur sera donc modélisé et remplacé par une ligne de transmission (figure 2.10).

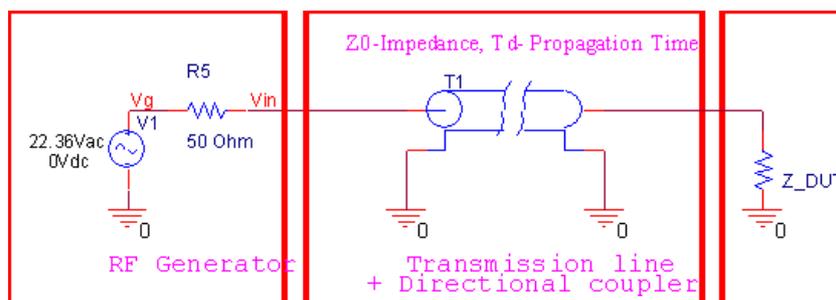


FIG. 2.10 – Ligne de transmission représentée dans le modèle Spice du coupleur directionnel et des câbles

2.3.3 Modélisation des capacités d'injection et de découplage

La capacité d'injection utilisée est du type CMS céramique. Afin de minimiser l'influence des éléments parasites, sa courbe d'impédance est mesurée en utilisant un VNA convenablement calibré et une sonde de test sous pointes. Cette dernière permet de visualiser les valeurs parasites inductive et résistive de la capacité d'injection. Les trois éléments passifs R_{capa} , L_{capa} et C_{capa} placés en série dans la figure 2.11 représentent le modèle de la capacité d'injection. La figure 2.11 montre aussi la courbe d'impédance du modèle proposé. Il est possible de déduire la valeur inductive à partir des valeurs de la capacité et de la fréquence d'injection en utilisant l'équation 2.3 :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

La même procédure a été répétée pour modéliser la capacité de découplage de 47 nF localisée entre les pistes d'alimentation montées sur le circuit imprimé. Cette modélisation est absolument

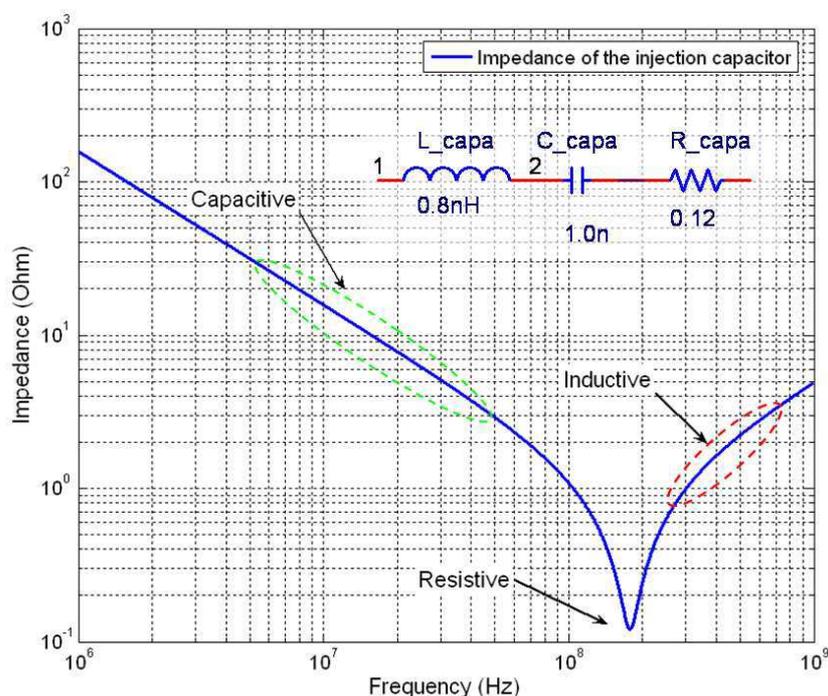


FIG. 2.11 – Impédance et modèle de la capacité d'injection

indispensable pour le calcul de la puissance réellement absorbée par cette capacité ; la non-prise en compte de ces éléments parasites aboutirait à un découplage idéal de toute agression en très haute fréquence.

Le tableau 2.2 donne les valeurs des éléments passifs des modèles des capacités d'injection et de découplage.

Éléments	Valeurs	Éléments	Valeurs
L-capa	0.8nH	C-decoup	47nF
R-capa	0.12Ω	L-decoup	1.88nH
C-capa	1.0nF	R-decoup	0.2Ω

TAB. 2.2 – Valeurs des éléments passifs des capacités d'injection et de découplage

Pour observer avec plus de détails l'effet de l'addition de la capacité d'injection dans le système sous test, nous avons effectué des mesures de l'impédance du système sans (partie (a) de la figure 2.12) et avec (partie (b) de la même figure) la capacité d'injection, sans le coupleur directif. Il est important de noter que l'effet de la capacité d'injection ne se voit qu'en basse fréquence.

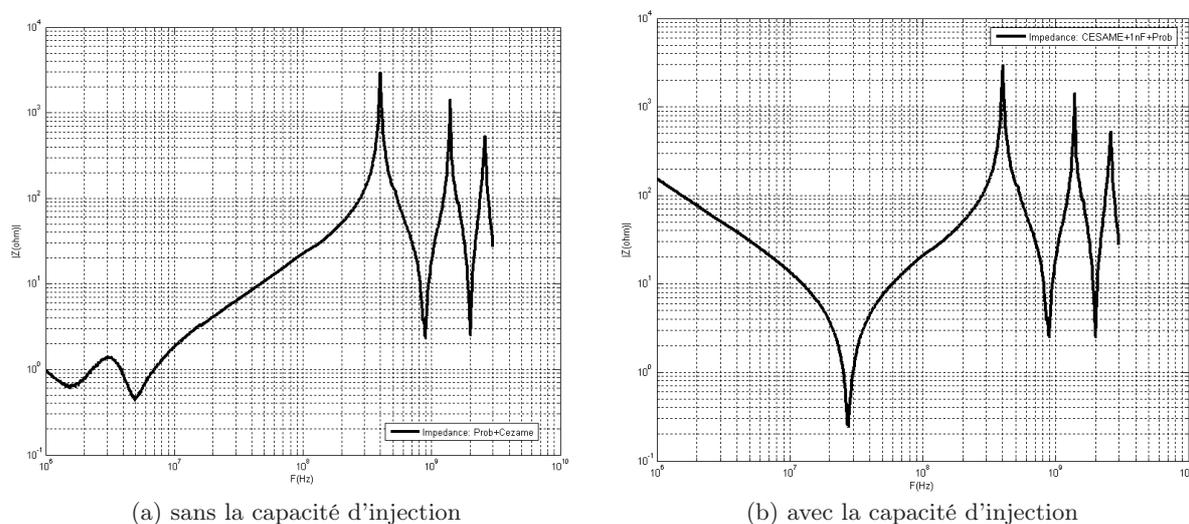


FIG. 2.12 – Impédance du système sans le coupleur directif

2.3.4 Modélisation du circuit imprimé

Comme déjà mentionné ci-dessus, le circuit imprimé utilisé dans cette étude est du type FR4, dont les caractéristiques restent constantes même à 1 GHz. Les quatre couches de cette carte sont placées dans l'ordre indiqué sur la figure 2.13 pour minimiser l'influence des pistes d'alimentation sur les mesures de l'émission et de la susceptibilité du circuit intégré :

- Couche 1 : un plan de masse plus les signaux du côté CESAME.
- Couche 2 : plan de masse plus signaux divers
- Couche 3 : plan de V_{dd} plus signaux divers
- Couche 4 : signaux plus masse

Ces pistes sont alors enterrées dans les couches internes du circuit imprimé.

La modélisation de cette carte s'effectue en plusieurs étapes. On commence par la source d'alimentation, la pile de 9 V est modélisée et remplacée par une résistance de $30m\Omega$. Ensuite, une source de tension continue de 1.8 V est ajoutée pour pouvoir lancer la simulation, à la place du régulateur.

La deuxième étape est la modélisation des pistes d'alimentation V_{dd} et V_{ss} . Le modèle d'une ligne d'alimentation est représenté par une inductance et une résistance placées en série. Ces valeurs dépendent initialement de la longueur l et la largeur w de la ligne, de la hauteur h de la piste par rapport au plan de masse et finalement de l'épaisseur de la ligne e (partie droite de la figure 2.14). Sur notre carte, la ligne d'alimentation V_{dd} est beaucoup plus longue que celle de V_{ss} . La hauteur entre ces lignes et le plan de masse dépend de la couche où ces lignes sont implémentées (voir la figure 2.13). Les paramètres physiques des deux pistes sont présentés dans le tableau 2.3. Il est important de noter que la norme de la méthode d'injection DPI [95] exige la présence d'une self de choc entre le système d'alimentation et le système d'injection dans le but de minimiser l'absorption de la puissance injectée par la source d'alimentation. Dans notre cas, le système

d'injection DPI est appliqué sur une carte proche de la réalité industrielle, sans cette inductance. Cependant, la grande longueur de piste entre la pile et le circuit (120 mm) augmente la valeur inductive de la ligne de connexion : grâce à cette forte inductance parasite et contrairement à ce que l'on pourrait penser, la pile n'absorbe pas l'ensemble de la puissance en haute fréquence.

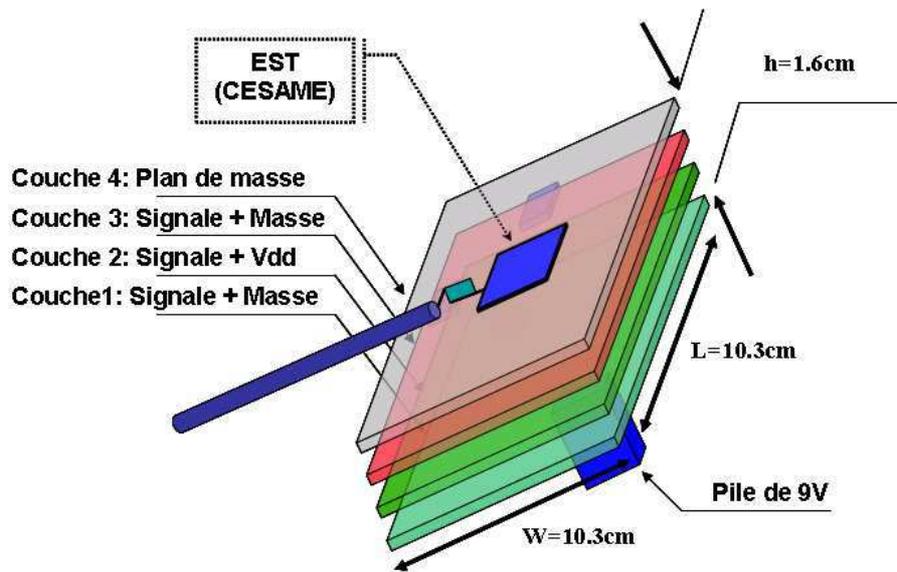


FIG. 2.13 – Modèle schématique du circuit imprimé

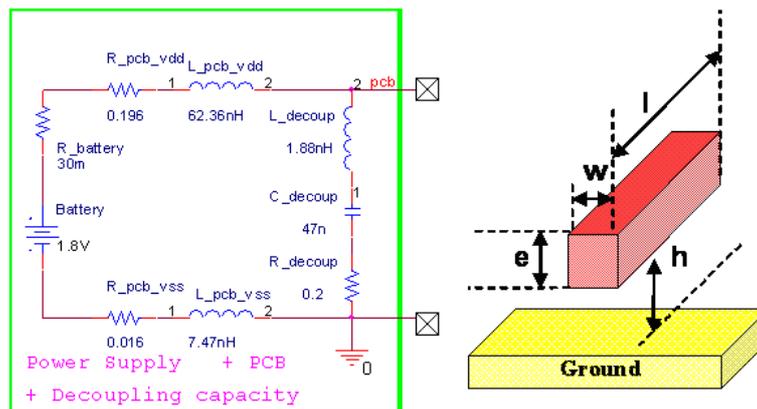


FIG. 2.14 – Modèle du circuit imprimé avec le système d'alimentation et la capacité de découplage

Maintenant, il est possible de calculer la résistance utilisée dans le modèle de la ligne à l'aide de

	Couche	l en mm	h en mm	w en μm	e en μm
V_{dd}	2	120	0.5	300	35
V_{ss}	4	10	1.5	300	35

TAB. 2.3 – Paramètres physiques des lignes d'alimentation V_{dd} et V_{ss}

l'équation 2.4.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{w \cdot e} \quad (2.4)$$

où ρ représente la résistivité du matériau en $\Omega \cdot \mu\text{m}$. Le métal utilisé dans la fabrication des rails d'alimentation est le cuivre, sa résistivité est $\rho_{cu} = 0.0172 \Omega \cdot \mu\text{m}$. Il nous reste à calculer la valeur de l'inductance de chaque ligne d'alimentation en utilisant l'équation 2.5 [68] :

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \cdot l \cdot \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad (2.5)$$

Le tableau 2.4 représente les valeurs des éléments passifs du modèle du circuit imprimé, du système d'alimentation et de la capacité de découplage intégrée (partie gauche de la figure 2.14).

Éléments	Valeurs	Éléments	Valeurs
C-decoup	47nF	R-pcb-vdd	0.196 Ω
R-pcb-vss	0.016 Ω	R-decoup	0.2 Ω
R-battery	30m Ω	L-pcb-vdd	62.35nH
L-pcb-vss	7.47nH	L-decoup	1.88nH

TAB. 2.4 – Valeurs des éléments passifs du modèle de la carte imprimée

Dans le modèle final du circuit imprimé, il est indispensable d'ajouter le modèle de la capacité de découplage localisée au plus proche du circuit intégré [28] [11].

2.3.5 Modélisation du circuit intégré

Modélisation du boîtier

Le circuit CESAME est monté dans un boîtier de type TQFP 144 broches. Le modèle électrique du boîtier est le produit d'une simulation en trois dimensions effectuée par Enrique Lamoureux à l'INSA de Toulouse avec le logiciel HFSS [24]. Ce modèle a été vérifié, toujours à l'INSA de Toulouse, par Alexandre Boyer grâce à un autre logiciel de simulation électromagnétique, ASERIS-EMC 2000 [91]. La partie (a) de la figure 2.15 montre les deux parties du modèle, où la partie gauche représente le "leadframe" (connexion entre les broches et la cavité du circuit) et la partie droite représente le "bonding" (connexion entre le leadframe et la puce). Après avoir créé le modèle, on calcule les valeurs de ces éléments passifs. Pour le circuit CESAME utilisé dans notre étude, la largeur des pistes est de 300 μm , la hauteur entre la piste et la masse varie de 500 μm à 1.6 mm selon le niveau de la couche de routage. L'épaisseur des pistes est de 35 μm .

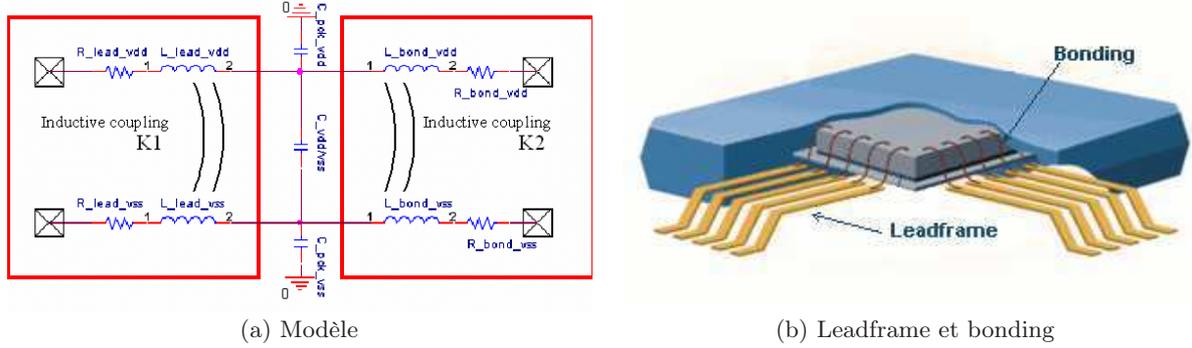


FIG. 2.15 – Boîtier

Les éléments passifs qui remplacent les rails d'alimentation en modélisation sont symétriques sur le V_{dd} et le V_{ss} . Les couplages capacitifs entre ces deux rails d'alimentation et avec le substrat sont modélisés et remplacés par les trois capacités $C_{vdd/vss}$, $C_{pck-vdd}$ et $C_{pck-vss}$. Le tableau 2.5 représente les valeurs des éléments du modèle du boîtier. Le couplage inductif entre les rails

Eléments	Valeur	Eléments	Valeur
R-lead-vdd	56mΩ	R-lead-vss	56mΩ
L-lead-vdd	5nF	L-lead-vss	5nF
L-bond-vdd	6nF	L-bond-vss	6nF
R-bond-vdd	56mΩ	R-bond-vss	56mΩ
C-vdd/vss	0.67pF	C-pck-vdd	0.45pF
		C-pck-vss	0.45pF

TAB. 2.5 – Valeurs des éléments passifs du modèle de boîtier

d'alimentation dans le boîtier est également un facteur important qui réduit la part de la puissance injectée effectivement transmise dans le circuit. Ce couplage inductif est ajouté au modèle proposé. Dans un premier temps, le calcul de l'inductance pour chacun des rails V_{dd} et V_{ss} se fait à l'aide de l'équation 2.6 [86] :

$$L_{V_{dd}} = L_{V_{ss}} = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \cdot l \cdot \ln\left(\frac{4h}{w} + 1\right) \quad (2.6)$$

Les paramètres utilisés sont détaillés sur la figure 2.16. Ensuite, l'inductance mutuelle entre les deux rails est donnée par l'équation 2.7.

$$M_{V_{dd}/V_{ss}} = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \cdot l \cdot \ln\left(\frac{(d + 4w)^2 + (1.5w + 2h)^2}{(d + w)^2 + (1.5w)^2}\right) \quad (2.7)$$

Le coefficient de couplage magnétique est donné par l'équation 2.8 :

$$K_M = \frac{M_{V_{dd}/V_{ss}}}{\sqrt{L_{V_{dd}} \cdot L_{V_{ss}}}} \quad (2.8)$$

où K_1 représente le coefficient de couplage inductif entre les leadframes et K_2 le coefficient entre les bondings. Les résultats des calculs de K_1 et K_2 sont donnés par le tableau 2.6.

K_1	K_2
0.65	0.66

TAB. 2.6 – Valeurs des couplages inductifs

Modélisation du couplage capacitif et du capteur intégré

Dans cette étude, l'effet du couplage capacitif entre les rails d'alimentation V_{dd} et V_{ss} est pris en compte. La figure 2.16 met en évidence ce couplage capacitif représenté par C_{12} . Sa valeur

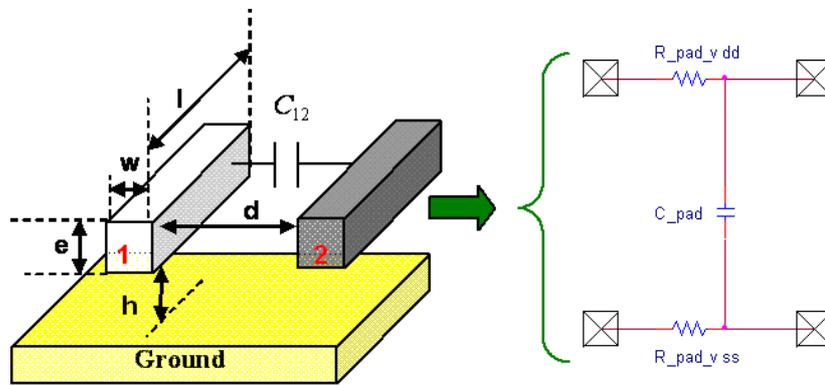


FIG. 2.16 – Couplage capacitif entre les rails d'alimentation

est calculée par l'équation 2.9 [28] :

$$\begin{aligned}
 C_{12}[fF] = & \epsilon_0 \epsilon_r \cdot l \cdot \left(\frac{e}{d} + 1.21 \left(\frac{e}{h} \right)^{0.1} \right. \\
 & \cdot \left(\frac{d}{h} + 1.15 \right)^{-2.22} + 0.25 \\
 & \left. \cdot \ln \left(1 + 7.17 \cdot \frac{w}{d} \right) \cdot \left(\frac{d}{h} + 0.54 \right)^{-0.64} \right)
 \end{aligned} \quad (2.9)$$

où $\epsilon_0 = 8.85 \text{ fF/mm}$ et ϵ_r représente la permittivité relative de l'isolant.

D'autre part, des capteurs de courant sont intégrés dans le circuit. Ils ont été utilisés lors de précédentes études sur l'émission pour mesurer le courant consommé par chaque cœur afin de construire un modèle de prédiction de l'émission produite par le circuit. Dans cette étude, ces capteurs ne sont pas utilisés, mais il est indispensable de les modéliser et les remplacer par des résistances pour que le modèle soit complet. Les valeurs de ces résistances sont calculées à l'aide de l'équation 2.10

$$R = R_{\square} \cdot \frac{l}{w} \quad (2.10)$$

où R_{\square} représente la résistance carrée Ω/\square .

Modélisation des cœurs logiques

Après avoir modélisé le circuit imprimé, le boîtier, les bondings et les leadframes, il nous reste à modéliser le fonctionnement interne de chaque cœur. Le modèle proposé est celui du cœur de base (NORM) qui ne jouit d'aucune protection hormis les résistances série. Ce modèle sera valable pour les autres cœurs en ajoutant les modèles de protection.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 2.2.2, la netlist au niveau transistor du cœur NORM contient les caractéristiques de 240 cellules de base, soit plus de 110000 transistors. La simulation complète du cœur, avec autant de transistors, prendrait beaucoup du temps, de quelques jours à une semaine, et ce pour un seul point de simulation (fréquence). Dans le but de diminuer ce temps de simulation, on considère la netlist d'une seule cellule de base (cellule de référence) qui contient 400 transistors, et dont la sortie est observée en mesure. Les 239 cellules de base qui restent sont remplacées par leur impédance équivalente (deux éléments passifs R et C) placée en parallèle avec le modèle de la cellule de référence. Cette impédance est extraite à partir d'une simulation analogique AC effectuée sur la netlist Spice du cœur grâce au logiciel Eldo[®]. La simulation du modèle complet sera également réalisée à l'aide du logiciel Eldo[®]. Un exemple de netlist du système d'injection est donné dans l'annexe .2.

La figure 2.17 présente le modèle du cœur.

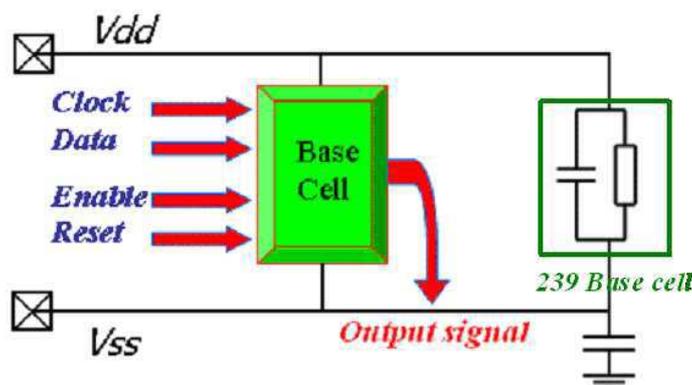


FIG. 2.17 – Modèle du cœur en simulation

2.3.6 Pertes en puissance

Introduction

Les mesures de susceptibilité ne sont pas effectuées dans des conditions parfaites. Une puissance importante est injectée à travers un dispositif complexe, et le circuit intégré subissant l'essai est monté sur un circuit imprimé. En haute fréquence, il est donc plus que probable que des pertes en puissance soient observées. Celles-ci comprennent :

- la puissance réfléchie vers le générateur, provenant d'une simple désadaptation d'impédance entre le circuit et le générateur
- les pertes conduites, dues à l'effet de peau dans les conducteurs,

- les pertes diélectriques, liées principalement au circuit imprimé,
- les pertes radiatives ou rayonnées, dans le dispositif d'injection et le circuit imprimé.

Dans les paragraphes suivants, les pertes les plus significatives sont présentées ainsi que les modèles proposés.

Lois générales de la puissance

D'une manière générale, les puissances active et réactive sont données par les formules 2.11 et 2.12 :

$$P_A = \frac{1}{4} (u.i^* + u^*.i) \quad (2.11)$$

$$P_R = \frac{1}{4} (u.i^* - u^*.i) \quad (2.12)$$

Ensuite, la puissance instantanée est donnée par l'équation 2.13 :

$$P(t) = u(t).i(t) \quad (2.13)$$

Du point de vue de la propagation, les puissances incidente et réfléchie sont déduites à partir des relations liant les ondes de tension et de courant. La tension transmise est donnée par l'équation 2.14 :

$$V_T = V_I - V_R \quad (2.14)$$

où V_I représente la tension incidente et V_r la tension réfléchie.

D'autre part,

$$V_R = \rho.V_I$$

$$\text{où } \rho = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad \text{représente le coefficient de réflexion} \quad (2.15)$$

Si l'on calcule les tensions en fonction des courants, nous aurons :

$$V = Z.I, V_I = Z_0.I_I \text{ et } V_R = Z_0.I_R \quad (2.16)$$

A partir de la puissance incidente, on déduit la puissance transmise (équation 2.17) :

$$P_T = (1 - |\rho|^2).P_I \quad (2.17)$$

Calcul de la puissance

Un analyseur de réseau vectoriel est dédié à la mesure du paramètre S_{11} . A l'aide de ce dernier, on déduit le coefficient de réflexion ρ (équation 2.18).

$$S_{11} = \rho = \frac{Z_{DUT} - Z_0}{Z_{DUT} + Z_0} \quad (2.18)$$

où Z_{DUT} représente l'impédance du système d'injection et du circuit (figure 2.18). La mesure

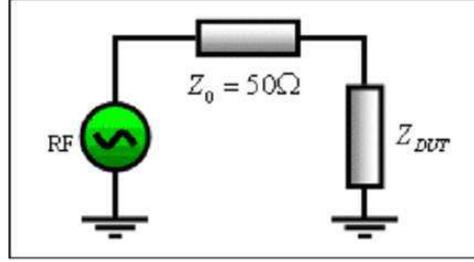


FIG. 2.18 – Impédance totale du système

d'impédance va nous permettre par la suite de calculer la puissance injectée à l'entrée du système d'injection (voir l'équation 2.19).

$$P_{Inc} = I_{Z_0} \cdot V_{Inc} = \frac{V_{Inc}^2}{Re(Z_{DUT})} \quad (2.19)$$

La puissance transmise se calcule en fonction de la puissance injectée, suivant :

$$P_{Trans} = (1 - |\rho|^2) \cdot P_{Inc} \quad (2.20)$$

On remplace le coefficient de réflexion par sa valeur dans l'équation 2.21.

$$P_{Trans} = \left(1 - \left|\frac{Z_{DUT} - Z_0}{Z_{DUT} + Z_0}\right|^2\right) \cdot P_{Inc} \quad (2.21)$$

Il est possible de visualiser les parties réelle et imaginaire de l'impédance à partir de l'équation suivante :

$$P_{Trans} = \left(1 - \left|\frac{Re(Z_{DUT}) + jIm(Z_{DUT}) - Z_0}{Re(Z_{DUT}) + jIm(Z_{DUT}) + Z_0}\right|^2\right) \cdot P_{Inc} \quad (2.22)$$

La simplification de cette formule donne :

$$P_{Trans} = \frac{4 \cdot Z_0 \cdot Re(Z_{DUT})}{|Z_{DUT} + Z_0|^2} \cdot P_{Inc} \quad (2.23)$$

En simulation, le logiciel utilise la tension injectée et non la puissance. On utilise alors l'équation 2.19 pour déduire la puissance transmise à partir de la tension injectée dans l'équation 2.24 :

$$P_{Trans} = \frac{4 \cdot Z_0 \cdot Re(Z_{DUT})}{Re(Z_{DUT}) \cdot |Z_{DUT} + Z_0|^2} \cdot V_{Inc}^2 \quad (2.24)$$

Finalement, l'équation 2.25 servira à calculer la puissance transmise dans le circuit en fonction de la tension injectée.

$$P_{Trans} = \frac{4 \cdot Z_0}{|Z_{DUT} + Z_0|^2} \cdot V_{Inc}^2 \quad (2.25)$$

La figure 2.19 montre les impédances équivalentes du circuit intégré, de la sonde d'injection, de la capacité d'injection et du circuit imprimé.

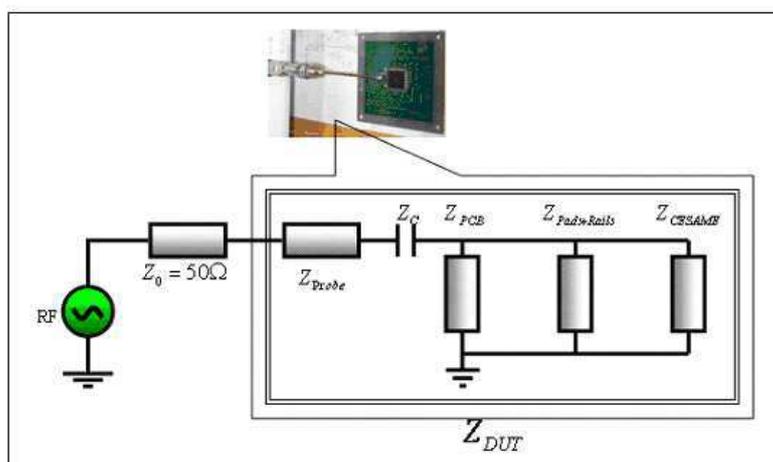


FIG. 2.19 – Impédances équivalentes du circuit intégré, du circuit imprimé, de la sonde et de la capacité d'injection

Estimation théorique de la perte en puissance à l'aide de la méthode du facteur de qualité Le facteur de qualité Q d'un système électrique représente son effet résistif. Plus ce facteur est faible, plus les pertes sont donc importantes. Ce facteur de qualité pourra être calculé séparément pour les différentes catégories de pertes, ce qui permettra d'effectuer une comparaison entre elles.

Pertes conduites L'équation 2.26 représente le calcul approximatif du facteur de qualité Q qui représente ensuite les pertes conduites dans les pistes d'alimentation du circuit imprimé [113].

$$Q_c \approx \frac{h_2}{\delta_s} \approx h \sqrt{\frac{\pi \mu_0 \mu_r}{\rho}} \sqrt{f} \quad (2.26)$$

où h_2 représente l'épaisseur de la cavité du circuit imprimé (ici 1.6 mm), δ_s l'effet de peau (équation 2.26).

$$\delta_s = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad (2.27)$$

où $\rho = 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ représente la résistivité du cuivre, f la fréquence d'injection, $\mu_0 = 1.257 \cdot 10^{-6} H/m$ la perméabilité du cuivre et $\mu_r = 1 H/m$ la perméabilité relative de l'air. L'effet de peau est dû à la diminution de la densité du courant dans un conducteur en haute fréquence en allant vers le centre, ce qui augmente sa résistance globale (figure 2.20). La densité du courant peut être exprimée par la formule 2.28 :

$$J(z) = J_0 e^{-\frac{z}{\delta}} \quad (2.28)$$

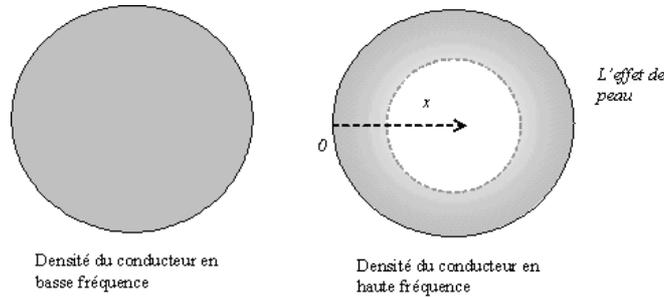


FIG. 2.20 – Effet de peau d'un conducteur

où J_0 représente la densité de courant, x l'épaisseur du conducteur (m) et δ représente l'effet de peau (m), dont sa valeur peut être déterminée par l'équation 2.29 :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \mu_0 \gamma}} \quad (2.29)$$

où f représente la fréquence en Hz, $\mu_0 = 1.257 \cdot 10^{-10}$ H/m la permittivité du vide et $\gamma = 58.0 \cdot 10^6$ S/m représente la conductivité du cuivre.

Les valeurs du facteur de pertes conduites Q_c en fonction de la fréquence d'injection sont données dans le tableau 2.7.

Pertes diélectriques La valeur du facteur de qualité des pertes diélectriques en puissance du circuit intégré et son PCB de type FR4 est donnée à partir de l'équation 2.30 [113] [12]

$$Q_d(freq) = \frac{1}{\tan \delta(freq)} \quad (2.30)$$

où $\tan \delta$ représente la tangente de l'angle de pertes du circuit imprimé en fonction de la fréquence d'injection [51]. A noter que les caractéristiques électriques et diélectriques du PCB de type FR4 restent approximativement constantes jusqu'à 1 GHz. Généralement, $\tan \delta$ a une valeur approximative de 0.02 [85].

Pertes rayonnées Les pertes rayonnées peuvent être calculées à partir du modèle de cavité du circuit imprimé [63]. Son facteur de qualité pour le mode dominant TM_{10} dans un PCB de forme rectangulaire se calcule à partir de l'équation 2.31 :

$$Q_{rad} \approx \frac{3 \varepsilon_r L_e \lambda_0}{16 p c_1 W_e h} \approx \frac{3 c L_e}{16 p c_1 h W_e} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{1}{f} \quad (2.31)$$

où $c = 3 \cdot 10^8$ m/s représente la vitesse de la lumière, $h = 1.6$ mm l'épaisseur de la cavité du PCB, $\varepsilon_r = 4.4$ la permittivité relative du diélectrique (FR4), $\mu_r = 1$ la perméabilité relative du PCB, L_e et W_e les dimensions effectives du PCB ($10.3 \cdot 10.3$ cm² de surface). Cette formule tient compte de l'effet de bord ; cependant, cet effet peut être négligeable dans les diélectriques de

faible épaisseur [113]. λ_0 représente la longueur d'onde électromagnétique dissipée dans le circuit imprimé (équation 2.32) :

$$\lambda_0 = \frac{c}{n_1 f} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r} f} \quad (2.32)$$

Les grandeurs sans dimension $p = 0.82$ et $c_1 = 0.25$ sont calculées à partir de l'équation 2.33 [63] :

$$p = 1 + \frac{a_2}{10} (k_0 w_e)^2 + \frac{3}{560} (a_2^2 + 2a_4) (k_0 w_e)^4 + \frac{1}{5} c_2 (k_0 L_e)^2 + \frac{1}{70} a_2 c_2 (k_0 w_e)^2 (k_0 L_e)^2 \quad (2.33)$$

$a_2 = -0.16605$, $a_4 = 0.00761$, $c_2 = -0.0914153$, et

$$c_1 = \frac{1}{n_1^2} + \frac{2}{5 n_1^4} = \frac{1}{\varepsilon_r \mu_r} + \frac{2}{5 (\varepsilon_r \mu_r)^2} \quad (2.34)$$

où $n_1 = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$. Par exemple, à une fréquence d'injection de 520 MHz, la longueur d'onde est égale à 27.6 cm, et le facteur de qualité de la perte rayonnée est égal à 3700. De plus, le facteur de qualité de la perte rayonnée Q_{rad} est inversement proportionnel à la fréquence. Il a une valeur beaucoup plus grande que ceux des pertes conduites et diélectriques, ce qui montre en effet que la perte rayonnée est très petite. Quelques valeurs du facteur de qualité Q_{rad} en fonction de la fréquence d'injection sont données par le tableau 2.7.

$f_{inj}[MHz]$	Q_c	Q_d	Q_{rad}	Q_{total}
410	10.7	50	4693	8.8
500	11.9	50	3847	9.6
530	12.2	50	3630	9.8
650	13.5	50	2960	10.6
850	15.5	50	2263	11.8

TAB. 2.7 – Facteurs de qualité des pertes en puissance

Facteur de qualité du circuit intégré et son circuit imprimé Le tableau 2.7 montre les valeurs des facteurs de qualité des pertes conduites, diélectriques et rayonnées, toutes en fonction de la fréquence d'injection. Le calcul du facteur de qualité du PCB et du circuit intégré est donné par l'équation 2.35.

$$\frac{1}{Q_f} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{rad}} \quad (2.35)$$

Comme le montre le tableau, les pertes sont essentiellement dues aux pertes conduites et, dans une moindre mesure, aux pertes diélectriques. On ne pourrait pas négliger l'importance des pertes rayonnées au-delà de quelques GHz, mais ici la fréquence d'injection ne dépasse pas 1 GHz (norme DPI [102]).

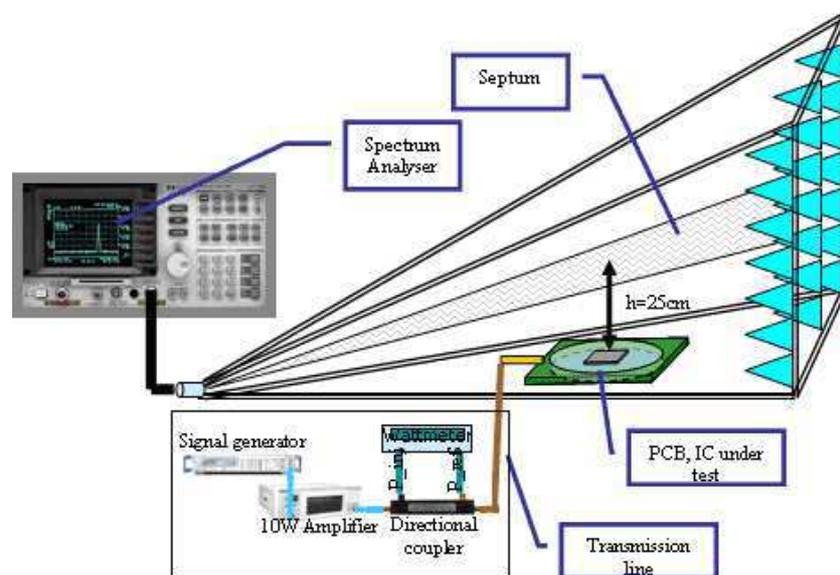


FIG. 2.21 – Mesure des pertes rayonnées dans une cellule GTEM

Mesure des pertes rayonnées Dans le but de montrer que les pertes rayonnées sont négligeables, une mesure a été effectuée en plaçant le circuit en activité et son PCB dans une cellule GTEM (Cellule TEM à large bande [99]) comme le montre la figure 2.21). Cette mesure est importante afin de valider les résultats de l'étude théorique que nous avons effectuée sur les pertes rayonnées et qui montre leur caractère négligeable.

La courbe illustrée sur la figure 2.22 montre l'évolution des pertes rayonnées en fonction de la fréquence d'injection. Ces dernières ne dépassent pas quelques micro-watts mesurés sur une bande de fréquence de 10 MHz à 1 GHz. On pourra observer aussi que la variation de la perte rayonnée est liée aux fréquences de résonance et anti-résonance dans le profil d'impédance du système (comparaison entre les deux figures 2.30 et 2.22). La perte rayonnée (quelque μW) sera donc négligée dans la suite de cette étude.

Discussion sur les pertes en puissance et l'émission du circuit Comme déjà cité, la méthode DPI est utilisée pour effectuer des mesures de susceptibilité conduite. Une partie de la puissance injectée dans le système est dissipée dans les pistes d'alimentation du PCB ou rayonnée dans l'air. Nous avons distingué trois types de pertes : conduite, diélectrique et rayonnée. La dernière est considérée négligeable par rapport aux deux autres produites par l'ensemble du circuit et son PCB, et négligée théoriquement. Les valeurs des facteurs de qualité des trois pertes nommées ci-dessus ont été calculées. En utilisant ces dernières, il est possible d'estimer la valeur du champ électrique équivalent correspondant à toutes les pertes produites par le circuit et son environnement.

Une expression générique peut introduire la valeur maximale du champ rayonné produit par le

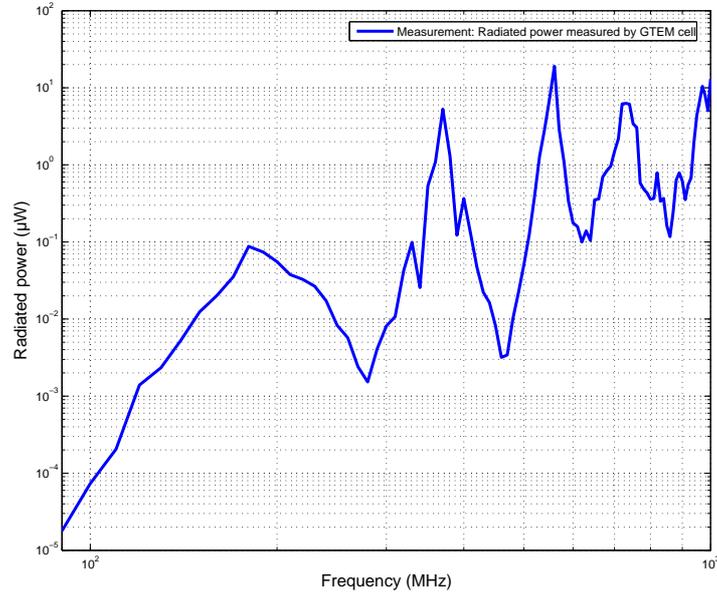


FIG. 2.22 – Perte rayonnée en puissance mesurée dans une cellule GTEM en fonction de la fréquence d'injection

système complet [85]. Cette valeur dépend du courant d'injection I_i et est obtenue par l'équation 2.36 :

$$|E|_{max} \leq \frac{120 h_2 I_i}{\varepsilon_r r} \frac{Q_f}{\min(W, L)} \quad (2.36)$$

où $r = 25$ cm représente la distance entre le circuit imprimé et le septum (antenne de mesure). Le courant injecté I_i a été calculé suivant le profil d'impédance Z_{DUT} du système complet et en fonction de la fréquence d'injection. Enfin, I_i est donné par l'équation 2.37 :

$$I_i = \sqrt{\frac{P_{inj}}{Z_{DUT}}} \quad (2.37)$$

où P_{inj} représente la puissance injectée. Dans notre cas, le profil d'impédance du système inclut l'impédance du coupleur directif, de la sonde d'injection, de la capacité d'injection, du PCB et du circuit intégré. La figure 2.23 montre la courbe du profil d'impédance Z_{DUT} mesuré à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA).

Les valeurs de la puissance injectée, de l'impédance, et du courant injecté sont données dans le tableau 2.8. La figure 2.24 montre la courbe du champ rayonné maximal $|E|_{max}$ dont quelques valeurs sont exprimées dans le tableau 2.9. On peut remarquer que les deux courbes représentant la perte rayonnée mesurée dans la cellule GTEM (voir figure 2.22) et le champ rayonné maximal $|E|_{max}$ calculé (voir la figure 2.24) sont adaptées aux résonances et anti-résonances du profil d'impédance (figure 2.23)

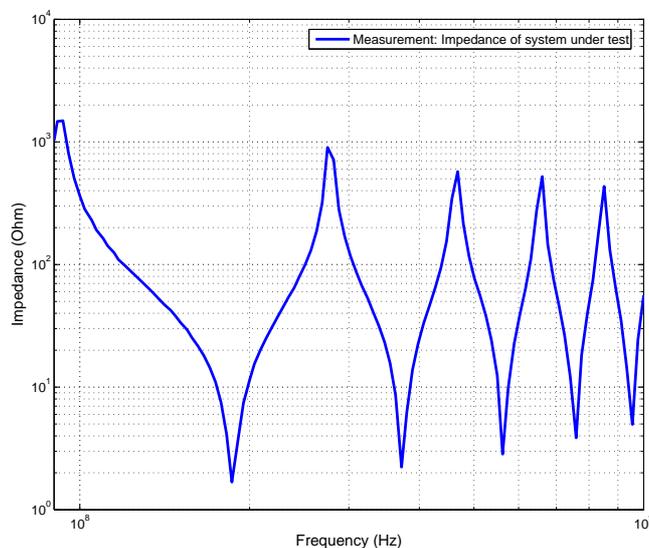


FIG. 2.23 – Courbe d'impédance mesurée du système en fonction de la fréquence

f_{inj} [MHz]	P_{inj} [dBm]	Z_{DUT} [Ω]	I_{inj} [mA]
410	26.1	39	105
500	25.4	77	67.2
530	27.5	31	135
650	30.1	324	56.3
850	35.5	434	91

TAB. 2.8 – Valeurs de la puissance injectée, de l'impédance du système et du courant injecté en fonction de la fréquence d'injection

f_{inj} [MHz]	$ E _{max}$ [dB μ V/m]
410	123.7
500	120.7
530	127
650	120.1
850	125.2

TAB. 2.9 – Valeurs du champ rayonné maximal $|E|_{max}$ calculées en fonction de la fréquence d'injection

Modélisation des pertes en puissance

La dimension de la puce utilisée dans cette étude est de 1.6 mm de côté, petite par rapport à celle du circuit imprimé (103 mm) sur lequel le circuit est monté. De plus, on considère que le

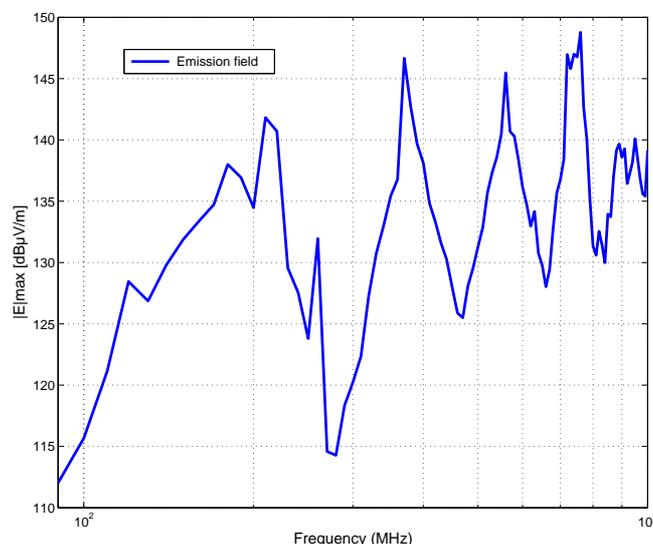


FIG. 2.24 – Courbe du champ rayonné maximal $|E|_{max}$ calculé en fonction de la fréquence d'injection

champ électromagnétique se propage d'une façon radiale en commençant par la source (centre du circuit intégré placé sur le PCB). La figure 2.28 montre la base de l'utilisation de la méthode de Wheeler pour modéliser ces pertes [85].

Pour cette propagation, on peut apercevoir les trois types de pertes déjà présentées. La figure 2.25 illustre le modèle de ces pertes représentées par une ligne de transmission. D'après la méthode de Wheeler, chaque anneau doit être remplacé dans le modèle par une ligne de transmission. Le

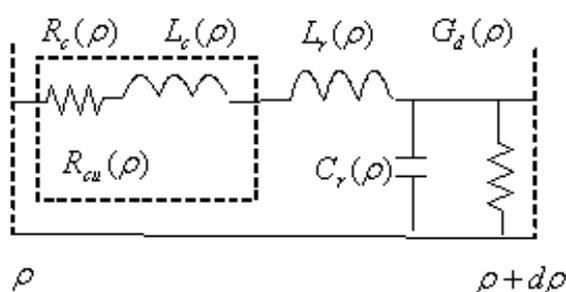


FIG. 2.25 – Modèle en ligne de transmission d'un anneau

modèle du champ propagé, dans le circuit et la carte, est donné par unité de longueur dans les formules présentées dans la suite de cette étude [114] [74]. Le terme le plus utilisable dans cette étude et qui est présenté essentiellement dans les figures 2.25 et 2.28 est le terme ρ représentant

le rayon de l'anneau. Il est important de noter aussi que le centre des anneaux considérés est celui du PCB [114].

Pertes conduites Afin de modéliser les pertes conduites, il est indispensable de calculer l'impédance de chaque anneau en fonction de ρ . La valeur de cette impédance $Z_c(\rho)$ est donnée par l'équation 2.38 :

$$Z_c(\rho) = \frac{1 + j}{\pi\sigma\delta_s\rho} \quad (2.38)$$

où σ représente la conductivité du cuivre et δ_s représente l'effet de peau. Nous pouvons constater alors que la perte conduite est modélisée et remplacée par un élément passif $R_{cu}(\rho)$ équivalent à l'impédance $Z_c(\rho)$.

La figure 2.25 montre que l'élément passif $R_{cu}(\rho)$ est composé de deux sous-éléments $R_c(\rho)$ et $L_c(\rho)$ placés en série dans le modèle électrique des pertes. Les valeurs de ces deux sous-éléments sont données par les équations 2.39 et 2.40.

$$R_c(\rho) = \frac{1}{\pi\sigma\delta_s\rho} = \frac{1}{\rho} \sqrt{\frac{\mu_0\mu_r}{\pi\sigma}} \sqrt{f} \quad (2.39)$$

$$L_c(\rho) = \frac{1}{2\pi f} \frac{1}{\pi\sigma\delta_s\rho} = \frac{1}{2\pi\rho} \sqrt{\frac{\mu_0\mu_r}{\pi\sigma}} \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (2.40)$$

cette analyse met en évidence la dépendance en fréquence des deux sous-éléments $R_c(\rho)$ et $L_c(\rho)$: l'effet résistif du modèle proposé augmente avec la fréquence d'injection, tandis que l'effet inductif devient de plus en plus faible.

Pertes rayonnées Les pertes rayonnées sont modélisées par les deux éléments représentés dans la figure 2.25. Leurs valeurs sont données à partir des deux équations 2.41 et 2.42.

$$L_r(\rho) = \frac{\mu_0 h_2}{2\pi\rho} \quad (2.41)$$

$$C_r(\rho) = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0\rho}{h_2} \quad (2.42)$$

Pertes diélectriques Les pertes diélectriques sont modélisées et remplacées par une conductance (figure 2.25). Sa valeur est donnée par l'équation 2.43 :

$$G_d(\rho) = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r\rho\tan\delta}{h} \omega = \frac{4\pi^2\epsilon_0\epsilon_r\rho\tan\delta}{h} f \quad (2.43)$$

On peut voir que les pertes diélectriques sont effectivement proportionnelles à la fréquence.

Résultats de modélisation des trois pertes

D'après les résultats précédents, on peut remarquer que le facteur le plus faible est celui des pertes conduites par rapport aux deux autres pertes rayonnées et diélectriques. Comme déjà mentionné, plus le facteur de qualité est petit, plus les pertes sont importantes. Vu que la perte rayonnée est négligeable devant les deux autres pertes, son modèle ne sera pas implémenté. Le modèle électrique représentant les pertes conduites est illustré sur la figure 2.26 où la valeur de R_{cu} est déjà donnée dans les deux équations 2.39 et 2.40. ρ représente toujours la distance

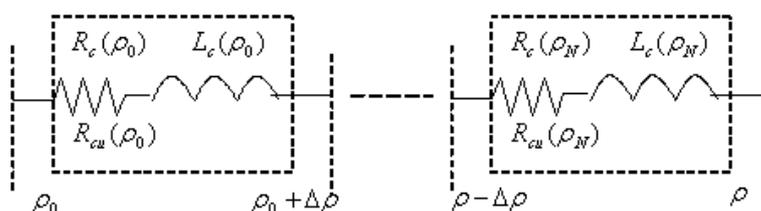


FIG. 2.26 – Modèle des pertes conduites

radiale depuis le point d'injection (voir la figure 2.28). Il faut ensuite ajouter le modèle des pertes diélectriques qui est représenté par une conductance placée entre la ligne de transmission et la masse (figure 2.27).

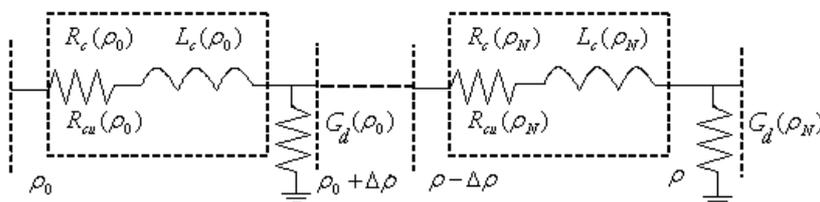


FIG. 2.27 – Modèle des pertes ajouté au modèle électrique complet du système

Une fois le modèle élémentaire défini, il reste maintenant à établir le modèle complet. La structure plane circulaire constituée de conducteurs imparfaits est discrétisée en une matrice d'anneaux circulaires qui ont la même distance $\Delta\rho$ entre eux (figure 2.28). Chaque anneau est représenté par un segment dans le modèle proposé (figure 2.26). Alors, comme la distance entre les bords des anneaux est toujours égale à $\Delta\rho$, il est possible de multiplier les valeurs de $R_c(\rho)$ et $L_c(\rho)$ par cette valeur de $\Delta\rho$ afin de les ajouter dans le modèle complet qui sera utilisé et simulé. La puissance est injectée dans le circuit à travers une sonde modélisée par un carré de côté 0.2215 mm [114] [22]. Afin de modéliser la source de la puissance d'agression, il est important de noter que dans la structure d'une micro-ligne de type patch de forme rectangulaire, une piste électrique de faible courant et d'une largeur w peut être remplacée par une source de courant cylindrique ayant un rayon égal à un quart de sa largeur w [63]. En appliquant cette approche dans notre

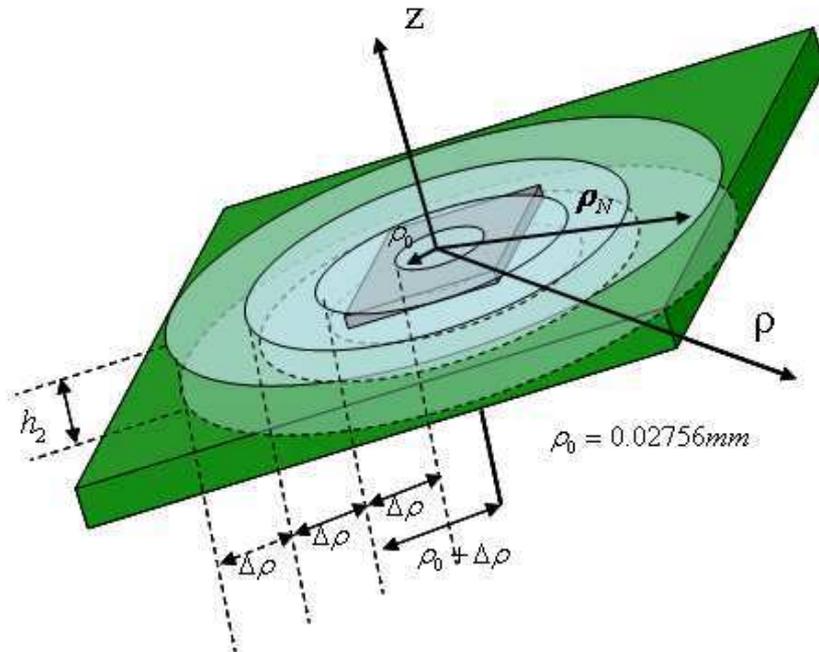


FIG. 2.28 – Matrice d’anneaux circulaires (d’après Wheeler)

étude, on peut déduire que ρ_0 , le rayon de la source de courant cylindrique est égal à 0.02756 mm.

2.3.7 Modèle électrique complet

L’assemblage de toutes les parties déjà modélisées dans les paragraphes précédents va nous donner un modèle électrique complet du système (figure 2.29), où P1 représente la puissance absorbée par le circuit imprimé, P2 la puissance absorbée par la capacité de découplage, P3 la puissance injectée dans le circuit, et enfin P-net la puissance délivrée dans le cœur. Grâce au logiciel de simulation Pspice, on peut tracer la courbe d’impédance en utilisant le modèle électrique du système afin de visualiser les fréquences de résonances produites. Le logiciel de simulation ADVance-MS[®] nous permet de simuler le fonctionnement interne du circuit en utilisant sa netlist au niveau transistor et d’ajouter un modèle VHDL-AMS [78] des pertes. On peut alors visualiser le courant consommé par chaque partie du circuit et les valeurs exactes de la tension injectée, réfléchi et transmise en fonction de son impédance. Cette procédure de simulation est présentée dans les paragraphes suivants.

Dans le but de valider le modèle de susceptibilité proposé, nous avons comparé les courbes d’impédance en mesure et en simulation de l’ensemble du système (figure 2.30). Cette comparaison montre une bonne corrélation entre les deux courbes, ce qui confirme la validation de notre modèle complet proposé dans la figure 2.29. Par ailleurs, il paraît très intéressant de montrer l’influence du coupleur directif sur le profil d’impédance. La figure 2.31 montre une comparaison

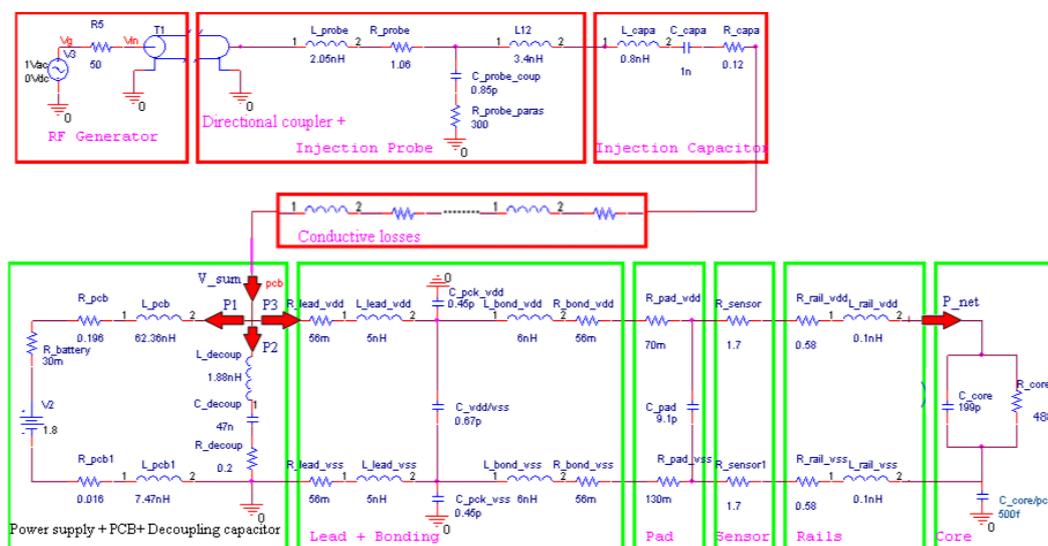


FIG. 2.29 – Modèle électrique complet du système

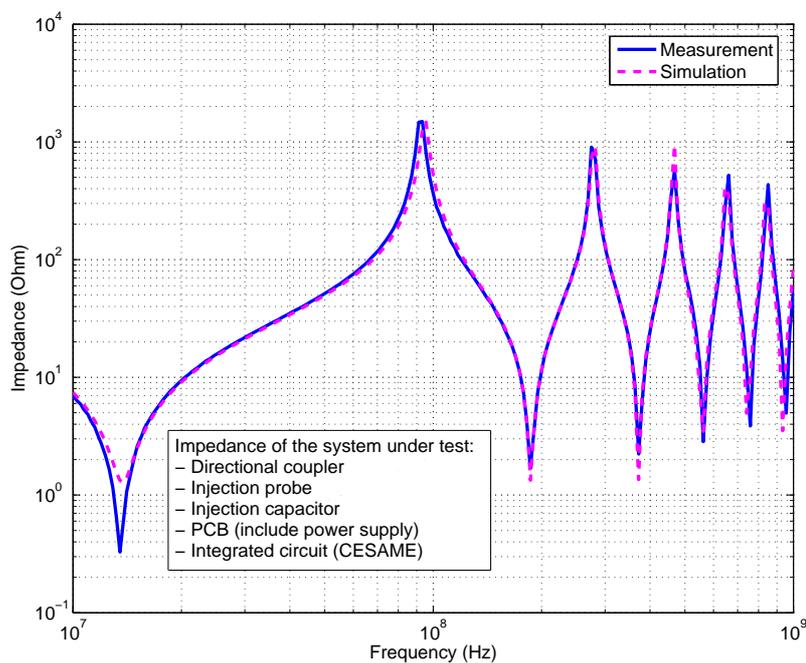


FIG. 2.30 – Comparaison mesure et simulation d'impédance du système complet

entre les courbes d'impédances mesurée et simulée du système jusqu'à une fréquence de 1 GHz mais sans tenir compte du coupleur directif. On peut noter que l'addition du coupleur directif

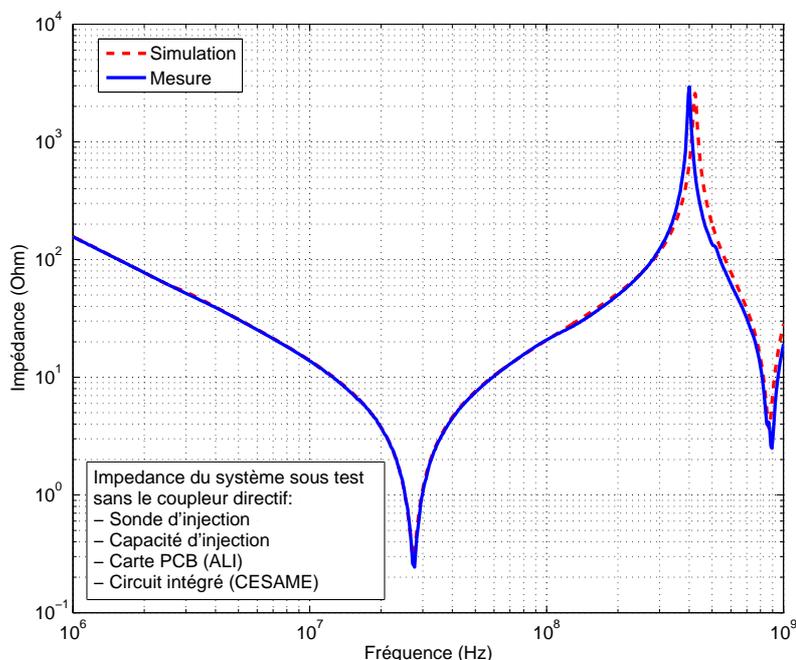


FIG. 2.31 – Mesure et simulation de l'impédance du système sans le coupleur directif

décale la courbe d'impédance en haute fréquence (par rapport à la figure 2.30) et ajoute des fréquences de résonance et anti-résonance. Cette comparaison montre en effet une bonne corrélation entre les deux courbes avec un petit décalage fréquentiel (10 MHz) au delà de 400 MHz. Il serait donc utile d'envisager une implémentation de la méthode DPI sans coupleur, afin de minimiser l'influence du banc de mesure sur le profil d'impédance et, partant de là, peut-être sur les fréquences susceptibles.

2.3.8 Généralisation du modèle de la sonde d'injection

En général, les méthodes DPI nécessitent l'utilisation d'une sonde d'injection pour délivrer la puissance dans un point sélectionné dans le circuit à tester. Dans notre cas, cette sonde d'injection est montée sur le PCB du circuit intégré et sa tête doit être liée directement à travers une capacité d'injection au point d'agression.

Nous proposons dans ce paragraphe un modèle générique de la sonde d'injection, qui sera ensuite valable pour effectuer différentes simulations sur différents circuits sans avoir besoin de la modéliser à chaque fois. Le modèle générique proposé est composé d'éléments passifs. Les valeurs de ces éléments seront déduites par des mesures effectuées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel sur la sonde de base. Une fois que ces mesures sont faites et le modèle établi, il suffira

d'utiliser le même modèle d'injection pour mesurer la susceptibilité de différents circuits. Si une autre sonde avec d'autres dimensions est utilisée, il suffira de changer uniquement les valeurs des éléments passifs du modèle générique afin de l'ajouter dans le modèle électrique complet.

La figure 2.32 détaille le fonctionnement de chaque élément du modèle générique proposé :

- La résistance R_{probe} représente dans le modèle le contact entre la masse de la sonde et la masse du circuit intégré. En haute fréquence, sa valeur influe sur l'amplitude des fréquences de résonance (partie droite de la figure 2.32)
- La croissance de l'impédance en fonction de la fréquence est due aux valeurs inductives L_{probe1} et L_{probe2} de la sonde d'injection

On peut visualiser l'influence des éléments passifs de la sonde sur le profil d'impédance du système jusqu'à une fréquence de 3 GHz.

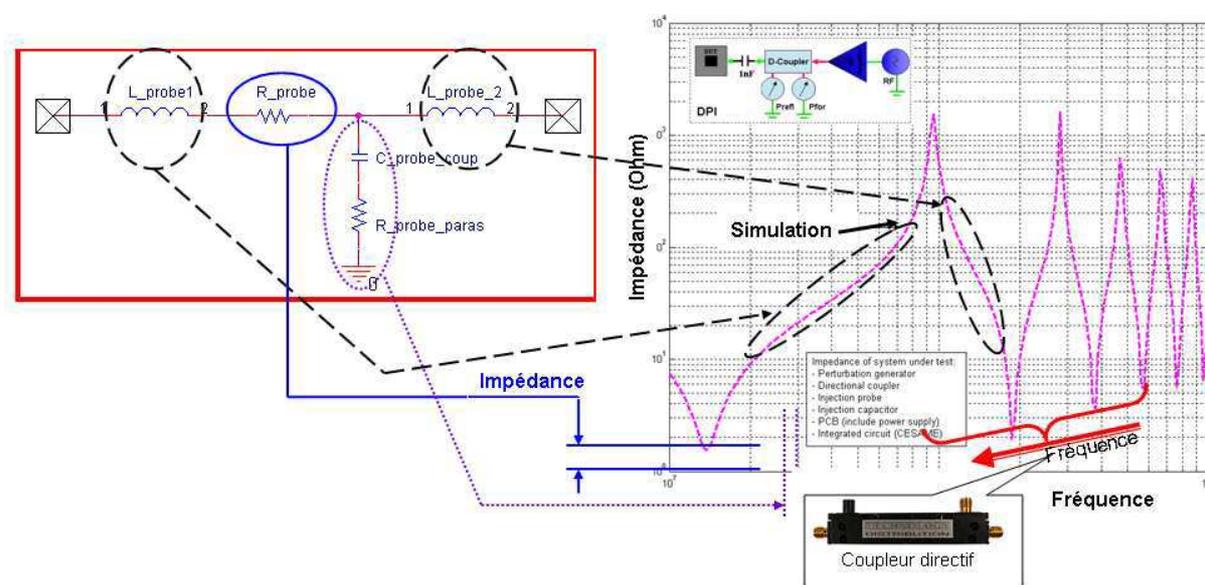


FIG. 2.32 – Modèle générique de la sonde d'injection et son effet sur le profil d'impédance du système

2.4 Simulation de l'injection DPI sur le rail d'alimentation V_{dd}

2.4.1 Principe et algorithme de simulation

Outils et modèles de simulation

SPICE SPICE est un langage et un noyau de simulation analogique développé par l'université de Berkeley, dont le but est de décrire les connexions entre les composants dans un circuit, sur une carte ou dans un système complexe puis de lancer des simulations dans le domaine fréquentiel ou temporel. Par exemple, la modélisation d'un système d'injection de type DPI [102] consiste à extraire le modèle de chaque partie du système afin de les placer dans le logiciel par une

netlist globale. Une netlist passive du système servira par exemple à effectuer des simulations d'impédance sous Pspice. Une autre façon de simuler un modèle complet consiste à ajouter le modèle actif du composant pour visualiser son comportement en fonction de son signal de sortie. Dans ce cas le système est composé de plusieurs parties : netlist du système d'agression composé d'éléments passifs, netlist du circuit intégré composé des transistors eux-mêmes. Ces deux netlists sont implémentées dans les logiciels de simulation ELDO[®] ou ADVance-MS[®] qui serviront à simuler le niveau de susceptibilité du circuit en tenant compte des critères de susceptibilité définis auparavant. Un exemple de modélisation concerne le coupleur directif qui est remplacé dans le modèle SPICE par une ligne de transmission incluant plusieurs paramètres comme le temps de délai T_d et l'impédance caractéristique Z_0 , tels que $T_d = Z_0 \cdot C_0$, où C_0 est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel.

VHDL-AMS Le langage VHDL-AMS [48] est une puissante extension du langage VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) utilisé pour la co-description et la co-simulation analogique/numérique. Dans sa thèse, R. Perdriau a déjà utilisé ce langage pour la modélisation et la simulation en CEM des circuits intégrés [78]. Dans notre étude, le langage VHDL-AMS est utilisé pour modéliser des sous-blocs difficilement exprimables sous SPICE, tels que les pertes en puissance (dépendantes de la fréquence). Il sera également utilisé par la suite pour modéliser les sources impulsionnelles (voir chapitre 3)

Algorithme

La procédure de simulation est basée sur le même principe que l'algorithme de mesure proposé par la méthode d'injection DPI [95].

La fréquence d'injection doit être fixée à une valeur de base afin de débiter la procédure. Cette fréquence augmente automatiquement étape par étape avec une décade de 10 MHz pour chaque injection de tension (figure 2.33). Alors, pour chaque fréquence d'injection, on augmente la tension du générateur d'agression suivant une rampe jusqu'à ce que l'un des critères de susceptibilité ou le niveau maximum possible d'injection (cohérent avec les appareils utilisés en mesure) soit atteint. Dans les deux cas, les résultats vont être enregistrés afin de tracer les courbes de la susceptibilité du circuit fréquence par fréquence. Ces courbes expriment la puissance nécessaire pour perturber le circuit en fonction de la fréquence.

Générateur de perturbation

La modélisation du générateur de perturbation s'effectue en multipliant la porteuse sinusoïdale de la fréquence d'agression par une rampe de tension variant de 0 à 39.76 V (45 dBm) et qui possède un temps de montée de 1 μ s. Cette rampe de tension remplace l'injection de la puissance (figure 2.34). Ensuite, la valeur de la puissance injectée est calculée en fonction de la tension d'injection et du courant consommé par le système (voir l'annexe .2). Puis, dès que le signal de sortie est perturbé et un critère de susceptibilité atteint, on augmente la fréquence d'injection par pas de 10 MHz à 50 MHz selon la résolution demandée de la courbe de susceptibilité. Un exemple d'utilisation de cette rampe de tension est illustré par la figure 2.35.

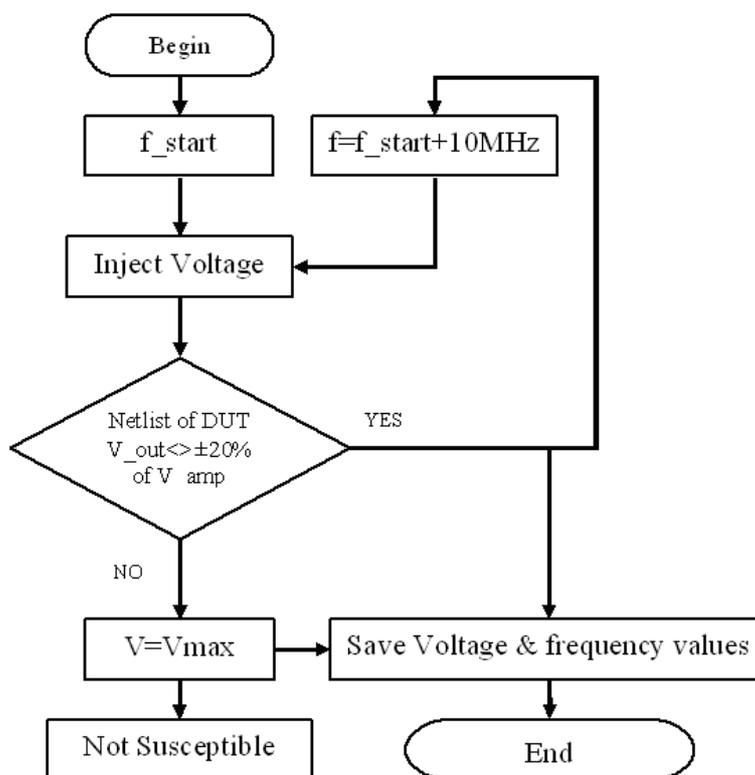


FIG. 2.33 – Algorithme de simulation

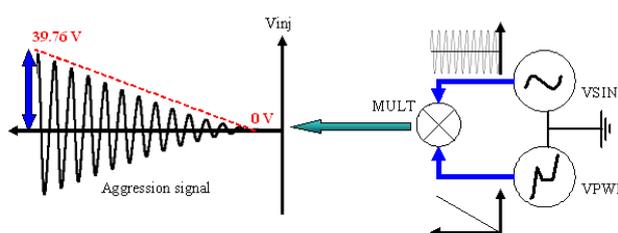


FIG. 2.34 – Modèle du générateur de perturbation

Diagramme de simulation

La figure 2.36 montre le diagramme de simulation complet. Il comprend des boîtes noires contenant les parties du modèle du système d'injection décrit dans les paragraphes précédents. Le système d'injection est toujours adapté à 50Ω . En simulation, la puissance efficace injectée à l'entrée du système est calculée en utilisant l'équation 2.44.

$$P_{eff} = I_{eff} \cdot U_{eff} \quad (2.44)$$

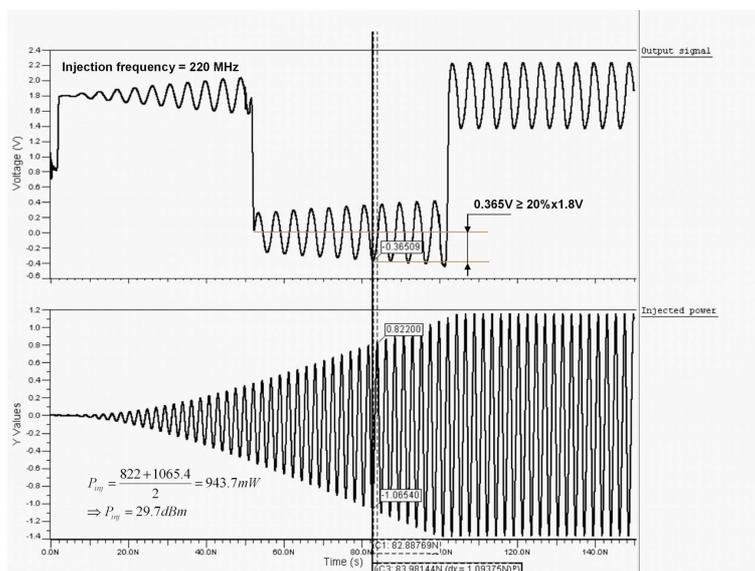


FIG. 2.35 – Exemple de simulation de la susceptibilité du signal de sortie du circuit agressé par une rampe de puissance pour une fréquence d'injection de 220 MHz

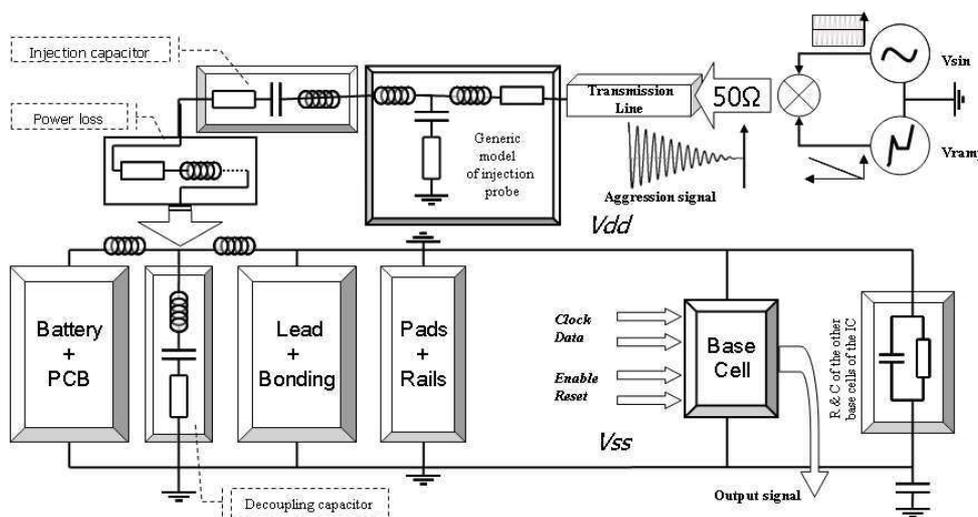


FIG. 2.36 – Diagramme de simulation complet avec le modèle des pertes

La puissance transmise dans le circuit intégré est calculée à partir du paramètre S_{11} (équation 2.45).

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_{DUT} - Z_0}{Z_{DUT} + Z_0} = \frac{Re(Z_{DUT}) - Z_0 + jIm(Z_{DUT})}{Re(Z_{DUT}) + Z_0 + jIm(Z_{DUT})} \quad (2.45)$$

La puissance réfléchiée est déduite par la différence entre la puissance injectée et transmise (équation 2.46).

$$P_{ref} = P_{inj} - P_{tran} \quad (2.46)$$

2.4.2 Critères de susceptibilité

Une définition des critères de susceptibilité s'avère intéressante. Ils doivent être le plus possible indépendants de la nature du circuit intégré (en restant ici en numérique). Une des méthodes utilisées pour déterminer les comportements internes du circuit consiste à visualiser son signal de sortie avec et sans agression. Alors, quand l'amplitude de ce signal de sortie dépasse un gabarit fixé à $\pm 20\%$, le composant ne sera plus capable d'exécuter la fonction numérique attendue à cause du franchissement des seuils de commutation (figure 2.37). Un autre critère temporel de

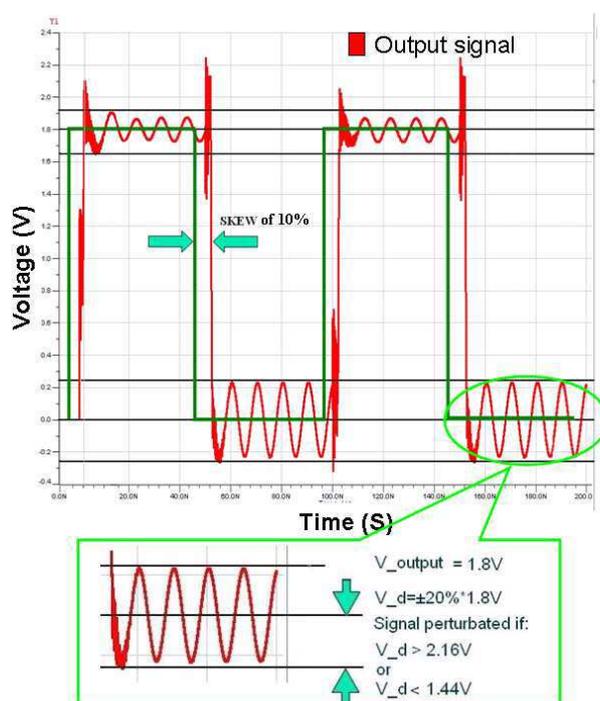


FIG. 2.37 – Critères de susceptibilité

susceptibilité apparaît intéressant : si le signal de sortie dépasse le gabarit temporel fixé à $\pm 10\%$ autour du signal nominal (gigue, jitter), il peut y avoir une violation des temps d'établissement (setup) ou de maintien (hold) pour un autre circuit relié à ce composant. On considère alors le circuit comme défaillant.

2.4.3 Résultats de simulation

Simulation de la susceptibilité sans coupleur directif

Dans un premier temps, la simulation du modèle complet a été effectuée selon la méthodologie de simulation proposée dans le précédent paragraphe, avec une fréquence d'injection variant de 10 MHz à 1 GHz. Dans cette première simulation, on ne tient pas compte du modèle proposé pour les pertes en puissance. Ses résultats sont montrés par la figure 2.38 où la courbe représente la susceptibilité du système d'injection sans tenir compte du coupleur directif, l'objectif étant d'éliminer les éléments parasites produits par ce dernier. Une comparaison mesure/simulation

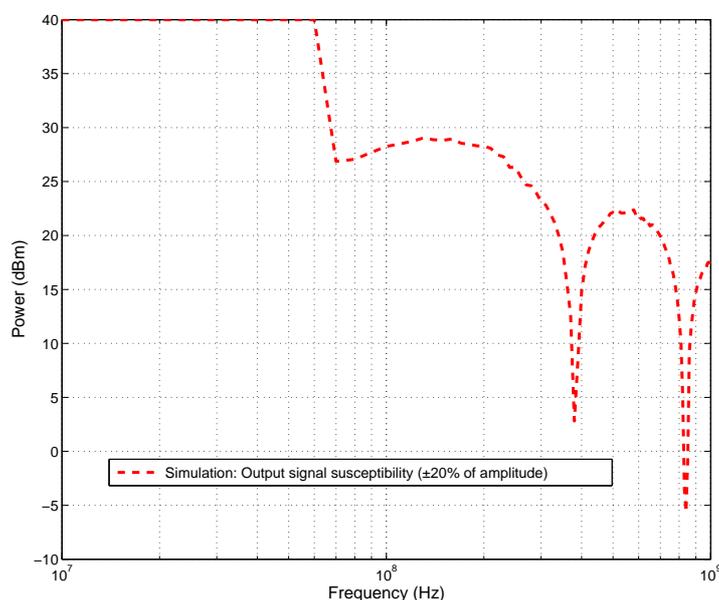


FIG. 2.38 – Simulation de la susceptibilité du circuit CESAME sans tenir compte des modèles du coupleur directif et des pertes en puissance

est impossible dans ce cas, puisque la méthode DPI en mesure nécessite l'utilisation d'un coupleur directif afin de mesurer les puissances injectée et réfléchie. En détaillant cette courbe, on peut observer quelques points :

- Une forte immunité au dessous de 70 MHz.
- Au dessus de cette fréquence, le circuit est susceptible à une injection inférieure à 1 W, et sa susceptibilité dépend des résonances et anti-résonances du profil d'impédance (partie (a) de la figure 2.31 représentent le profil d'impédance du système sans le coupleur directif).

L'explication de cette variation de susceptibilité du circuit en fonction de la fréquence d'injection est montrée dans la partie (a) de la figure 2.39. Cette courbe montre la puissance délivrée dans les différents éléments du circuit en injectant une puissance de 1 W. Sur la partie (a) de la figure 2.39, on observe ainsi qu'au-dessous de 70 MHz, une grande partie de la puissance injectée est

dissipée dans les rails d'alimentation et la pile, c'est pourquoi la valeur de la puissance injectée dans le circuit intégré est très faible, d'où la forte immunité du circuit. Un autre exemple montre la courbe de la puissance absorbée par la capacité de découplage de 47 nF sur le circuit imprimé en injectant une puissance de 1 W (partie (b) de la figure 2.39), d'où l'importance de modéliser cette capacité afin de l'ajouter au modèle final.

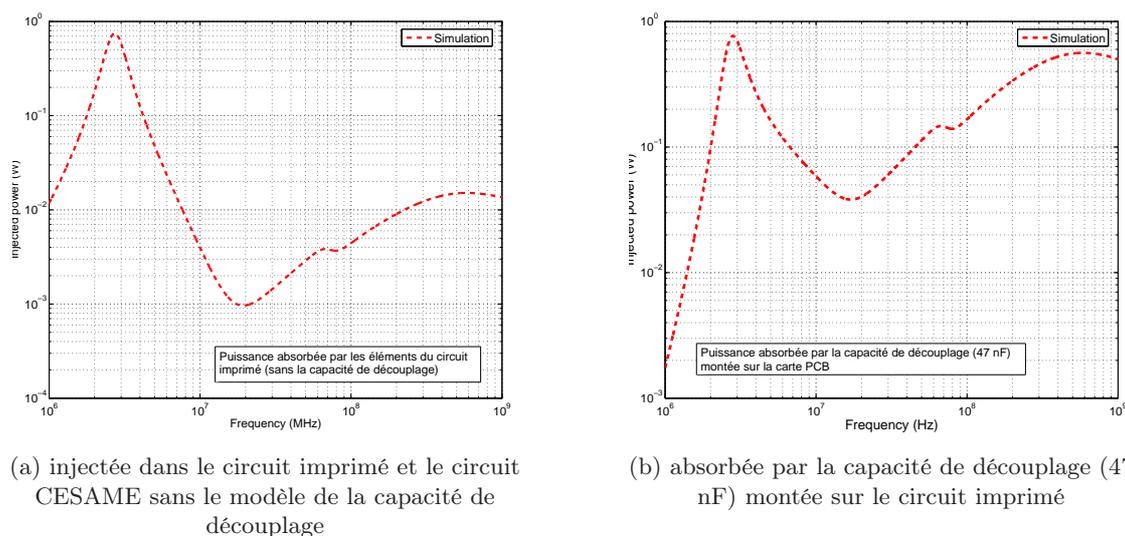


FIG. 2.39 – Simulation de la puissance (puissance délivrée : 1 W)

Simulation de la susceptibilité du système d'injection avec le coupleur directif

La deuxième étape consiste à relancer la même simulation du modèle proposé mais cette fois-ci en incluant le modèle du coupleur directif représenté par une ligne de transmission, afin d'effectuer des comparaisons mesure/simulation entre les courbes de susceptibilité. La figure 2.40 montre les résultats de la simulation des puissances injectée, réfléchiée et transmise dans le circuit. Ces valeurs ont été calculées à la base des équations 2.19 et 2.22. De plus, la puissance transmise est la différence entre les puissances injectée et réfléchiée (équation 2.46).

On peut remarquer sur la partie basse de la figure 2.40 (signaux de sortie) l'influence de la puissance transmise (partie haute de la figure) sur le comportement du circuit en fonction de la fréquence d'injection de 100 MHz à 500 MHz (une décade de 100 MHz).

Courbes de susceptibilité et profil d'impédance

Dans le but de prédire la susceptibilité du circuit intégré sans effectuer beaucoup de simulations au niveau transistor, une comparaison entre les courbes de susceptibilité obtenues par simulation et le profil d'impédance du système a été effectuée afin de préciser les points communs au niveau fréquentiel (fréquences de résonance et anti-résonance, voir figure 2.30). Ainsi, pour valider la relation fréquentielle entre ces courbes (susceptibilité et impédance) il est

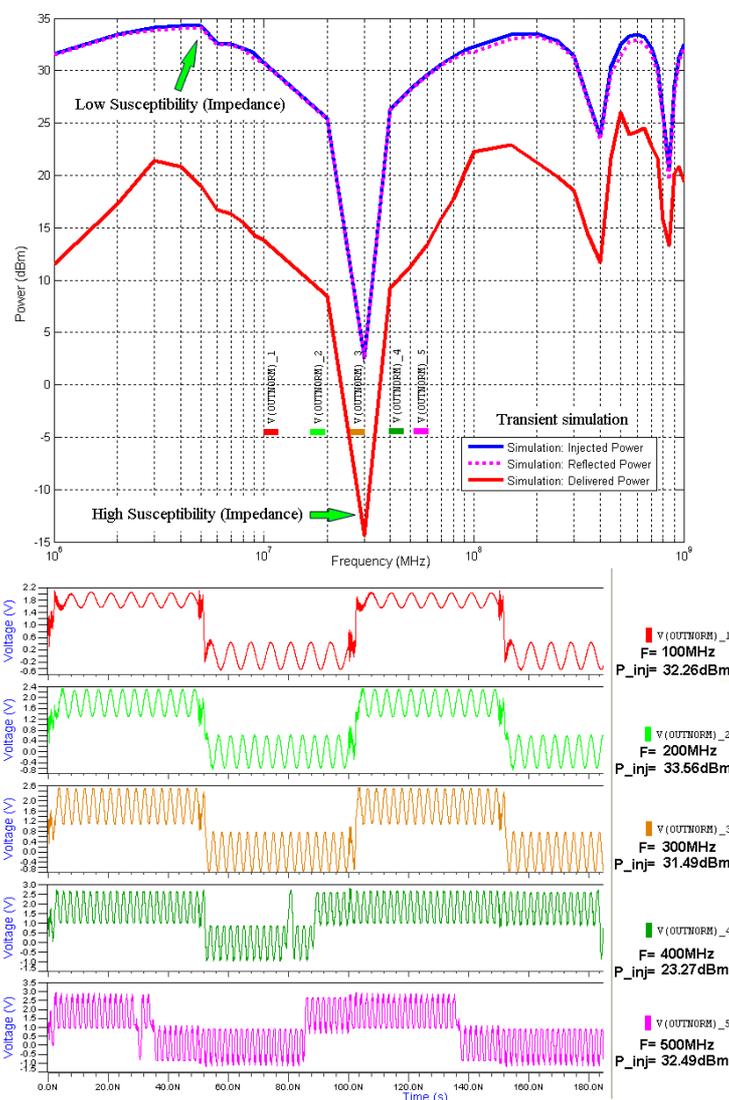


FIG. 2.40 – Simulation du circuit CESAME en ajoutant le coupleur directif

nécessaire de simuler sous Eldo la netlist du système au niveau transistor, afin d'étudier tous ses comportements internes et externes. Un exemple de la procédure de simulation et ses étapes est montré dans l'annexe .2. Pour la mise en place de la comparaison mesure/simulation de la susceptibilité, il est important de comparer les courbes des puissances injectée, réfléchiée et transmise avec celle qui représente la susceptibilité du circuit, mais sans l'addition du modèle de coupleur directif pour ne pas masquer les fréquences de résonance et anti-résonance du circuit intégré et du circuit imprimé (figure 2.41). Cette simulation a été effectuée pour une gamme de fréquences d'injection plus large (10 MHz à 3 GHz) par rapport aux simulations précédentes

(10 MHz à 1 GHz). En regardant la courbe de susceptibilité (figure 2.41), nous avons constaté

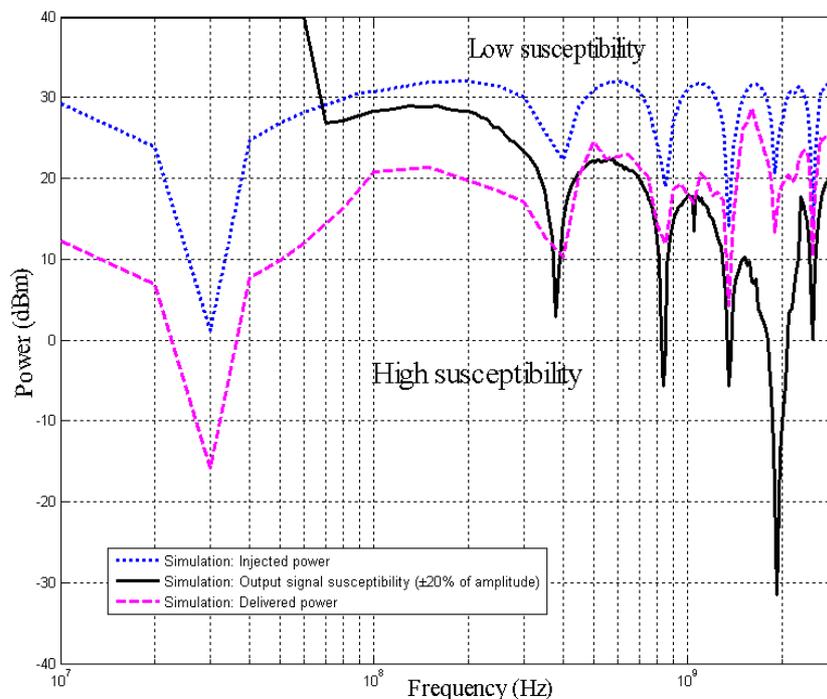


FIG. 2.41 – Courbes de simulation : susceptibilité du signal de sortie en fonction des puissances injectée et transmise

qu'en basses fréquences (au-dessous de 70 MHz) le circuit n'est pas susceptible. La puissance d'injection maximale est de 10 W. Au dessus de cette fréquence, le système commence à être susceptible pour une puissance d'injection qui varie de -40 dBm à 40 dBm. Par contre, en hautes fréquences, les composants sont plutôt susceptibles et les fréquences de susceptibilité sont proches de celles des résonances dans le profil d'impédance simulé du circuit et son PCB. Nous avons également observé au-dessus de 400 MHz une bonne corrélation en domaine fréquentiel entre la courbe de la susceptibilité et la courbe de la puissance transmise. Cette corrélation est valable jusqu'à 1.3 GHz. Au delà de cette fréquence, un écart apparaît à cause des effets capacitifs et parasites internes. Dès que le modèle du coupleur directif est ajouté au modèle de simulation, les résonances sont décalées vers les hautes fréquences.

2.4.4 Comparaison mesure/simulation

Sans tenir compte des pertes en puissance

Dans ce paragraphe, une simulation du modèle électrique complet sans le modèle des pertes en puissance (présenté dans le paragraphe 2.3.6) est effectuée. Pour ce faire, nous allons utiliser une fréquence d'injection adaptée à la norme DPI (de 10 MHz à 1 GHz) afin de comparer la

courbe de susceptibilité obtenue par la simulation avec celle de la mesure. Les résultats sont présentés dans la partie (a) de la figure 2.42, où une bonne corrélation au niveau fréquentiel entre les deux courbes est observée, mais pas au niveau des amplitudes. Les différences dans les valeurs de la puissance injectée sont assez éloquentes (la courbe de la simulation est environ 20 dBm au-dessous de celle de la mesure, c'est-à-dire que le circuit est plus susceptible en simulation qu'en mesure), ce qui prouve la nécessité de tenir compte des pertes en puissance.

Avec les pertes en puissance

La même simulation a été relancée avec le modèle électrique complet du système, mais cette fois-ci en ajoutant le modèle représentant les pertes en puissance. La comparaison est présentée sur la partie (b) de la figure 2.42 entre les deux courbes mesure et simulation. Cette comparaison montre non seulement une amélioration au niveau fréquentiel, mais aussi une amélioration considérable au niveau des valeurs de la puissance injectée. Il est important de noter qu'en basses fréquences les deux courbes corréleront à moins de 8 dB de différence, ce qui est raisonnable dans le domaine de la compatibilité électromagnétique. Par contre, un décalage au niveau fréquentiel entre les deux courbes est observé en hautes fréquences, ce qui est dû principalement à une différence de quelques MHz entre les courbes d'impédance en mesure et simulation. Le profil d'impédance du modèle des pertes en puissance ajouté est une des autres causes de cette différence.

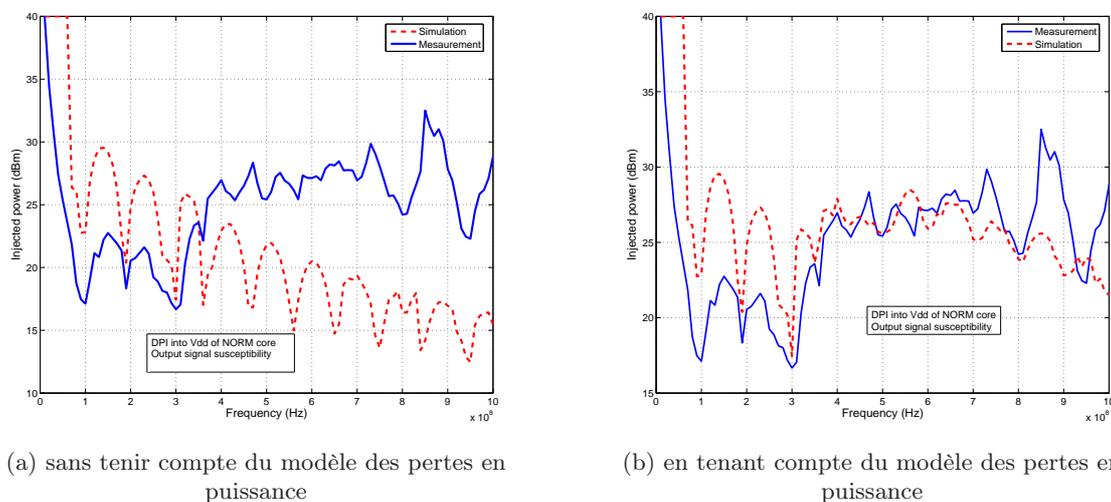


FIG. 2.42 – Comparaison mesure/simulation de la susceptibilité du circuit

2.5 Résultat final

Dans un premier temps, nous avons étudié l'impédance du système. Cette étude a été effectuée en deux parties, théorique et expérimentale. Une bonne corrélation a été observée entre

les deux courbes de mesure et simulation mais avec un petit écart en hautes fréquences dû à une désadaptation dans le modèle de la sonde. Dans un deuxième temps, nous avons modélisé l'ensemble du système afin d'avoir un modèle électrique complet pour la simulation de la susceptibilité du cœur NORM du circuit. Les courbes de susceptibilité obtenues par mesure ont été comparées avec celles obtenues par simulation. Ces comparaisons laissent clairement apparaître une corrélation assez satisfaisante. Cependant, les simulations nous ont montré l'importance d'inclure un modèle des pertes en puissance dans le modèle électrique complet pour que ce dernier soit valable.

Cette démarche de simulation et mesure montre une relation au niveau des fréquences de résonance et antirésonance entre le profil d'impédance et les courbes de susceptibilité. Il serait en outre possible, grâce au modèle proposé, de citer quelques avantages dans le domaine de la prédiction de susceptibilité :

- Un modèle électrique complet du système comprenant le modèle du système d'injection, du PCB, des pertes en puissance et du circuit intégré, a été obtenu
- La netlist d'une seule cellule de base est suffisante pour lancer la simulation, le reste des cellules est remplacé par leur valeur équivalente (R et C en parallèle)
- La susceptibilité du système est dans l'ensemble en relation étroite avec son profil d'impédance (même si quelques fréquences de susceptibilité ne sont pas liées à l'impédance elle-même)

Cependant, les difficultés rencontrées durant cette étude ont été importantes : trouver le meilleur chemin pour calculer les pertes en puissance et les modéliser a été l'une des parties les plus difficiles. Dans la suite de cette thèse, les résultats de simulation et mesure de la susceptibilité du circuit seront comparés, mais en utilisant d'autres méthodes d'agression.

2.6 Modélisation de l'injection DPI sur le rail d'alimentation V_{ss}

2.6.1 But du travail

Le substrat global d'un circuit intégré est un milieu où peuvent s'établir des courants parasites [105] et un couplage avec les substrats locaux des autres composants implémentés dans ces derniers. Avant d'étudier l'effet de ce bruit de substrat sur les composants, numériques ou analogiques, il est très important de définir les trois étapes qui interviennent dans ce phénomène :

- Définition de la source de perturbation (générateur, commutations...)
- Définition du type de substrat afin d'étudier le mécanisme de propagation du bruit vers les composants intégrés dans le même circuit
- Définition des composants (logiques ou analogiques, la technologie de conception...) qui reçoivent ces perturbations provenant du substrat global du circuit

La partie (a) de la figure 2.43 illustre un exemple de bruit dissipé d'un composant logique vers un autre composant analogique et le couplage qui peut se former entre les deux. Cette étude traite du bruit dissipé vers les composants logiques dans le substrat par des sources de perturbations externes (partie (b) de la figure 2.43 illustrant le circuit de test CESAME). Le substrat global d'un circuit intégré, s'il est de type P, est placé au potentiel le plus faible par rapport à l'alimentation et aux signaux entrants. Cette définition du potentiel de substrat s'effectue par l'intermédiaire d'un accès externe le plus souvent appelé V_{ss} (S = substrat). L'injection sur le rail

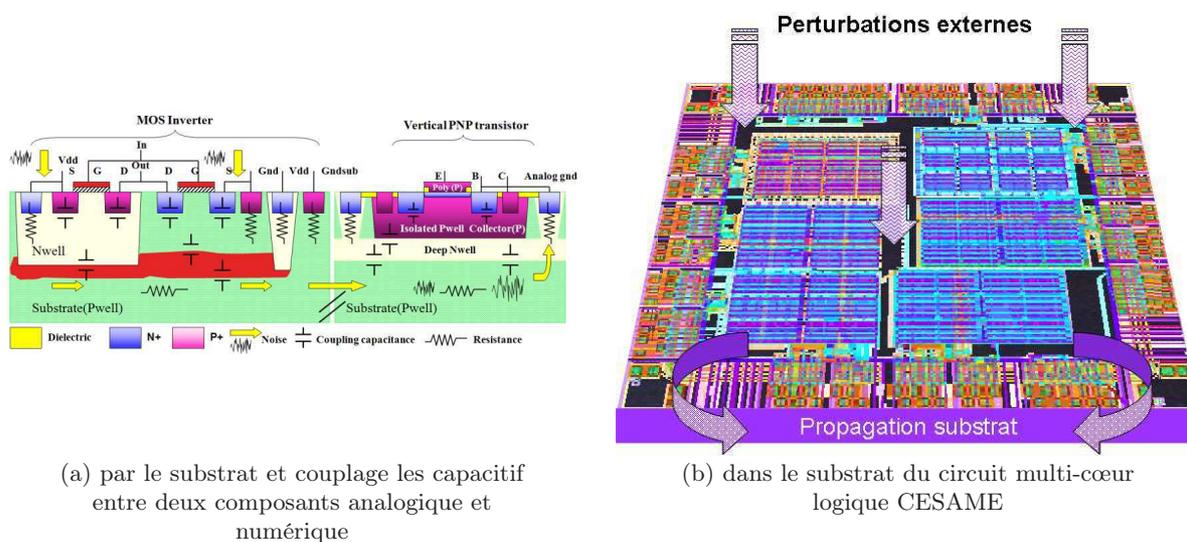


FIG. 2.43 – Bruit dissipé

d'alimentation correspondant constitue donc un moyen commode pour l'étude de la propagation du bruit de substrat et de la susceptibilité des circuits logiques à cette injection.

2.6.2 Présentation et mesure de la susceptibilité des cœurs logiques

Principe de la mesure

Comme indiqué dans le paragraphe 2.2.3, le dispositif et le principe de mesure pour l'injection dans le rail V_{ss} sont presque identiques à ceux utilisés pour l'injection dans le rail V_{dd} , mis à part un nouvel amplificateur maintenant équipé d'un coupleur intégré. Les résultats de mesure exposés dans les paragraphes suivants sont donc obtenus de la même manière que précédemment ; la méthode ne sera donc pas décrite à nouveau.

Une simple différence existe entre les deux mesures. Le circuit imprimé ALI, initialement conçu pour des mesures d'émission, implémente la méthode $1\ \Omega$ pour la mesure du courant consommé, et donc la résistance correspondante entre la broche V_{ss} du circuit intégré et le plan de masse. Cette résistance a été court-circuitée pendant les mesures sur le rail V_{dd} . Ici, afin d'éviter que toute la puissance soit dissipée dans le plan de masse, le court-circuit placé aux bornes de cette résistance a été supprimé.

Susceptibilité du cœur NORM

Le bloc logique du cœur NORM est dessiné selon des règles classiques basées sur la technologie $0.18\ \mu\text{m}$ STMicroelectronics[®], et sert de base de conception pour les 5 autres cœurs. Les transistors MOS du cœur NORM sont implémentés d'une manière standard : les transistors NMOS sont intégrés directement dans le substrat P et les transistors PMOS dans des caissons NWELL (partie (a) de la figure 2.44). L'injection directe de puissance se fait par le V_{ss} du cœur

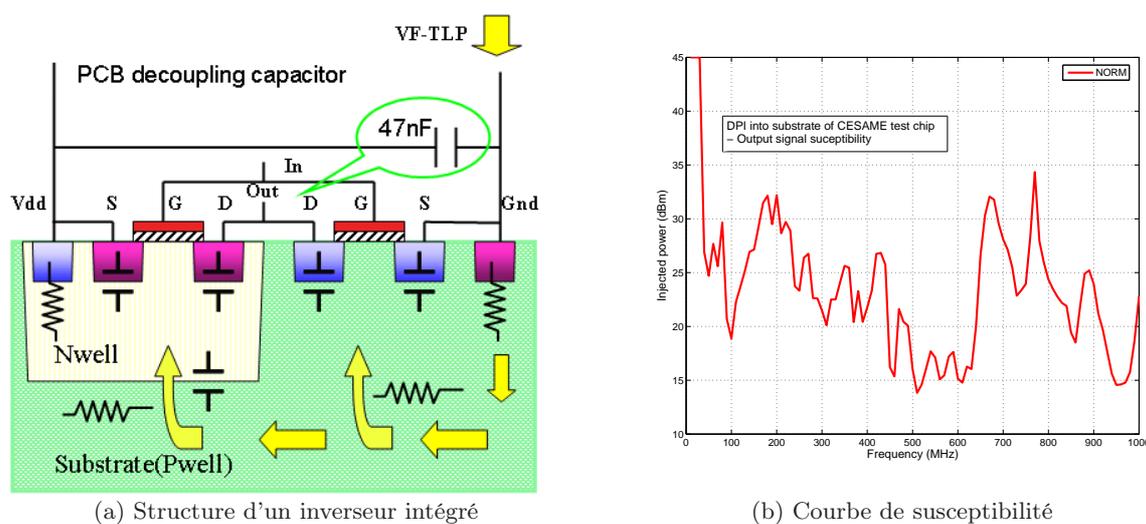


FIG. 2.44 – Cœur NORM

NORM implémenté dans le substrat global de la puce. Au niveau des caissons, le bruit se propage par couplage capacitif du premier ordre entre le caisson de type N et le substrat (partie (a) de la figure 2.44). Ce couplage augmente en fonction de la fréquence d'injection dans le substrat. Il peut provoquer des problèmes de commutation des transistors, donc des dysfonctionnements internes du cœur. La partie (b) de la figure 2.44 montre la courbe de la susceptibilité mesurée du cœur NORM, on peut aussi distinguer les fréquences où le cœur est considéré le plus susceptible : entre 450 MHz et 630 MHz, et à 950 MHz.

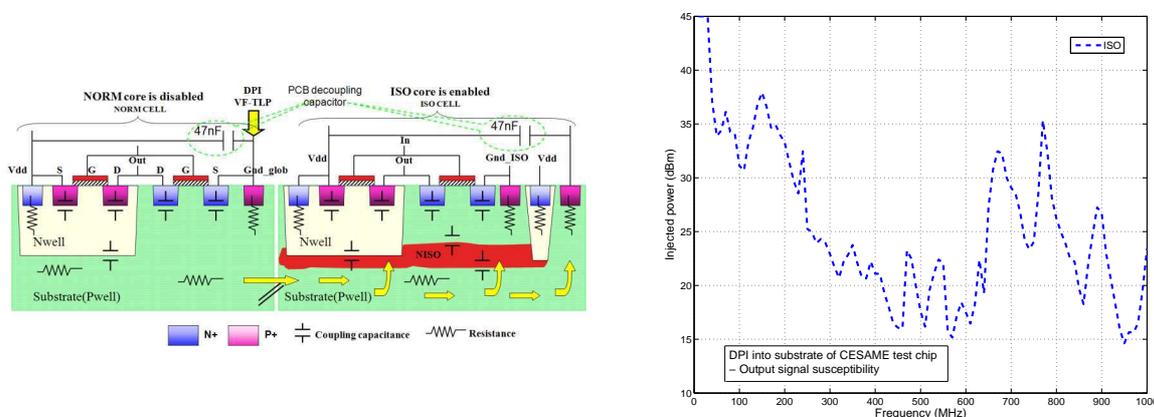
Susceptibilité du cœur ISO

Le test de la susceptibilité du cœur ISO se fait également en injectant de la puissance dans le substrat du cœur NORM par le rail d'alimentation, substrat qui n'est autre que le substrat global du circuit CESAME (partie (a) de la figure 2.45).

Technique d'isolation "triple-well" La technique d'isolation "triple-well" consiste à isoler le cœur du reste du substrat grâce à un caisson de type N ainsi qu'une couche enterrée (figure 2.45). Cette technique permet de mieux séparer les parties NWELL et PWELL afin d'éviter tout couplage capacitif susceptible de transmettre des parasites en hautes fréquences.

L'efficacité dépend fortement de la polarisation du transistor. Cette polarisation doit être la plus "propre" possible afin d'atteindre une haute efficacité ; dans le cas contraire où la polarisation est bruitée, la technique d'isolation va jouer un rôle très négatif en produisant des éléments parasites. Cette technique de protection est efficace en basses fréquences et pourra être encore efficace en l'intégrant entre des composants numériques et analogiques.

Application et test sur l'efficacité de la couche d'isolation La susceptibilité du cœur ISO et l'efficacité de la couche d'isolation ont été testées en injectant de la puissance directement

(a) DPI dans le rail V_{ss} pour tester l'efficacité de la couche d'isolation

(b) Courbe de susceptibilité

FIG. 2.45 – Cœur ISO

dans le substrat global du circuit en utilisant le V_{ss} du cœur NORM comme point d'agression. Le couplage capacitif entre le substrat P et le caisson NWELL augmente légèrement, ce qui montre l'efficacité de la couche N pour augmenter l'immunité du cœur ISO. Cette technique est efficace pour augmenter l'immunité en basses fréquences. La partie (b) de la figure 2.45 montre la courbe de la susceptibilité du cœur ISO, où on peut observer que ce dernier est plus susceptible dans les bandes de fréquence déjà mentionnées dans la courbe de susceptibilité du cœur NORM (voir la partie (b) de la figure 2.44) mais avec une différence sur la puissance injectée. Par contre, le cœur ISO est plus susceptible que le cœur NORM sur une gamme de fréquences entre 400 MHz et 500 MHz. Cet effet est peut-être dû à l'antirésonance de la capacité de couplage entre la couche d'isolation et le substrat global, d'une part, et les éléments passifs (inductance) du système d'alimentation d'autre part. Ceci créerait, autour d'une fréquence donnée, un chemin de couplage de très faible impédance entre le rail V_{ss} et le substrat local.

Susceptibilité du cœur RC

En CEM, les capacités de découplage sont un moyen très souvent utilisé pour réduire l'impédance du réseau d'alimentation en haute fréquence, afin d'évacuer le bruit. Les circuits intégrés possèdent également ces capacités en interne. En général, celles-ci peuvent provenir de différentes contributions [10] :

- capacités des jonctions polarisées en inverse
- capacités inter-métalliques de routage
- capacités d'oxyde
- capacités volontairement ajoutées par le fondeur

De nos jours, ce qui reste comme surface libre dans les circuits intégrés est souvent converti en capacités de découplage intégrées. Elles sont localisées entre les rails d'alimentations et peuvent jouer un rôle important dans le filtrage de l'émission parasite produite par les composants électro-

nique. La valeur d'une capacité de découplage intégrée est généralement comprise entre quelques centaines de pF et quelques nF, et dépend principalement de la fréquence de fonctionnement du circuit [9].

Application et test sur l'efficacité d'une capacité de découplage intégrée Le bloc logique du cœur RC bénéficie d'une forte capacité de découplage intégrée de 1 nF (double polysilicium/oxyde) afin d'atténuer l'impact des pics de courant lors des commutations. Une partie de la puissance injectée dans le substrat du circuit passe vers la capacité de découplage intégrée, comme le montre la partie (a) de la figure 2.46. La partie (b) de la figure 2.46 montre la courbe de mesure de la susceptibilité de ce dernier. On remarque que le cœur RC est en général peu

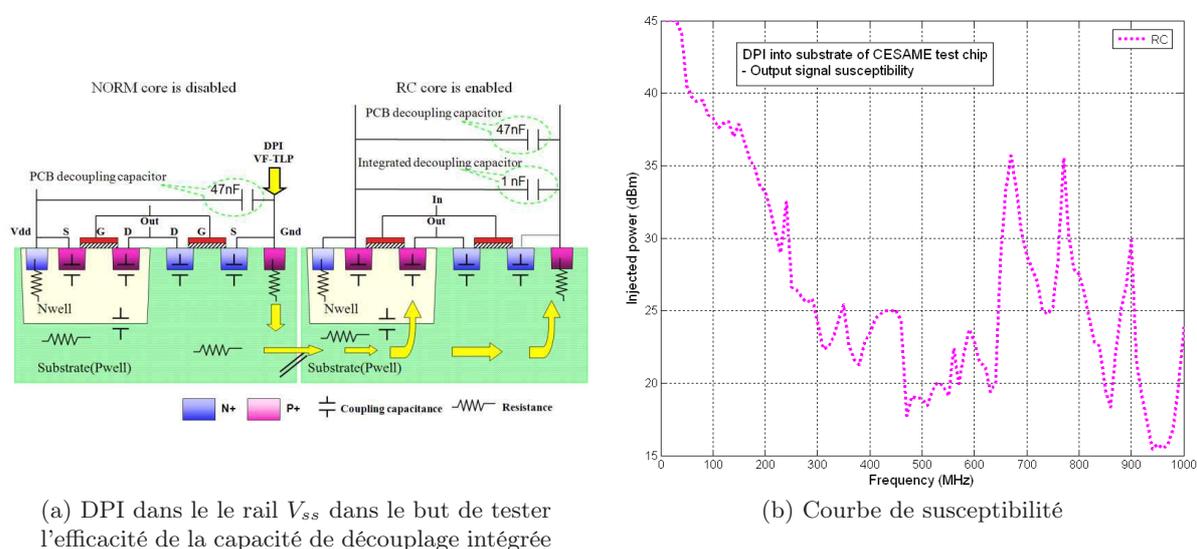


FIG. 2.46 – Cœur RC

susceptible. Cette étude montre donc que la capacité de découplage est capable d'augmenter l'immunité des circuits intégrés durant l'injection directe de puissance même quand elle est intégrée dans le circuit.

Comparaison des résultats des trois cœurs

Après la définition des critères de susceptibilité 2.4.2 et après avoir tracé les courbes de susceptibilité, une comparaison est faite pour voir lequel des 3 cœurs est le moins susceptible. La figure 2.47 montre que le cœur NORM est le plus susceptible, suivi par le cœur ISO moins susceptible en basses fréquences grâce à la couche d'isolation enterrée (2.6.2), qui diminue le couplage capacitif entre son substrat local et le substrat global du circuit, et finalement, le cœur RC le moins susceptible grâce à la capacité de découplage intégrée. Mais cette conclusion ne peut pas être généralisée sur toute la plage de fréquence comme le montre la même figure. Dans les prochains chapitres, d'autres mesures de susceptibilité seront effectuées (VF-TLP) dans le but

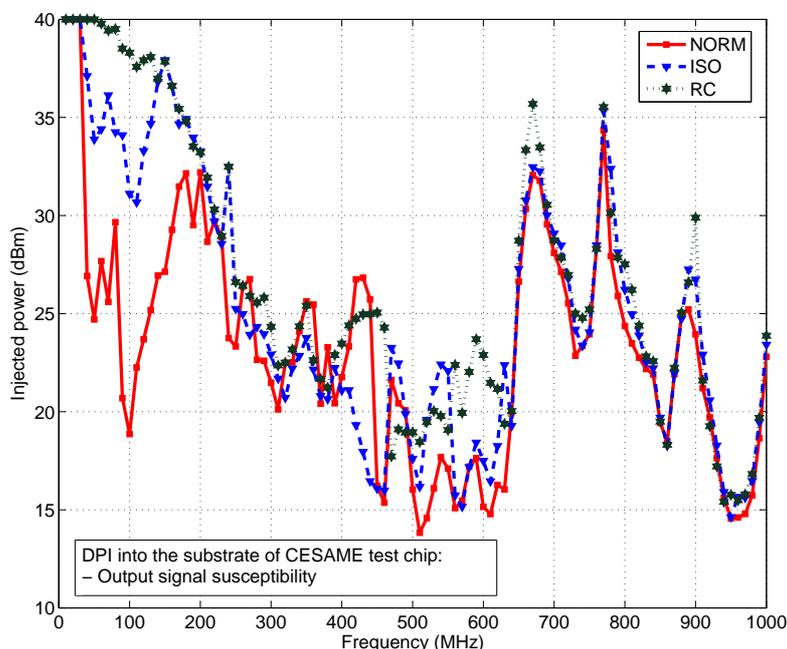


FIG. 2.47 – Courbes de susceptibilité des 3 cœurs NORM, ISO et RC en injectant de la puissance par le rail V_{ss}

d'identifier plus précisément les problèmes concernant les quelques fréquences où le cœur RC ne peut pas être considéré comme le moins susceptible.

2.7 Modélisation et simulation de l'injection dans les substrats

Modélisation du système d'injection

Le modèle d'agression utilisé pour l'injection dans le substrat est très comparable à celui utilisé pour l'injection dans le rail d'alimentation V_{dd} . La seule différence réside dans les valeurs de quelques éléments passifs et de la ligne de transmission, puisque le coupleur directif utilisé est intégré dans l'amplificateur de type Prâna AP32TD120. Ce coupleur est du type Werlatone C2630-12 et a une longueur de 15.08 cm. Il est modélisé par une ligne de transmission adaptée à 50Ω et à retard de quelques milliers de picosecondes. On peut calculer approximativement ce temps de délai T_d en utilisant la longueur du coupleur. Dans le cas de ce nouvel appareil, le signal sinusoïdal généré par le générateur RF sera amplifié en plusieurs étapes dont un filtre correcteur, puis un pré-amplificateur et l'amplificateur final avant d'atteindre le point d'agression. Tous ces sous-ensembles sont reliés par des câbles de différentes longueurs et le câblage des transistors de puissance peut induire des variations minimales de longueur. De plus le pré-amplificateur et

l'étage final sont des éléments actifs et ne peuvent être mesurés qu'en fonctionnement. Ainsi, une mesure de phase ou de délai avec un analyseur de réseau vectoriel est indispensable, en se positionnant à très faible niveau et en incluant un atténuateur dans le calibrage afin de protéger l'appareil de mesure. Enfin, le temps de délai $T_d = (\text{longueur du coupleur} + \text{longueur des câbles internes}) / \text{vitesse de la lumière} = (15.08 * 10^{-2} + 59 * 10^{-2}) / 299792458$ est égal à $2471 * 10^{-12} \text{s}$. Finalement, le modèle du coupleur sera représenté par une ligne de transmission adaptée à 50Ω et avec un temps de délai $T_d = 2471 \text{ ps}$. La figure 2.48 montre le schéma de l'amplificateur avec le coupleur directif intégré et le modèle de ces deux derniers.

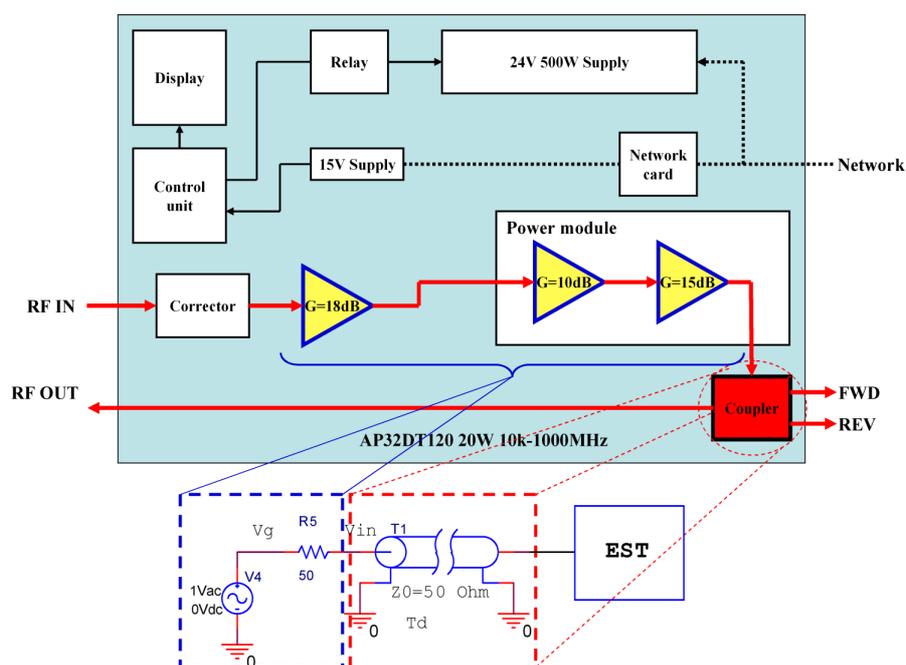


FIG. 2.48 – En haut, l'amplificateur avec son coupleur directif intégré, en bas son modèle électrique

Modélisation du substrat du cœur NORM

La partie (a) de la figure 2.49 présente une vue en coupe de la structure d'un inverseur intégré dans le cœur NORM. Le substrat épitaxié global de l'inverseur est remplacé dans le modèle par une résistance $R_{epi-NORM}$ positionnée verticalement. Ce substrat est couplé à la masse du PCB, et ce couplage est modélisé par une capacité C_{pcb} qui représente l'espace entre la puce même et le PCB. Il est indispensable de tenir compte des chemins de couplage du substrat du PCB avec les pistes de masse V_{SS} des 3 cœurs NOR, RC et GRID intégrés dans le même substrat (la partie (a) de la figure 2.49). Les deux cœurs ISV et ISO ne sont pas pris en compte dans ce modèle puisqu'ils possèdent leurs propres substrats isolés. Chaque piste est modélisée par deux éléments

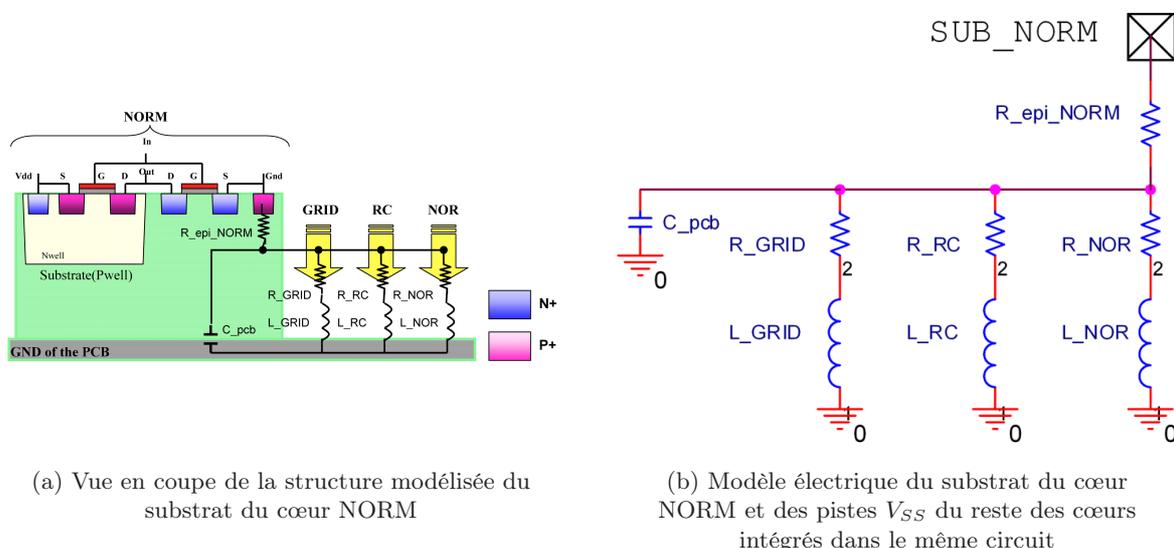


FIG. 2.49 – Modélisation du cœur NORM

passifs R et L en série qui représentent la résistivité du substrat et l'inductance du boîtier et du bonding de chaque piste V_{SS} . Enfin, le modèle complet du substrat du cœur NORM inclut les autres chemins de couplage (partie (b) de la figure 2.49). Les valeurs des éléments du modèle proposé sont données dans le tableau 2.10. Dans le but de simuler la susceptibilité, le modèle

Éléments	Valeur	Éléments	Valeur
$R_{epi-NORM}$	30Ω	C_{pcb}	500 fF
R_{GRID}	30Ω	L_{GRID}	3.57 nH
R_{RC}	30Ω	L_{RC}	3.67 nH
R_{NOR}	30Ω	L_{NOR}	3.67 nH

TAB. 2.10 – Valeurs des éléments passifs du modèle de substrat du cœur NORM

de substrat du cœur NORM a été ajouté au modèle électrique complet du système (figure 2.50). Pour accélérer la simulation, comme précédemment, la netlist d'une seule cellule de base a été utilisée, le reste des cellules a été remplacé par un modèle équivalent de deux éléments passifs R et C placés en parallèle. A noter que, conformément au dispositif de mesure, une résistance et une inductance en série sont ajoutées au modèle, côté système d'alimentation. Ces deux éléments représentent le modèle de la méthode de mesure 1Ω [92]. Cette méthode est implémentée sur le circuit imprimé dans le but de mesurer les courants dissipés dans le substrat du circuit intégré.

Modélisation du substrat du cœur ISO

La structure du cœur ISO est plus complexe avec la présence de la couche d'isolation NISO entre le substrat local du cœur et le substrat global du circuit même. Deux capacités de couplage

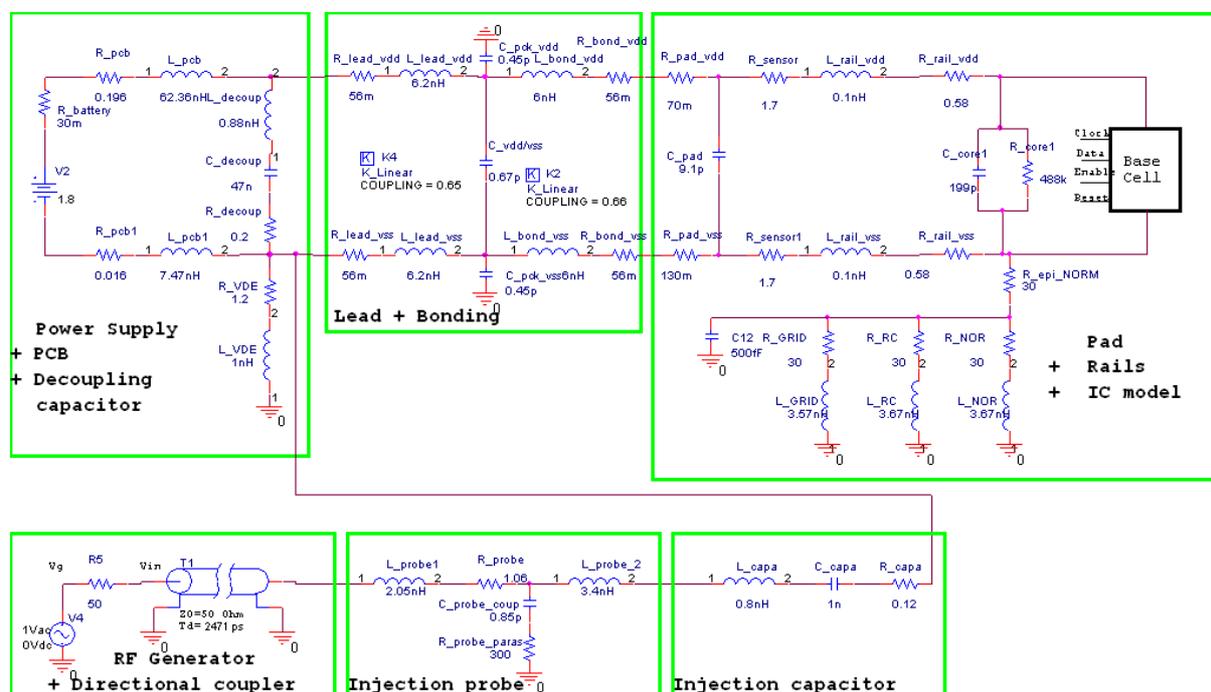


FIG. 2.50 – Schéma du modèle électrique complet (système d'agression, circuit imprimé et cœur) utilisé pour la simulation d'une injection de puissance dans le cœur NORM par le rail V_{SS}

seront prises en compte : la première C_{pwell1} est localisée entre le substrat global de type P et la couche d'isolation NISO, tandis que la deuxième C_{pwell2} est localisée entre la couche d'isolation NISO et le substrat P du cœur ISO (partie (a) de la figure 2.51). De plus, la résistance R_{nwell} représente la connexion entre la couche d'isolation NISO et la piste d'alimentation V_{dd} . $R_{epi-ISO}$ représente la résistance équivalente du substrat épitaxié ; sa valeur est plus faible que celle du cœur NORM à cause de la réduction de l'épaisseur du substrat sous la couche NISO. Le reste du modèle ressemble à celui du cœur NORM, en ce qui concerne les chemins de couplage avec les V_{SS} des cœurs RC, NORM, NOR et GRID et la capacité de couplage C_{pcb} entre la puce et le circuit imprimé. le modèle complet de substrat du cœur ISO est donné dans la partie (b) de la figure 2.51. Les valeurs des éléments du modèle proposé sont données dans le tableau 2.11.

Éléments	Valeur	Éléments	Valeur
$R_{epi-ISO}$	22Ω	R_{nwell}	2Ω
C_{pwell1}	270 pF	C_{pwell2}	248 pF

TAB. 2.11 – Valeurs des éléments passifs du modèle de substrat du cœur ISO

Ensuite le modèle du substrat est ajouté au modèle du système (figure 2.52).

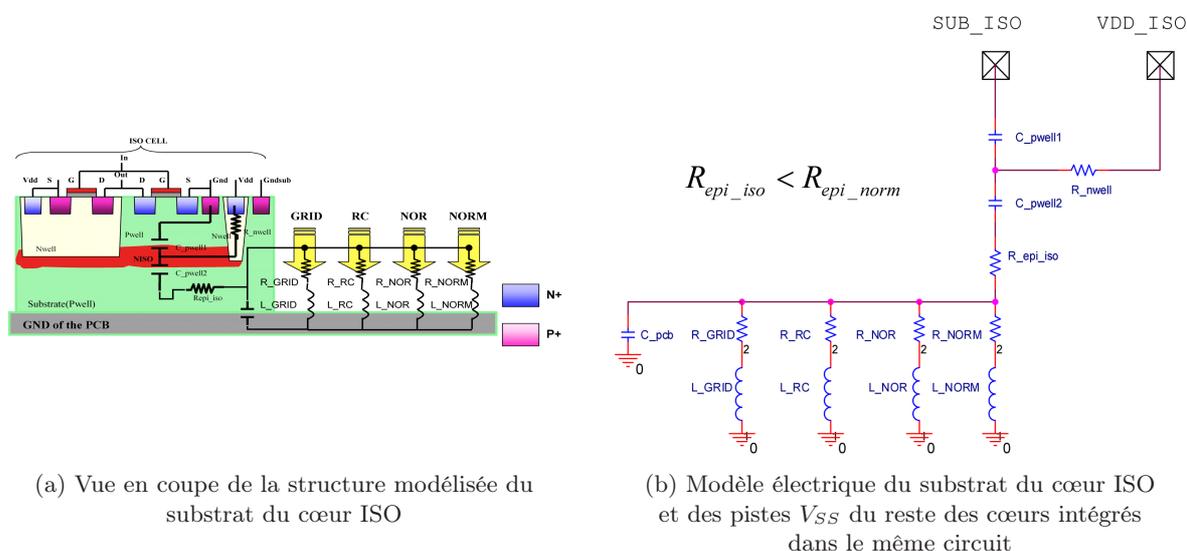


FIG. 2.51 – Modélisation du cœur ISO

Modélisation du substrat du cœur RC

Le cœur RC a la même structure que le cœur NORM avec une seule différence qui se situe dans l'addition d'une capacité de découplage d'une valeur de 1 nF localisée entre les pistes d'alimentation V_{dd} et V_{ss} . Cette capacité est modélisée et remplacée par les éléments R_{decoup} et C_{decoup} (figure 2.53). De plus, une autre résistance R_{sub-RC} est ajoutée et représente la résistivité du substrat à partir de l'entrée V_{dd} . Comme dans le modèle du cœur NORM, les chemins de couplage entre le circuit imprimé et les pistes d'alimentation V_{ss} des cœurs NORM, NOR et GRID sont considérés dans le modèle. Le modèle complet de substrat du cœur RC est représenté dans la partie (b) de la figure 2.53, tandis que le modèle complet du système est illustré dans la figure 2.54. Les valeurs des éléments du modèle de substrat de ce cœur sont données dans le tableau 2.12

Éléments	Valeur	Éléments	Valeur
R_{epi-RC}	30Ω	R_{sub-RC}	34Ω
C_{decoup}	1 nF	R_{decoup}	1 Ω

TAB. 2.12 – Valeurs des éléments passifs du modèle de substrat du cœur RC

Comparaison entre mesure et simulation

Les modèles complets de chaque cœur ont déjà été proposés. Chaque modèle a été simulé avec une fréquence d'injection qui varie de 10 MHz à 1 GHz. Cette simulation est réalisée avec une décade d'injection de 10 MHz ; Les mêmes critères de susceptibilité utilisés pour les mesures sont pris en compte pour la simulation (voir le paragraphe 2.4.2). Les parties (a) et (b) de

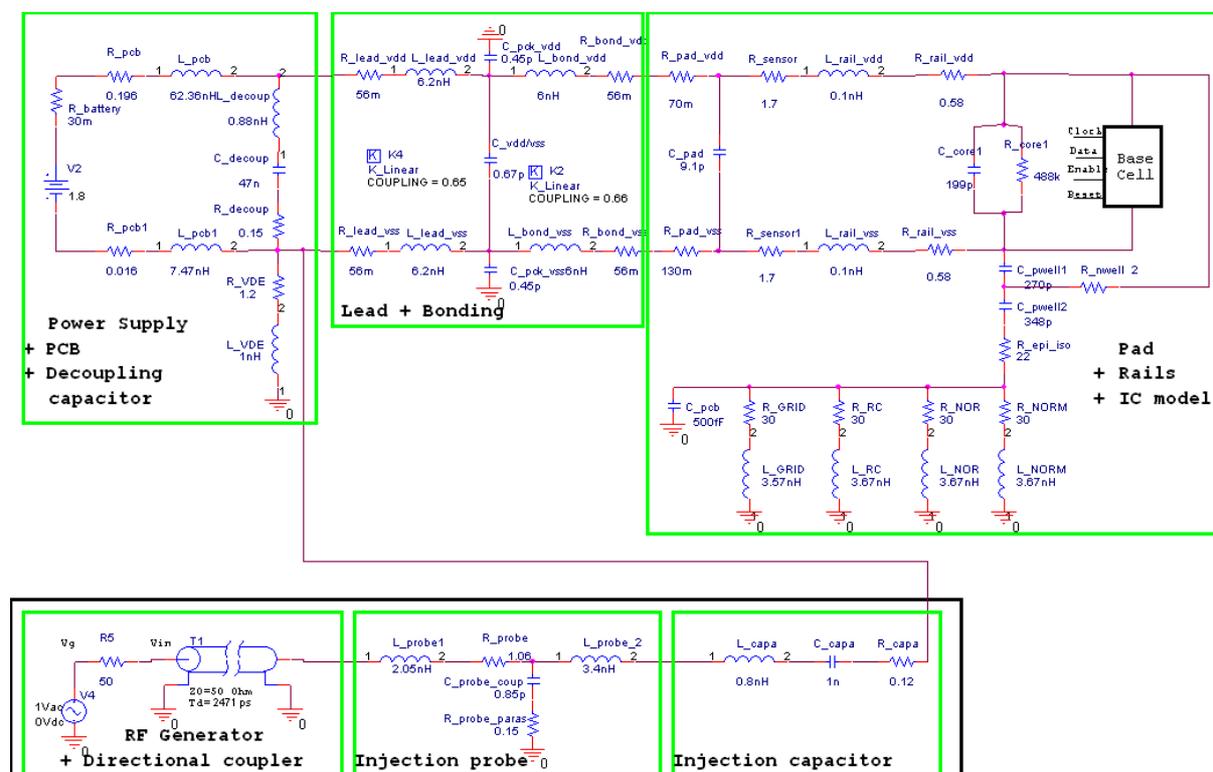
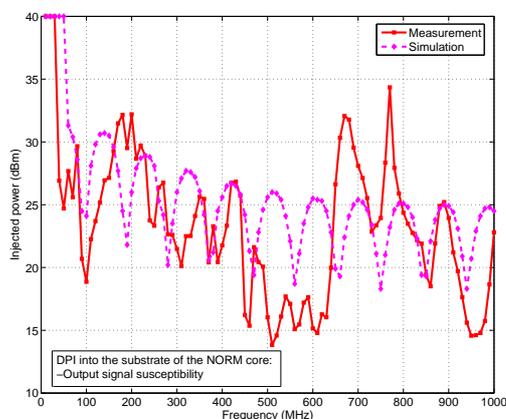
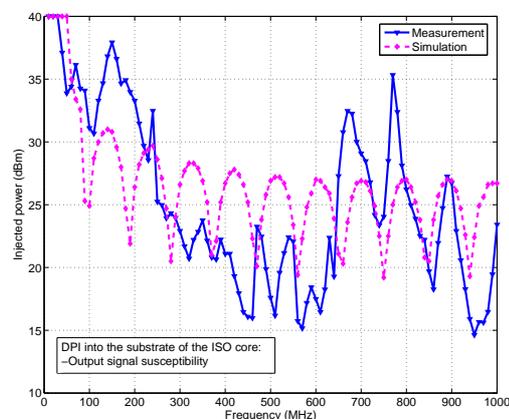


FIG. 2.52 – Schéma du modèle électrique complet (système d'agression, circuit imprimé et cœur) utilisé pour la simulation d'une injection de puissance dans le cœur ISO par le rail V_{ss}

la figure 2.55 et (a) de la figure 2.56 illustrent des comparaisons entre les courbes des mesures et simulations de la susceptibilité des cœurs NORM, ISO et RC. On peut remarquer que les trois cœurs ne sont pas susceptibles à une puissance d'injection de 10 W pour une fréquence d'injection inférieure à 60 MHz. Au dessus de cette fréquence, les cœurs commencent à être de plus en plus susceptibles. Les fréquences de susceptibilité sont identiques en mesure et en simulation. De plus, les résultats des simulations sont généralement pessimistes, ce qui est observé dans la comparaison, où les courbes des simulations sont plus basses que celles des mesures ; c'est un facteur très important pour valider notre modèle de prédiction de la susceptibilité. Par contre, dans la bande de fréquence 460-640 MHz, la différence entre les courbes dépasse 6 dBm et la courbe de simulation apparaît plus optimiste. Cette différence peut être due aux pertes en puissance (conduites et diélectriques) [6] qui n'ont pas été incluses dans notre modèle de simulation.

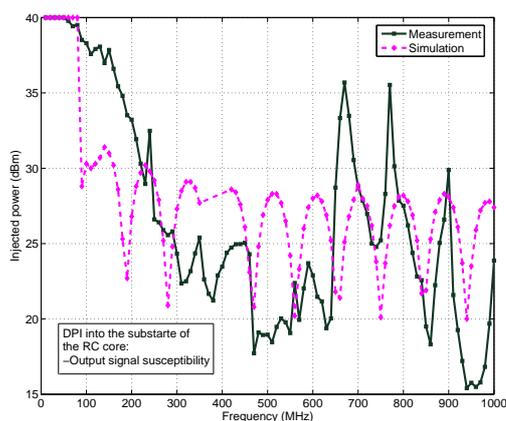


(a) du cœur NORM mesurée (ligne rouge continue) et simulée (ligne rose pointillée)

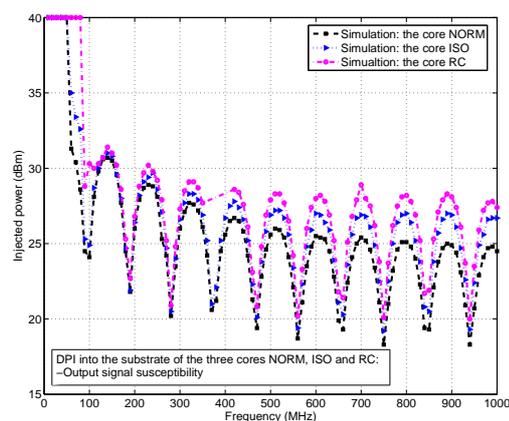


(b) du cœur ISO mesurée (ligne bleue continue) et simulée (ligne rose pointillée)

FIG. 2.55 – Comparaison entre les courbes de susceptibilité



(a) entre les deux courbes de la susceptibilité du cœur RC mesurée (ligne verte continue) et simulée (ligne rose pointillée)



(b) entre les courbes de simulation de la susceptibilité des trois cœurs NORM (ligne noire avec carrés), ISO (ligne bleue avec triangles) et RC (ligne rose avec cercles) en injectant de la puissance dans leurs substrats

FIG. 2.56 – Comparaison

simulations ont été faites afin d'évaluer l'efficacité relative des stratégies de protection proposées. De plus, les mesures de la susceptibilité utilisant la méthode d'injection DPI ont montré que le cœur RC est le moins susceptible, suivi par le cœur ISO et enfin le cœur NORM est le plus susceptible. A partir des résultats de simulation, il est important de noter que l'on obtient la même hiérarchie de la susceptibilité des 3 cœurs que celle observée en mesure, ce qui confirme la

validation du modèle de simulation proposé.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle électrique complet pour la prédiction de la susceptibilité conduite des circuits intégrés à une injection harmonique a été proposé. Dans un premier temps, chaque partie du système a été modélisée séparément (coupleur directif, sonde d'injection, capacité d'injection, alimentation, PCB, circuit intégré) en tenant compte des puissances délivrées et consommées par chacune. Une étude théorique des pertes en puissance a montré qu'elles sont dues principalement aux pertes conduites, et diélectriques dans une moindre mesure, en fonction de la fréquence d'injection. Cette étude a également montré que le facteur de qualité des pertes rayonnées est très grand, ce qui signifie que celles-ci sont très faibles et peuvent être négligées dans la bande de fréquence DPI.

Ensuite, les pertes considérées (conduite et diélectrique) ont été modélisées et ajoutées au modèle électrique. Le besoin d'un modèle électrique de prédiction de la susceptibilité a été expliqué et les mesures de la susceptibilité effectuées par la méthode DPI ont été présentées, ensuite le circuit intégré a été modélisé et remplacé par une netlist (transistors) et un modèle passif équivalent. La méthodologie de simulation utilisée a également été présentée.

Les résultats des mesures et simulations ont été comparés dans le but de valider le modèle électrique proposé. Dans notre expérience, le circuit imprimé utilisé ne respecte pas d'une manière directe l'exigence de la norme DPI proposée par la commission IEC, puisqu'il n'y a pas de self de choc localisée entre le circuit et le système d'alimentation (la pile). Cependant, la longue piste d'alimentation entre la pile et le cœur produit une forte inductance qui empêche la puissance injectée de retourner dans la pile en haute fréquence. Avec cette description du circuit imprimé, il est important de noter qu'il dispose de paramètres qui sont très proches de ceux des circuits imprimés industriels. Le modèle de la sonde proposé a été considéré générique, puisqu'il suffit d'ajuster les valeurs des éléments passifs selon le circuit afin d'effectuer d'autres simulations. Les modèles électriques proposés du système ont été validés suite à de bonnes corrélations entre les courbes de susceptibilité en mesure et simulation.

Dans un deuxième temps, l'efficacité des différentes techniques de protection intégrées dans chaque cœur a été étudiée. Les chemins de couplage de la méthode d'injection DPI dans les substrats des 3 différents cœurs (NORM, ISO et RC) ont été identifiés et modélisés. Ces modèles ont été ajoutés au modèle complet du système afin de réaliser des simulations de susceptibilité des différents cœurs. Les résultats de simulation ont donné le même classement de l'efficacité des techniques de protection qu'en mesure et ont également montré que le cœur RC avec sa capacité de découplage intégrée est le moins susceptible au bruit de substrat, suivi par le cœur ISO avec sa couche d'isolation entre son substrat et le substrat global du circuit ; enfin, le cœur NORM qui ne possède pas de technique de protection spéciale est le plus susceptible. L'absence d'un modèle des pertes en puissance (conduites et diélectrique) dans les modèles électriques complets pour l'injection à travers le V_{ss} peut être la cause de l'écart entre les courbes de mesure et de simulation, par contre l'addition de ce modèle peut les rendre très complexes. De plus, la caractérisation des chemins de couplage entre les pistes d'alimentation et les sorties du circuit

même, peut simplifier l'usage de la netlist du circuit, puisqu'elle peut être remplacée par une valeur d'impédance équivalente pour la simulation [38]. L'inconvénient de cette technique de simulation est qu'il est impossible de visualiser toutes les fréquences auxquelles le circuit est susceptible. Le même classement des cœurs a été obtenu dans la thèse de B. Vrignon [106] mais au niveau émissions. Une étude sur l'efficacité des techniques de protection pour diminuer à la fois l'émissions et la susceptibilité sera présentée dans le chapitre 5.

Chapitre 3

Susceptibilité des circuits intégrés aux agressions conduites impulsives

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons développé un modèle d'injection harmonique (DPI) pour la prédiction de la susceptibilité des circuits intégrés. La simulation de ce modèle a donné des résultats cohérents avec la mesure. L'objet de ce chapitre est maintenant de définir un modèle d'injection analogue, mais en mode transitoire, susceptible de prédire également la susceptibilité d'un circuit intégré à certaines décharges électrostatiques. Pour ce faire, les diverses injections réalisées sur la puce ainsi que le comportement de la puce vis à vis de ces agressions seront présentés.

Ce travail a été effectué en coopération avec Nicolas Lacrampe, doctorant au LAAS (Laboratoire d'Architecture et d'Analyse des Systèmes) à Toulouse. En transitoire, la méthode d'agression choisie sera le VF-TLP (Very-Fast Transmission Line Pulsing). Une part importante de ces travaux se base sur des résultats du précédent chapitre.

3.2 Sources de perturbation : décharges électrostatiques

Les décharges électrostatiques (DES en français ou ESD en anglais) sont des "sources" parasites naturelles, probablement les plus répandues. Il s'agit de phénomènes transitoires. Le mécanisme en est le suivant : deux corps différemment chargés, suffisamment proches l'un de l'autre, créent un transfert de charges d'un corps vers l'autre et génèrent de forts courants donnant naissance à des formes d'ondes semblables à celles présentées sur la figure 3.1.

Ces phénomènes électrostatiques sont représentés par plusieurs modèles de décharge en fonction des différentes situations rencontrées en micro-électronique. Le plus courant est le modèle du corps humain (Human Body Model-HBM) qui, chargé électriquement, se décharge au travers d'un composant. De la même manière, le modèle de machine (Machine Model-MM) décrit la décharge engendrée par un équipement. Le modèle du composant chargé (Charged Device Model-CDM), considère le cas où le composant lui-même est chargé, et se décharge en entrant en contact avec un conducteur.

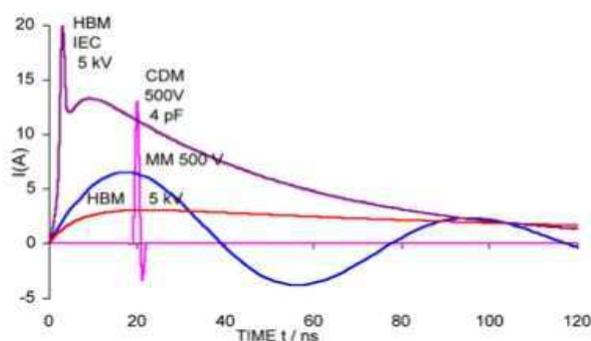


FIG. 3.1 – Formes d'ondes des différents modèles ESD [94]

La décharge électrostatique qui suscite le plus d'attention dans notre étude est celle inhérente au circuit préalablement chargé (CDM). Ce type d'événement se rencontre fréquemment sur les chaînes d'assemblage automatisées et pourrait constituer un problème majeur pour les circuits sub-microniques. Ces décharges sont caractérisées par de très rapides variations de courant, plusieurs ampères par nanoseconde, et des temps très courts, quelques nanosecondes. L'importance des décharges électrostatiques a conduit les organismes de normalisation à définir une onde de courant type permettant de tester le matériel pour s'assurer de son immunité.

La présence d'impulsions avec transitoires rapides diminue l'immunité des circuits intégrés. Des études ont été faites sur la susceptibilité des circuits intégrés durant l'injection d'impulsions de différentes formes afin de comprendre la relation entre l'évolution technologique et l'immunité de ces circuits. Les résultats ont montré que l'immunité en transitoire diminue avec l'évolution de la technologie (figure 3.2) [21]. Les raisons peuvent être la diminution de la marge de bruit, l'augmentation de la fréquence d'horloge ou l'augmentation de la complexité des circuits intégrés, comme le montre le diagramme de l'amplitude des impulsions (figure 3.2).

Des travaux sont en cours à l'IEC (International Electrotechnical Commission) pour définir un ensemble de méthodes de test de l'immunité en transitoire pour les circuits intégrés (IEC 62215) [103]. De plus, la plupart des documents sur l'injection en mode transitoire sont toujours à l'état de proposition (tableau 3.1) [31]. Il faut noter que, généralement, les tests ESD étaient

Standard	Description	
IEC 62215-1	Définitions	Nouvelle proposition
IEC 62215-2	TLP pour mesurer l'immunité (bisse tension)	Normalisée
IEC 62215-3	Transitoire électrique rapide (EFT), Décharge électrostatique (ESD), Immunité (haute tension)	Nouvelle proposition

TAB. 3.1 – Standards proposés pour l'injection d'impulsions et l'immunité des circuits intégrés

effectués sur des circuits non alimentés. C'est la raison pour laquelle les ESD ont longtemps été considérées comme appartenant à un domaine spécifique, légèrement disjoint de la CEM. Ce

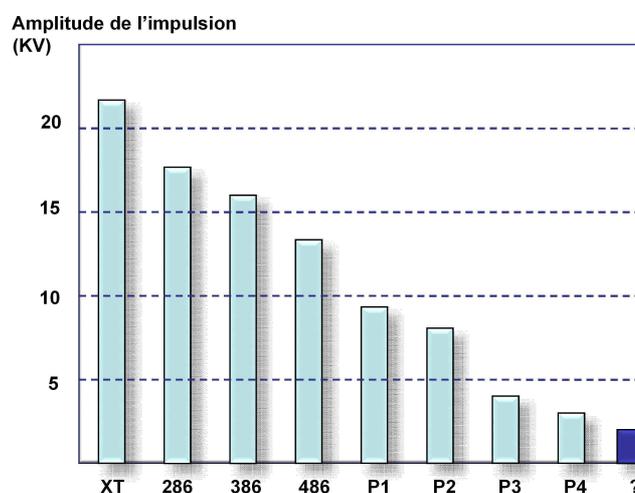


FIG. 3.2 – Immunité en transitoire en fonction de la nouvelle génération de processeurs [21]

n'est plus le cas aujourd'hui, du fait que ces tests sont de plus en plus réalisés sur des composants alimentés : on parle alors d'ESD fonctionnelle.

Les conséquences possibles d'une ESD sur un matériel électronique "victime" sont :

- la destruction d'un composant (en fabrication, en utilisation ou en maintenance),
- des dysfonctionnements ("reset", pertes de données),
- des phénomènes analogiques transitoires
- plus complexe, certaines méthodes d'immunisation d'un matériel (par exemple, une enveloppe conductrice) pourront conduire ses utilisateurs à craindre ou refuser de s'en servir, pour éviter des chocs électriques.

L'énergie d'une décharge électrostatique peut se coupler avec un circuit électronique par :

- conduction directe
- couplage inductif
- couplage capacitif
- couplage par rayonnement.

3.3 Principe du VF-TLP

La définition de base du système d'injection ultra-rapide d'impulsions (VF-TLP) est celle du système TLP (Transmission Line Pulsing) mais avec des impulsions de largeur inférieure à 10 ns [67].

Le TLP permet de simuler le comportement d'une décharge HBM (100 ns). Le banc TLP est basé sur une ligne de transmission qui se charge et se décharge afin de produire des impulsions rectangulaires étroites. De nos jours, il est indispensable d'utiliser le système TLP afin de comprendre le comportement électrique temporel d'un circuit intégré sous l'effet d'une agression du

type ESD [44]. Pour des études d’HBM, des impulsions de 100 ns sont utilisées, tandis qu’au dessous de 5 ns, le système VF-TLP est requis. Le banc de caractérisation appelé VF-TLP [41] permet de générer des impulsions carrées de courant avec un temps de montée inférieur à 500 ps et une durée de 1,25 à 10 ns qui sont comparables aux modèles CDM. Cependant il n’est pas envisageable d’obtenir une corrélation complète entre VF-TLP et CDM puisque ce type de décharge est résolument différent. Le banc VF-TLP apportera seulement des informations sur la dynamique des structures de protection et leur capacité à protéger contre un stress CDM.

3.3.1 Description du banc de mesure VF-TLP

Une étude sur l’immunité des circuits intégrés en ESD fonctionnel a été réalisée sur le circuit CESAME. Dans cette étude, nous nous sommes intéressés au comportement de la puce en fonctionnement lorsque celle-ci était agressée par une source parasite naturelle, ici une décharge électro-statique. Pour l’injection du stress ESD, le banc de test VF-TLP a été utilisé (figure 3.3). Ce banc de test génère des impulsions ESD ultra-rapides avec des durées de 1,25 ns, 2,5 ns ou

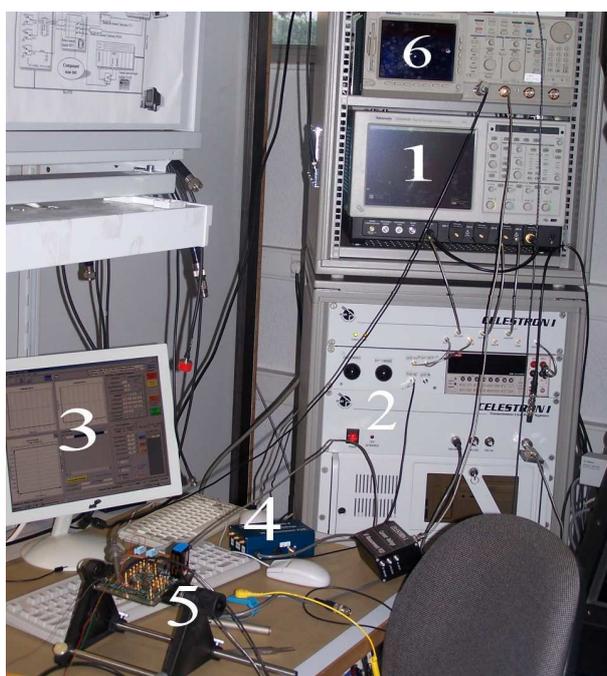


FIG. 3.3 – Installation du système d’injection d’impulsion VF-TLP avec le circuit à tester

5ns et des temps de montée de 175 ps ou 300 ps. Dans cette étude, le banc VF-TLP est utilisé comme générateur pour injecter un stress (impulsion) dans le réseau d’alimentation de la puce (V_{dd} ou V_{ss}). Il est possible de modifier la largeur et l’amplitude de l’impulsion en utilisant un système de contrôle piloté par un ordinateur relié au générateur d’impulsion. Un oscilloscope est ajouté au système dans le but est de visualiser l’impulsion injectée dans le circuit. Il est connecté

à un boîtier TDR (Time Domain Reflectometry) par un câble coaxial adapté à 50Ω . Ce boîtier permet de visualiser indépendamment les impulsions incidente et réfléchie.

La figure 3.3 montre le dispositif du système d'injection de l'impulsion ESD utilisé et le circuit :

- 1 : oscilloscope utilisé pour visualiser l'impulsion provenant du générateur
- 2 : générateur d'impulsion
- 3 : ordinateur utilisé pour contrôler et caractériser l'impulsion
- 4 : boîtier TDR utilisé pour séparer les parties incidente et réfléchie de l'impulsion injectée
- 5 : circuit à tester avec la sonde d'injection et la capacité d'injection de
- 6 : oscilloscope utilisé pour visualiser la sortie du CI à caractériser

3.3.2 Procédure d'injection

La sonde et la capacité d'injection utilisées pendant l'expérience sont illustrées dans la figure 3.4. Pour notre étude, nous utilisons la même procédure que la méthode d'injection DPI pour injecter un stress ESD sur les pistes V_{dd} et V_{ss} à partir de la méthode VF-TLP, afin de dresser une comparaison entre les résultats des deux méthodes de mesure appliquées sur le même circuit. La différence entre la méthode DPI et cette méthode réside uniquement dans l'injection de la

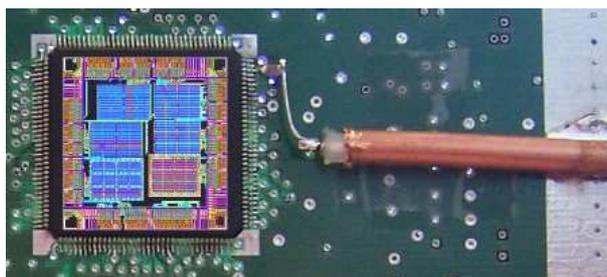


FIG. 3.4 – Dispositif d'injection dans le circuit intégré

perturbation. Les caractéristiques de l'impulsion injectée sont les suivantes :

- une largeur allant de 1.25 ns à 5 ns et qui est déterminée en fonction de la longueur du câble (10 ns/m),
- un temps de montée de 175 ps ou 300 ps,
- une amplitude de charge de 1 V à 1 kV.

3.3.3 Description du boîtier TDR

Grâce au boîtier TDR (réflectométrie dans le domaine temporel, Time Domain Reflectometry) livré avec le VF-TLP, il est possible de visualiser l'impulsion incidente en tension (celle qui est envoyée sur la carte) et celle réfléchie.

La figure 3.5 montre un exemple d'un schéma électrique représentant un générateur impulsionnel avec le système TDR pour des impulsions allant de 10 ns à $5 \mu s$ en largeur. La technique VF-TLP va consister à injecter une impulsion ultra-rapide dans le circuit à tester, issue d'une source 50Ω . Toutes les discontinuités dans l'impédance du système vont provoquer des réflexions. Les mesures

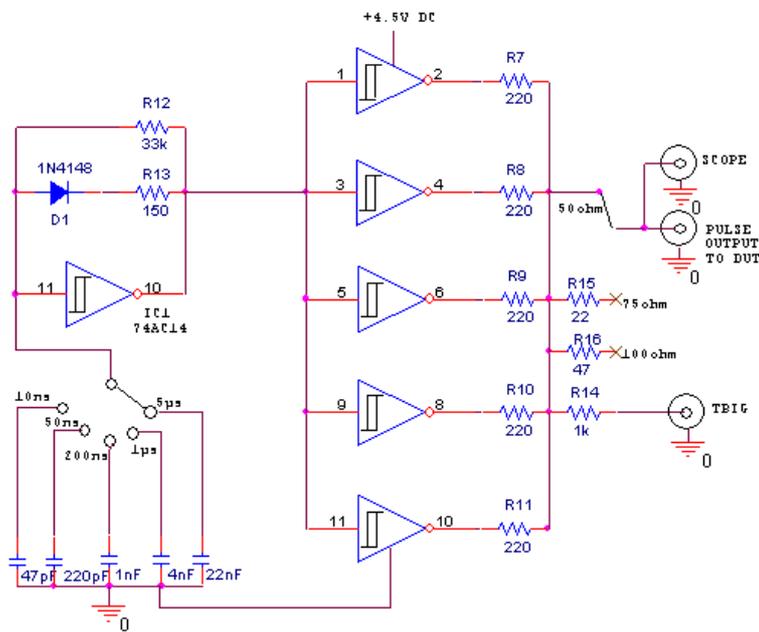


FIG. 3.5 – Schéma électrique d’un générateur avec le système TDR

sont effectuées grâce à un oscilloscope Tektronix TDS 6600. Pour la visualisation de l’impulsion à l’entrée du circuit, une des sorties du boîtier TDR a été reliée à la voie 1 de l’oscilloscope avec une impédance d’entrée de 50 Ω . D’autre part, pour visualiser la sortie de la puce CESAME, nous utilisons une sonde passive d’impédance 1 M Ω avec une capacité de 10 pF connectée sur la voie 2 adaptée à 1 M Ω (figure 3.6).

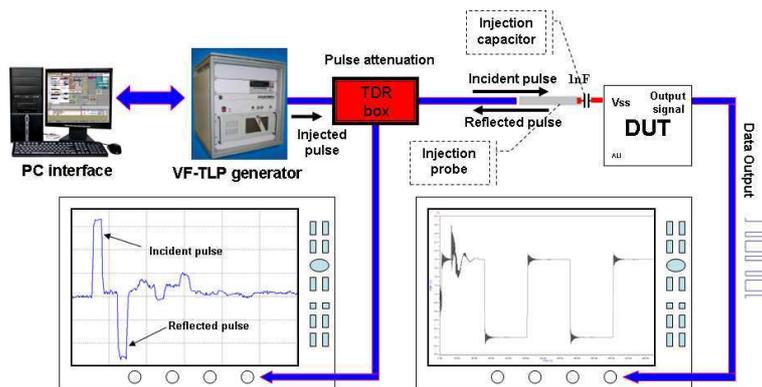


FIG. 3.6 – Vue d’ensemble du banc d’injection VF-TLP

3.4 Modélisation de l'injection VF-TLP sur le rail d'alimentation V_{dd}

3.4.1 But du travail

Dans ce paragraphe, nous allons modéliser le système d'injection VF-TLP étape par étape afin d'ajouter ce modèle au modèle complet du système à tester. Les modèles de la sonde, de la capacité d'injection, du circuit et du PCB ont déjà été définis dans le chapitre précédent et vont être réutilisés dans cette partie [56].

Après avoir créé le modèle d'injection en VF-TLP, nous allons comparer les résultats des simulations avec ceux des mesures, afin de valider l'efficacité de ce modèle dans la prédiction de la susceptibilité des circuits intégrés en utilisant la méthode d'injection d'impulsions. Nous allons donc modéliser le générateur d'impulsion (banc VF-TLP) et le boîtier TDR. Dans un premier temps, différentes mesures sont effectuées sur des lignes simples avec des résistances de terminaison pour visualiser la propagation d'un stress.

3.4.2 Modélisation du banc VF-TLP

Pour modéliser le banc VF-TLP, une source de tension non idéale a été utilisée. Pour ce faire, une impulsion de 1 V a été envoyée sur une voie 50Ω d'un oscilloscope. et les différents points de l'impulsion incidente vue par l'oscilloscope ont été extraits. Ensuite, le tableau de points est utilisé par une fonction V-PWL (tension définie par morceaux, Piece-Wave Linear) permettant de reconstituer l'onde en simulation. Cette fonction comporte des couples de paramètres temps-tension. De plus, pour tenir compte de l'adaptation 50Ω du banc, une résistance interne en série avec la source de tension idéale est ajoutée.

L'impulsion vue sur l'oscilloscope passe au travers des diverses atténuations du banc ainsi que celle du câble coaxial reliant le VF-TLP à l'oscilloscope. Au moyen de cette simulation, il est possible de tenir compte directement de toutes ces atténuations.

Ici, l'impulsion envoyée par le VF-TLP est de 1 V. Cependant l'oscilloscope ne voit qu'une impulsion d'environ 0,5 V (voir la partie (a) de la figure 3.7) à cause de l'effet diviseur de tension entre l'impédance 50Ω de la source et l'impédance caractéristique 50Ω de l'oscilloscope utilisé. Alors, seule la moitié de la tension de la source parvient à l'oscilloscope. Il suffit donc de multiplier par deux la tension rentrée dans la fonction PWL pour retrouver la bonne tension vue par l'oscilloscope.

3.4.3 Modélisation du boîtier TDR

Ce boîtier fait le lien entre l'impulsion envoyée par le banc VF-TLP et la carte (ici le circuit imprimé et le circuit intégré CESAME). Grâce à ce boîtier, on peut voir l'impulsion injectée et les diverses réflexions dues aux désadaptations d'impédances. D'après le modèle illustré sur la figure 3.6, on peut observer l'impulsion envoyée par le générateur avec ses deux parties (incidente et réfléchie) qui sont ensuite illustrées sur la partie (b) de la figure 3.7. Avec la méthode d'injection utilisée, le boîtier nous permet de synchroniser l'impulsion envoyée avec les sorties de la carte CESAME, grâce à la sortie vue sur l'oscilloscope (partie (b) de la figure 3.7).

Pour modéliser ce boîtier, différentes mesures ont été effectuées afin d'extraire les atténuations

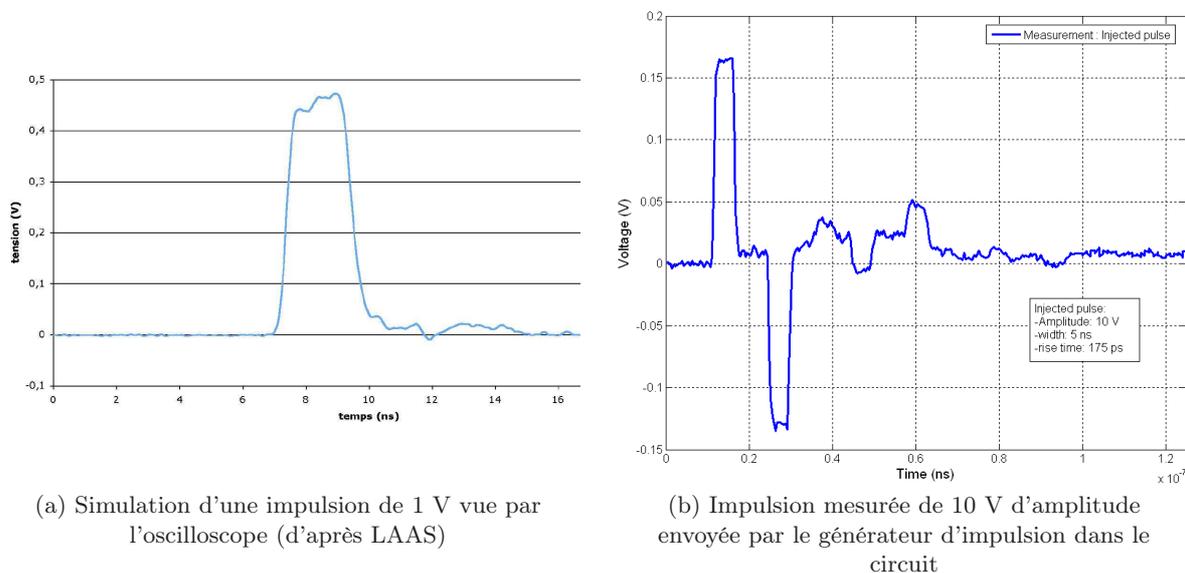


FIG. 3.7 – Impulsions

et les divers délais dus aux câbles coaxiaux et au boîtier lui même. Dans un premier temps, des mesures de paramètres S ont été réalisées pour déterminer l'atténuation entre l'entrée du boîtier et la sortie reliée à la carte (partie (a) de la figure 3.8), ainsi que celle entre l'entrée du boîtier et la sortie de l'oscilloscope (partie (b) de la figure 3.8). D'après ces mesures, on peut

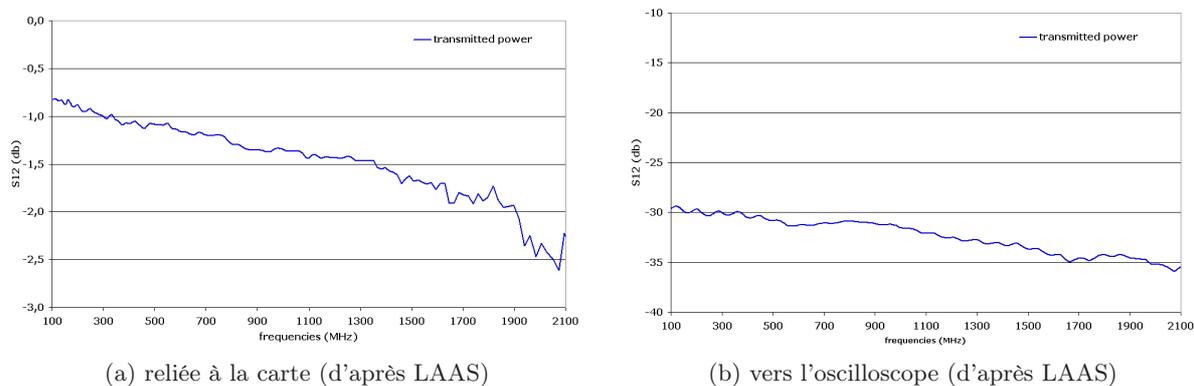


FIG. 3.8 – Etude de l'atténuation entre l'entrée du boîtier et la sortie

constater qu'une légère atténuation existe sur l'impulsion transmise entre l'entrée du boîtier et la sortie reliée à la carte. Par contre, une atténuation de 32 dB est visible sur l'impulsion envoyée à l'oscilloscope. Pour modéliser donc ce boîtier, nous avons utilisé des résistances de 50 Ω en parallèle pour simuler le fait que la tension est divisée par deux dans le boîtier et d'avoir ainsi une atténuation de 6 dB sur le signal émis. Ensuite, pour obtenir une atténuation plus forte, des

coefficients sur les tensions incidente et réfléchi ont été ajoutés dans les lignes de transmission (figure 3.9).

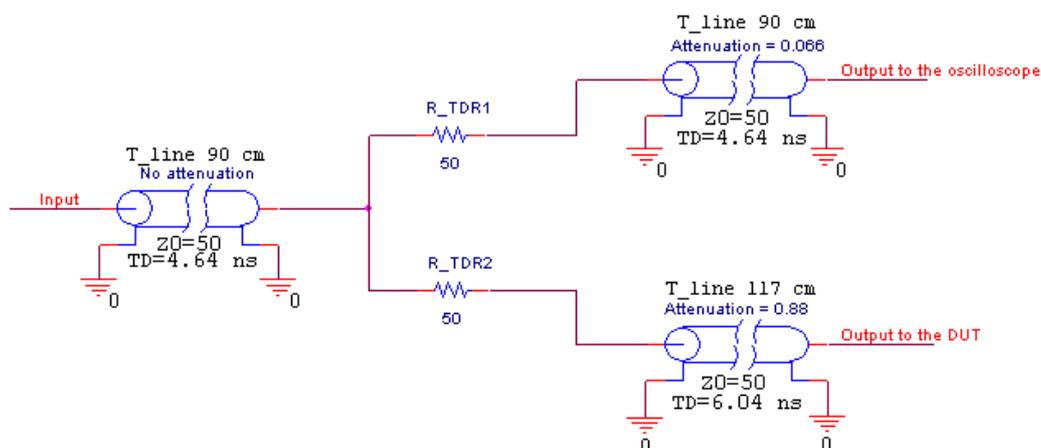


FIG. 3.9 – Modélisation du boîtier TDR avec les délais et les atténuations

De plus, une différence de temps de propagation d'environ 1,4 ns existe entre la tension envoyée à l'oscilloscope et celle envoyée à la carte (voir la figure 3.10). Pour obtenir ce retard de 1,4 ns, on rajoute une portion sur la ligne de transmission reliée à la carte.

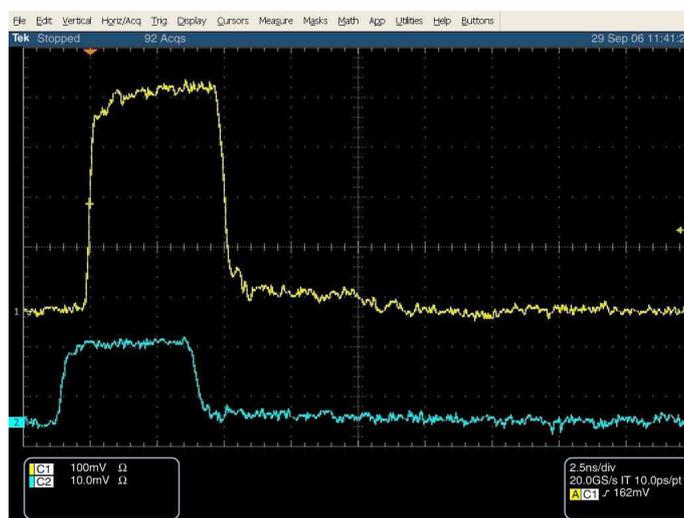


FIG. 3.10 – Injection d'une impulsion de 1 V à travers le boîtier TDR sur les voies d'oscilloscope 50Ω : impulsion transmise sur la carte avec une légère atténuation (haut), et impulsion récupérée avec une atténuation de 32 dB (bas)

Pour résumer, le système d'injection dans ce chapitre est modélisé en deux parties :

- Un modèle du banc VF-TLP en utilisant une source idéale en série avec une résistance 50Ω
- Un modèle du boîtier TDR avec deux résistances 50Ω en parallèle et des lignes de transmission permettant de tenir compte des délais et des atténuations.

3.4.4 Validation du modèle d'injection sur une ligne PCB

Une fois que la modélisation du banc VF-TLP et du boîtier TDR est réalisée, nous avons commencé la simulation avec des lignes simples ayant des résistances de terminaison de 10Ω ou 50Ω . Dans un premier temps, des mesures ont été effectuées sur une ligne d'impédance caractéristique de 130Ω et de longueur 20 cm , avec une résistance de terminaison de 50 ohms (partie (a) de la figure 3.11). Pour cette mesure, l'impulsion envoyée est de 10 V avec une largeur de 5 ns et un temps de montée de 175 ps . L'impulsion est envoyée sur le connecteur SMA et il est possible de visualiser, sur la sortie oscilloscope du boîtier TDR, la propagation de cette impulsion sur la ligne. Ensuite, une simulation a été effectuée mais cette fois-ci en utilisant les

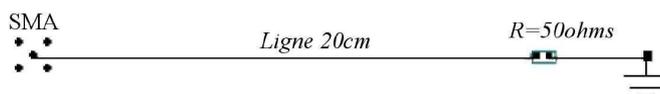


FIG. 3.11 – Modèle de la ligne avec sa résistance de terminaison

modèles du VF-TLP, du boîtier TDR et de la ligne.

La partie (a) de la figure 3.12 montre une bonne corrélation entre les courbes simulation et mesure, ce qui confirme la validité du modèle proposé. D'autres mesures et simulations ont été

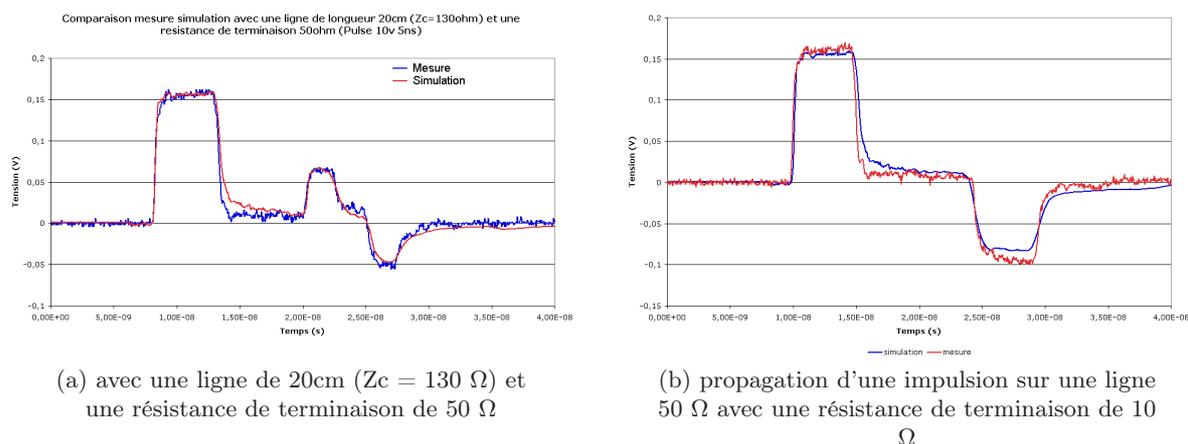


FIG. 3.12 – Comparaison mesure/simulation

effectuées en augmentant l'amplitude de l'impulsion, les résultats obtenus montrent toujours de

bonnes corrélations. Ensuite, pour vérifier ces résultats, nous avons envoyé des impulsions sur une ligne de longueur 20 cm identique à la précédente mais avec une impédance caractéristique de 50Ω et une résistance de terminaison de 10Ω . La partie (b) de la figure 3.12 montre la simulation et la mesure de la propagation de l'impulsion sur cette ligne. On note une différence sur la tension réfléchie qui peut s'expliquer par une variation de $\pm 10 \%$ sur la valeur de la résistance de 10Ω . Ceci est une donnée fournie par le constructeur. Cependant, ces différentes simulations effectuées donnent de bons résultats, ce qui permet de bien modéliser les effets de notre méthode d'injection combinant le banc VF-TLP et le boîtier TDR.

3.4.5 Modélisation du dispositif d'injection

Une connaissance précise de la tension incidente est indispensable pour valider le modèle de prédiction de la susceptibilité. Chaque partie de l'installation de l'injection impulsionnelle et du circuit doit être modélisée et remplacée par sa valeur équivalente en éléments passifs (sonde d'injection, boîtier TDR, câbles, PCB et circuit intégré). Chaque partie sera modélisée et ajoutée afin d'obtenir le modèle électrique complet du système d'injection impulsionnelle. Le modèle du circuit intégré et son PCB est le même que celui utilisé dans le modèle d'injection DPI [5]. Il en est de même pour la sonde d'injection.

3.4.6 Modèle électrique complet

La figure 3.13 présente le schéma électrique complet de l'injection impulsionnelle qui a été assemblé d'après la modélisation de chaque partie du système, et qui va servir pour simuler la susceptibilité de l'ensemble du dispositif. Ce modèle est décrit en langages Spice et VHDL-AMS. Le générateur d'impulsion, le boîtier TDR et les lignes coaxiales sont modélisés en VHDL-AMS (travail de Nicolas Lacrampe, voir l'annexe .3). Le modèle du générateur contient tous les paramètres de l'impulsion : amplitude, largeur et temps de montée (voir l'annexe .4). Pour les lignes coaxiales, les paramètres sont le délai et l'impédance. Le boîtier TDR contient deux résistances de 50Ω en parallèle. Le reste du système est modélisé sous Spice afin de remplacer chaque partie par sa netlist dans le logiciel de simulation ADVance-MS[®], qui sera combiné au fichier VHDL-AMS nécessaire.

La description du modèle peut être divisée en 11 blocs indépendants. La partie en haut à gauche correspond au générateur d'impulsion VF-TLP. Ce générateur délivre des impulsions qui varient en amplitude de 1 V jusqu'à 50 V. Ensuite on trouve une petite ligne de transmission qui représente le câble coaxial reliant le générateur au boîtier TDR. Cette ligne est suivie par le modèle VHDL-AMS du boîtier TDR avec ses deux sorties qui servent à visualiser les deux parties (incidente et réfléchie) de l'impulsion injectée. La deuxième sortie du boîtier TDR est liée au modèle de la sonde d'injection par deux lignes de transmission représentant le câble coaxial. Le modèle de la sonde est composée d'éléments passifs RLC. Ensuite, on trouve le dernier élément du dispositif d'injection, c'est-à-dire la capacité d'injection qui a été modélisée et remplacée par ses éléments équivalents (RLC série). Cette capacité a été ajoutée dans le but de se placer dans les mêmes conditions pour les deux méthodes d'injection (DPI et VF-TLP) afin de pouvoir comparer les comportements du circuit et de ses trois cœurs durant les deux injections.

Il nous reste à définir les trois derniers blocs qui représentent le circuit. Le premier bloc (de

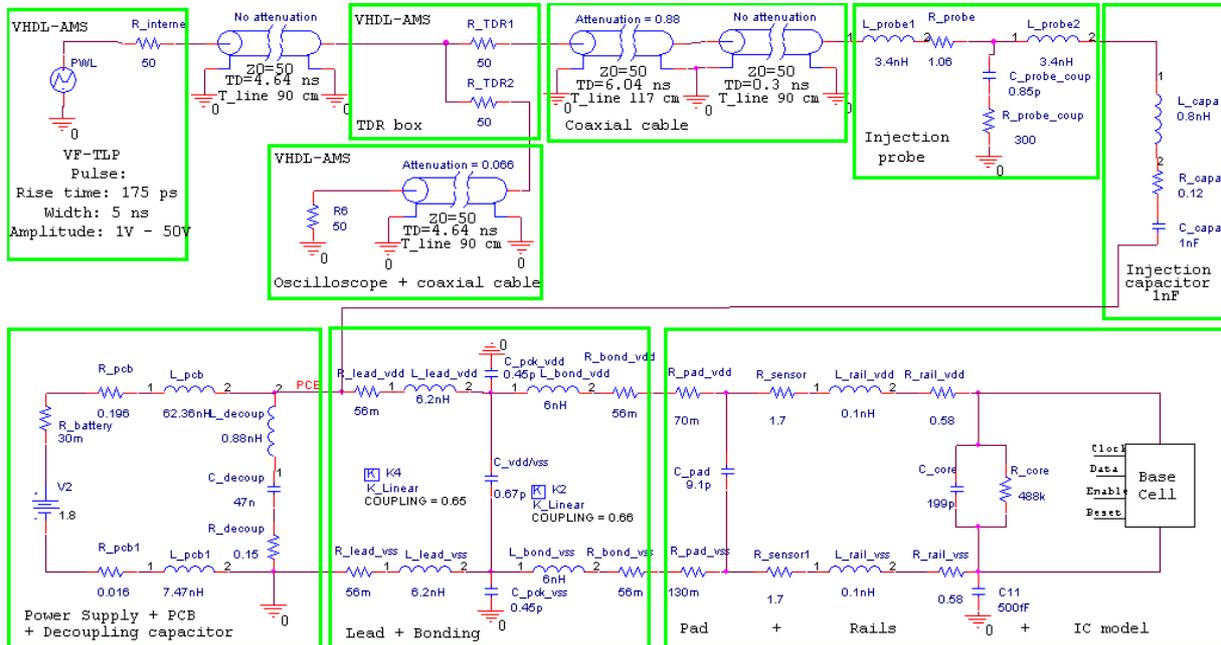


FIG. 3.13 – Modèle électrique complet du système

gauche à droite) correspond à l'inductance de la piste qui relie la capacité d'injection au composant, le modèle du réseau d'alimentation du circuit, le modèle du circuit imprimé et le modèle de la capacité de découplage. Le bloc suivant représente le modèle du boîtier (bonding et leadframe), tandis que le dernier bloc représente la netlist d'une cellule de base placée en parallèle avec le modèle équivalent du reste des cellules (239).

Il est possible de dire que le modèle ICEM [93] a été réutilisé, mais cette fois-ci pour la prédiction de la susceptibilité des circuits intégrés.

Le logiciel de simulation ADVance-MS® nous permet de lancer des simulations analogiques incluant les netlists des transistors. Il nous permet aussi de calculer le courant consommé par chaque partie du circuit et les valeurs exactes des tensions injectée, réfléchiée et transmise. De plus, la variation de l'amplitude du signal de sortie et le jitter nous indiquent le niveau de susceptibilité du circuit (paragraphe 3.5.1).

3.4.7 Résultats de l'injection et comparaison mesure/simulation de l'impulsion injectée

Afin de mettre en place la comparaison mesure/simulation, il est important de lancer la simulation de la susceptibilité du circuit étape par étape, en utilisant le modèle électrique complet, et visualiser l'état de l'impulsion en chaque point du système pendant la simulation.

Afin d'augmenter la rapidité et l'efficacité de cette première simulation, la netlist du cœur est remplacée (ici seulement) par des éléments passifs ; la modélisation de l'environnement du circuit est nettement plus importante que l'utilisation de la netlist pour la simulation de la forme de

l'impulsion injectée.

Grâce au modèle électrique proposé, il est possible de visualiser l'impulsion avec ses deux parties incidente et réfléchie à partir de la sortie du TDR qui est connectée au modèle de l'oscilloscope. La simulation et la comparaison avec la mesure sont réalisées pour l'impulsion injectée sur la piste V_{dd} du cœur NORM (3.14). On peut voir que l'impulsion incidente en simulation (ligne pointillée) se superpose bien avec celle de la mesure (ligne continue). La même chose peut être observée pour l'impulsion réfléchie en simulation et mesure. Le petit écart entre les deux courbes est peut être dû au couplage capacitif entre les rails d'alimentation. La figure 3.15 montre que

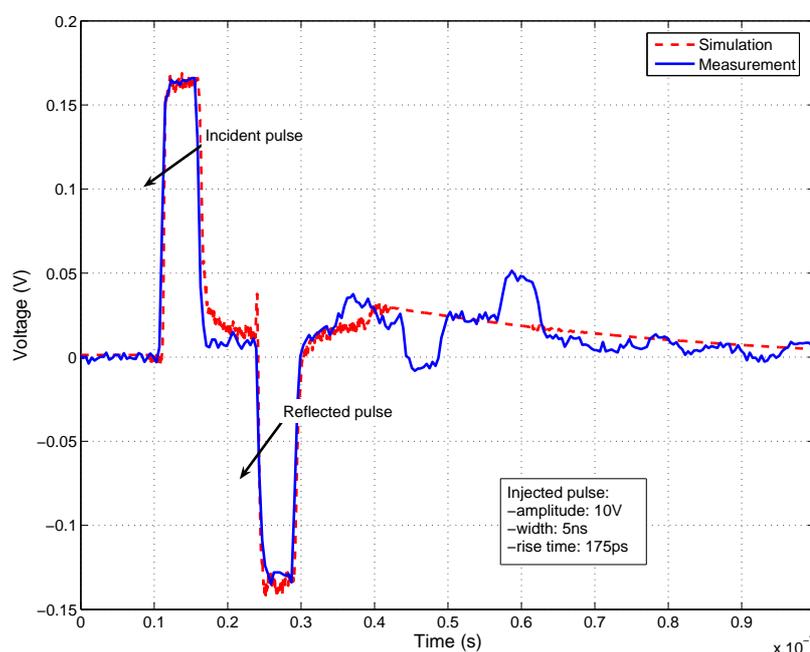


FIG. 3.14 – Comparaison mesure/simulation pour l'impulsion injectée

l'écart entre la mesure et la simulation augmente très légèrement suite à l'augmentation de la tension injectée (1 V à 50 V).

Pour les simulations suivantes, la netlist du cœur (ici NORM) est ajoutée au modèle. La partie (a) de la figure 3.16 montre l'influence en mesure et en simulation de l'impulsion incidente sur le signal de sortie du circuit, ce qui nous donne une idée de son comportement interne. La partie (b) de la figure 3.16 montre l'influence de la partie réfléchie de l'impulsion sur le signal de sortie. On remarque que lorsque l'impulsion atteint une amplitude de 15 V, le courant circulant entre les rails d'alimentation n'augmente plus en simulation ; ce phénomène est peut être dû au modèle de diode ajouté à l'entrée du circuit dans le modèle de simulation (voir la netlist du cœur).

En conclusion, une bonne corrélation entre la mesure et la simulation confirme la validité du modèle d'injection proposé.

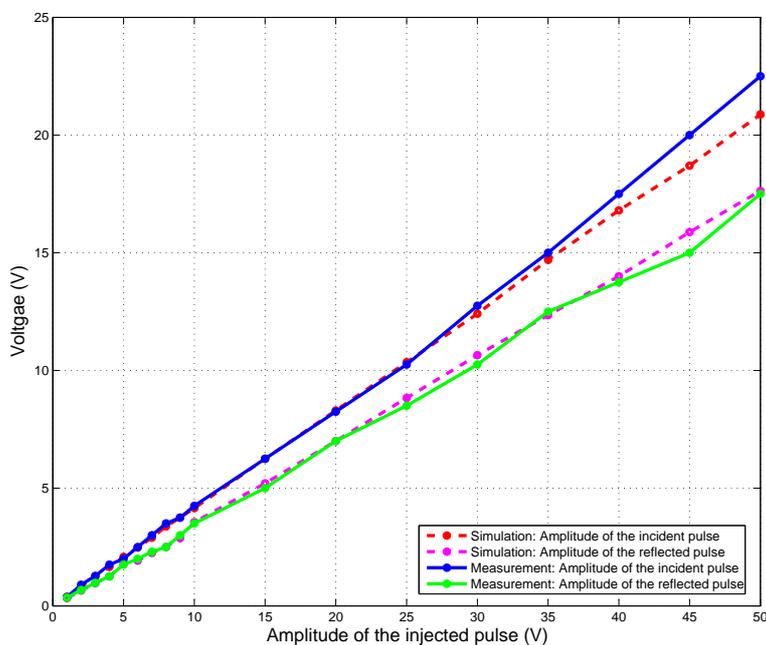


FIG. 3.15 – Comparaison mesure/simulation des amplitudes des impulsions injectée et réfléchie

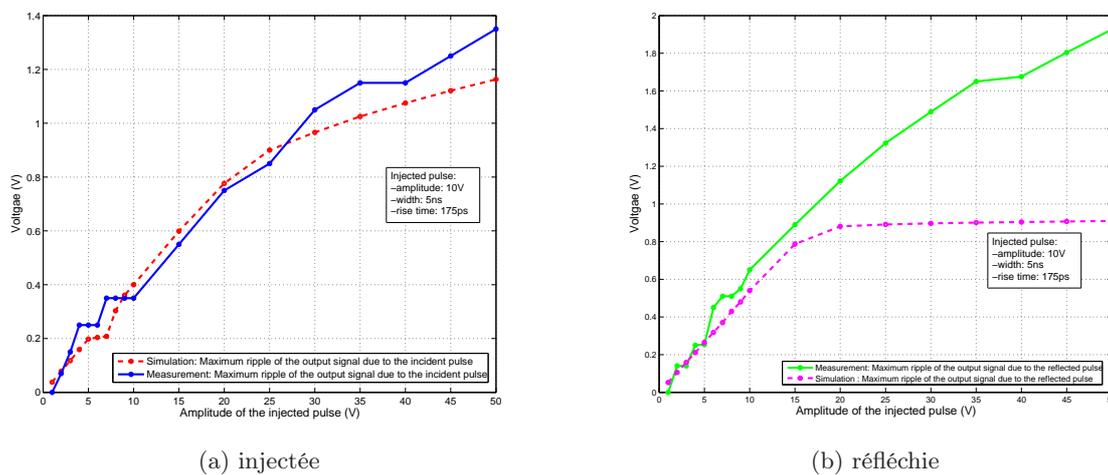


FIG. 3.16 – Comparaison mesure/simulation de l'influence de l'impulsion sur le signal de sortie du cœur NORM

3.5 Résultats de mesure et de simulation pour l'injection dans le rail d'alimentation V_{dd}

3.5.1 Critères de susceptibilité

Un critère de susceptibilité s'avère intéressant s'il ne dépend pas de la nature du circuit intégré. Pour observer le comportement des composants numériques intégrés et leur susceptibilité, le signal de sortie doit être visualisé. Quand l'amplitude (la tension) du signal de sortie sort d'un gabarit fixé à $\pm 20\%$, on considère que le composant ne sera plus capable d'exécuter la fonction logique attendue (figure 2.37). Un autre critère de susceptibilité est considéré : si le signal sort du gabarit temporel fixé à $\pm 10\%$ autour du signal nominal. Un autre critère possible est celui du pourcentage d'erreurs logiques, par exemple visualiser le nombre d'erreurs logiques à la sortie du circuit durant l'injection de 100 impulsions dans le substrat.

3.5.2 Injection d'impulsions de différentes largeurs

Des mesures ont été conduites sur la susceptibilité du circuit CESAME, en commençant par l'injection sur la piste d'alimentation V_{dd} du cœur NORM. L'injection des impulsions s'effectue en faisant varier leur largeur, afin de visualiser l'influence de ce facteur sur la capacité de perturbation de ces impulsions.

Injection d'une impulsion de largeur 5 ns

La partie (a) de la figure 3.17 montre les tensions incidente et réfléchie en fonction de la tension injectée (l'amplitude de l'impulsion injectée par le générateur). Une petite partie de la puissance injectée est dissipée dans le circuit et explique la différence entre les tensions injectée et réfléchie. Cette puissance dissipée provoque des dysfonctionnements internes.

A partir du banc VF-TLP, nous pouvons définir la largeur d'impulsion et son temps de montée. La largeur d'impulsion utilisée pour obtenir ces courbes (partie (a) de la figure 3.17) est de 5 ns avec un temps de montée de 175 ps et une amplitude variant de 1 à 50 V. Sur la même figure, on peut voir aussi les courbes des ondulations du signal de sortie du circuit, qui sont dues aux parties incidente et réfléchie de l'impulsion injectée. D'après les critères de susceptibilité du paragraphe 3.5.1, on observe que le circuit commence à être susceptible pour une impulsion d'amplitude 6 V. On observe aussi que la perturbation sur le signal de sortie vient plutôt de la partie réfléchie de l'impulsion bien que l'injection se fasse sur la piste d'alimentation V_{dd} . Cette perturbation peut être due aussi au couplage interne entre les rails d'alimentation. Pour plus de détails, la partie (a) de la figure 3.18 montre l'influence de l'impulsion injectée sur le fonctionnement interne du cœur NORM.

Injection d'une impulsion de largeur 1.25 ns

La même procédure de mesure a été employée à nouveau (paragraphe 3.5.2), mais cette fois-ci en changeant la largeur de l'impulsion injectée de 5 ns à 1.25 ns. La partie (b) de la figure 3.17 montre le changement de valeur des tensions incidente et réfléchie en fonction de la largeur d'impulsion (1.25 ns). La partie (b) de la figure 3.18 présente l'influence de cette injection sur le

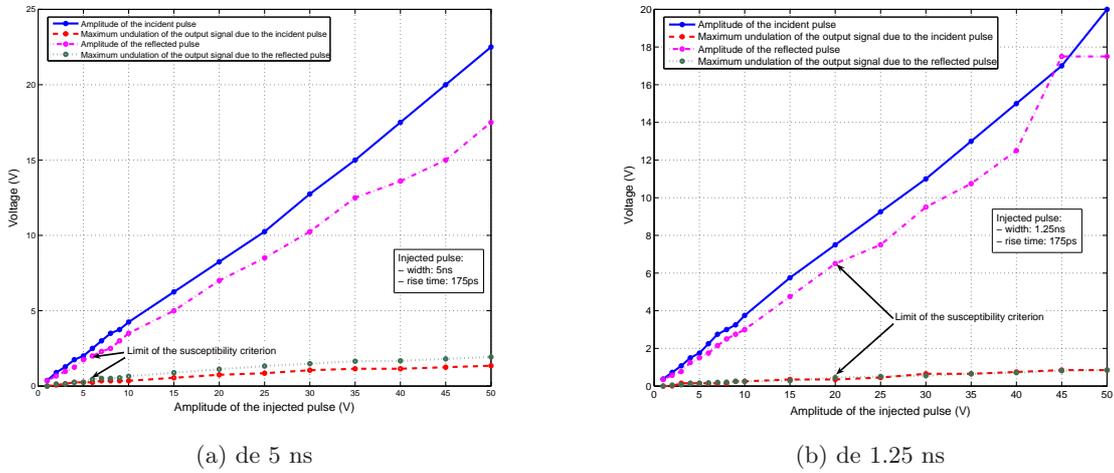


FIG. 3.17 – Comparaison entre la partie incidente et réfléchiée de l’impulsion injectée avec une largeur d’impulsion

signal de sortie. De plus, on peut observer plus de perturbations sur la partie basse du signal de

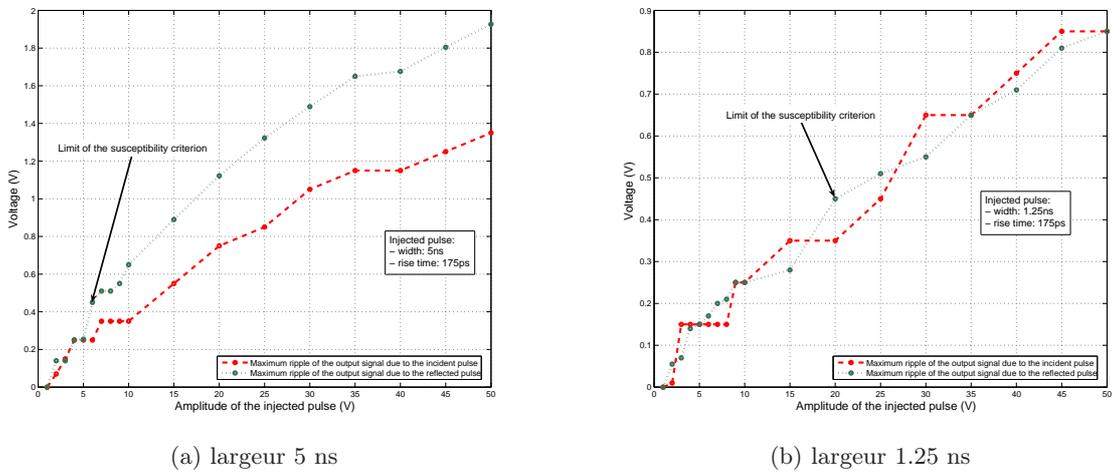


FIG. 3.18 – Perturbations en tension vues sur le signal de sortie en fonction de l’amplitude de l’impulsion injectée

sortie, ce qui est dû à la partie réfléchiée de l’impulsion. Le circuit commence à être susceptible avec une impulsion injectée de 20 V d’amplitude comme le montrent les points sur les deux courbes de susceptibilité de la figure 3.19.

La comparaison entre les courbes de susceptibilité dans la figure 3.19 montre clairement que l’injection de l’impulsion de 5 ns de largeur a beaucoup plus d’influence que celle de 1.25 ns de

largeur sur le comportement interne du circuit. On peut donc supposer que l'énergie injectée dans le circuit est un critère de caractérisation du niveau de perturbation d'une impulsion transitoire.

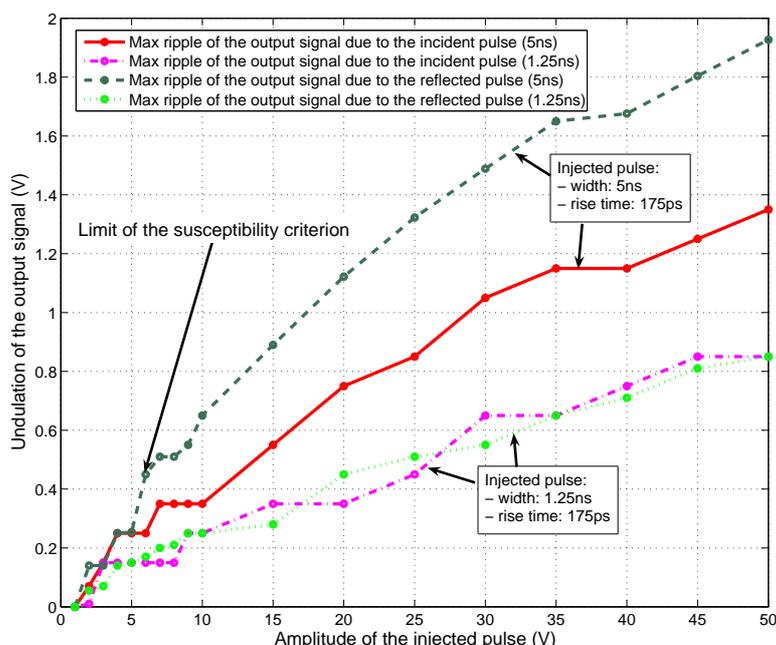


FIG. 3.19 – Comparaison entre les courbes de susceptibilité en injectant deux impulsions de deux largeurs différentes : 1.25 ns et 5 ns

3.6 Mesure de la susceptibilité des cœurs logiques à l'injection dans le rail d'alimentation V_{ss}

Comme il a été expliqué dans le paragraphe 2.2.2, le circuit CESAME est composé de 6 cœurs présentant la même fonctionnalité mais avec différentes architectures d'alimentation. Ce circuit possède un substrat global, mais certains des cœurs possèdent leur propre substrat séparé du substrat global par des couches d'isolation, ou utilisent des techniques de protection comme la capacité de découplage intégrée. Chaque cœur dispose d'une technique de différente utilisée pour diminuer l'émission produite par la commutation des transistors intégrés.

Dans ce paragraphe, nous allons effectuer des mesures et des simulations de la susceptibilité des trois cœurs NORM, ISO et RC contre des agressions transitoires afin de définir laquelle de ces techniques est la plus performante pour protéger un circuit intégré contre ces agressions.

3.6.1 Susceptibilité du cœur NORM

Le cœur NORM a un design logique de base et est bâti dans le substrat global du circuit (figure 2.44). L'injection se fait en liant la capacité d'injection au rail V_{ss} , qui est lui-même relié à ce qui n'est autre que la masse de ce cœur. On commence à injecter des impulsions de largeur 5 ns, en faisant varier l'amplitude de 1 V à 50 V, en regardant l'influence de l'impulsion sur les deux états (haut et bas) du signal de sortie, où l'état haut est perturbé plutôt par la partie incidente d'impulsion et l'état bas par la partie réfléchie de l'impulsion.

La partie (a) de la figure 3.20 montre l'influence de l'impulsion incidente sur le signal de sortie ; on observe qu'avec une impulsion d'amplitude 10 V, le circuit commence à être susceptible. On peut noter aussi à propos de cette injection que la partie incidente a plus d'influence que la partie réfléchie (voir la partie (b) de la figure 3.20), ce qui est la réciproque des résultats que nous avons observé durant l'injection sur la piste V_{dd} du cœur NORM.

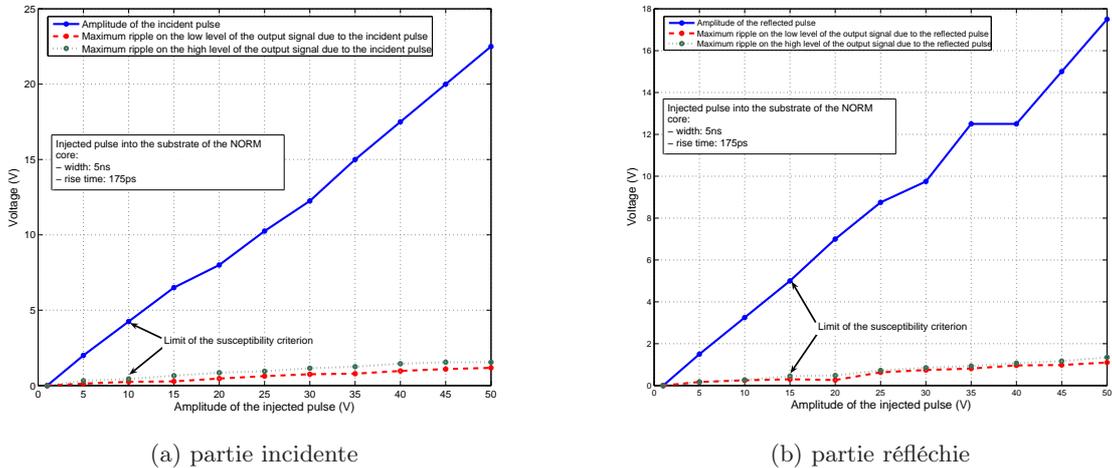


FIG. 3.20 – Comportement du signal de sortie du cœur NORM en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss}

3.6.2 Susceptibilité du cœur ISO

Le cœur ISO a une couche d'isolation N entre son substrat et le substrat global du circuit [2], ce qui permet de mieux séparer les deux couches P et N_{well} pour éviter un fort couplage capacitif entre elles. L'injection de l'impulsion est effectuée dans le substrat global et se propage vers le substrat du cœur ISO (figure 2.45). Aucun bruit ou perturbation n'est observé sur le signal de sortie du cœur ISO tant que l'amplitude de l'impulsion est inférieure à 15 V ; en fait, le cœur ISO est considéré comme susceptible lorsque la tension incidente de l'impulsion passe à 30 V comme la montre la partie (a) de la figure 3.21).

Cette susceptibilité s'explique physiquement quand la diode formée par la couche d'isolation entre les deux substrats local et global rentre en état de conduction. A noter que le cœur ISO est susceptible aussi en fonction de la tension réfléchie, ce qui nous montre l'importance de deux

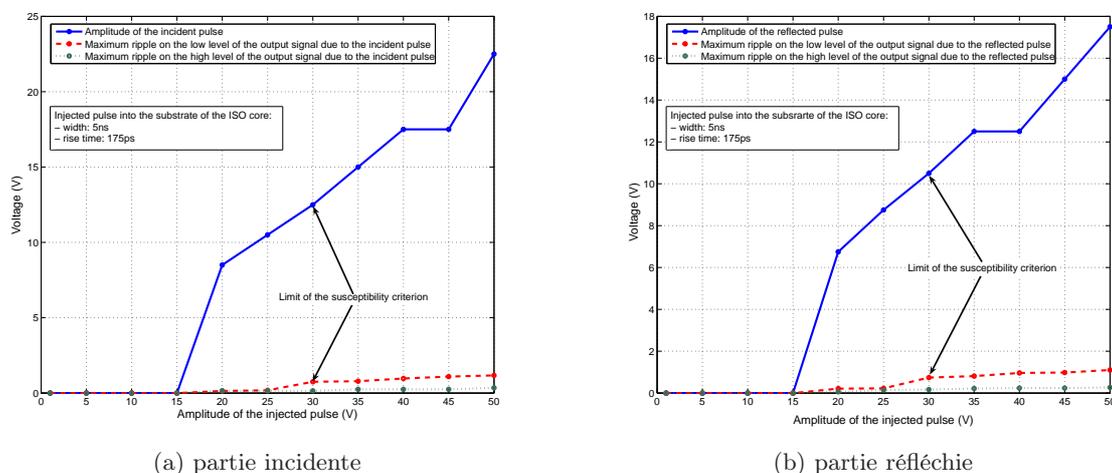


FIG. 3.21 – Comportement du signal de sortie du cœur ISO en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss}

parties de l'impulsion dans la mesure de la susceptibilité des circuits intégrés (partie (b) de la figure 3.21).

3.6.3 Susceptibilité du cœur RC

Après les deux tests effectués sur les cœurs NORM et ISO, nous allons mesurer la susceptibilité du cœur RC qui possède une forte capacité de découplage intégrée, servant en général à atténuer l'impact des pics de courant lors des commutations des transistors (émission).

Comme dans le cas du cœur NORM, l'injection se fait dans le substrat du cœur RC qui est le substrat global du circuit (figure 2.46). En commençant l'injection, on remarque que le cœur RC commence à être susceptible à partir d'une impulsion de 40 V d'amplitude (figure 3.22). D'autres critères de susceptibilité sont proposés pour ce cœur afin de le considérer comme susceptible : on parle ici du pourcentage de fautes logiques durant l'injection de 100 impulsions dans le substrat de ce cœur. La raison de l'utilisation d'un autre critère est qu'aucun bruit n'est observé sur le signal de sortie avant que le cœur déclenche à 40 V. Pour établir une autre comparaison de susceptibilité entre les trois cœurs, les mêmes critères de fautes logiques ont été proposés ; les résultats seront évoqués au paragraphe 3.6.5.

Comparaison entre la susceptibilité des trois cœurs

Dans cette étude de l'injection dans le rail V_{ss} du circuit CESAME, nous avons remarqué que la partie incidente de l'impulsion perturbe plus le fonctionnement du circuit que la partie réfléchie. La raison est que l'amplitude de l'impulsion incidente est supérieure à celle réfléchie. Un exemple est illustré dans la figure 3.14, où on peut observer que pour une impulsion injectée de 10 V d'amplitude et de 5 ns de largeur, l'impulsion incidente est de 0.17 V, tandis que celle réfléchie est de -0.14 V. La figure 3.23 montre une comparaison de la susceptibilité des trois

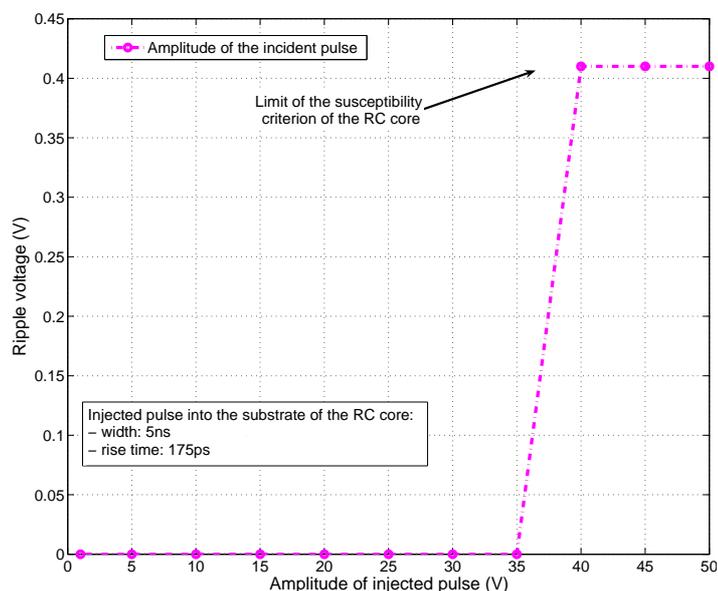


FIG. 3.22 – Comportement du signal de sortie du cœur RC en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss} (partie incidente)

cœurs NORM, ISO et RC. On observe que le cœur NORM est le plus susceptible, suivi par le cœur ISO avec sa couche d'isolation représentée comme une diode entre les deux substrats local et global, et enfin le cœur RC est le moins susceptible grâce à sa capacité de découplage intégrée. Les critères considérés pour la construction de ces courbes ont été expliqués dans le paragraphe 3.5.1.

3.6.4 Exemple de modélisation de l'injection sur le rail d'alimentation V_{ss} du cœur RC

Dans les résultats de l'injection d'impulsions dans le rail d'alimentation V_{ss} , nous avons constaté que le cœur le moins susceptible est le RC ; pourtant, il commence à être susceptible à partir de l'injection d'une impulsion de 40 V d'amplitude. Ces résultats nous ont motivés à modéliser cette injection afin de comparer la courbe de simulation avec celle de la mesure. Pour ce faire, le modèle de substrat du cœur RC qui a été proposé dans le paragraphe 2.7 est ajouté au modèle complet qui contient aussi le modèle du système d'injection de l'impulsion déjà proposé dans le paragraphe 3.4.5. Le modèle complet du système est proposé sur la figure 3.24.

La perturbation sur le signal de sortie du cœur RC en injectant une impulsion de 40 V d'amplitude est illustrée sur la figure 3.25. En simulant le modèle proposé, nous allons pouvoir accéder à une comparaison mesure/simulation de la susceptibilité du cœur RC (figure 3.26). Cette comparaison présente une bonne corrélation entre les deux courbes avec un petit écart au niveau de l'amplitude de l'ondulation sur le signal de sortie quand le cœur commence à être susceptible : 0.41 V en mesure et 0.423 en simulation. Ce petit écart n'influe pas sur l'essentiel du test de susceptibilité

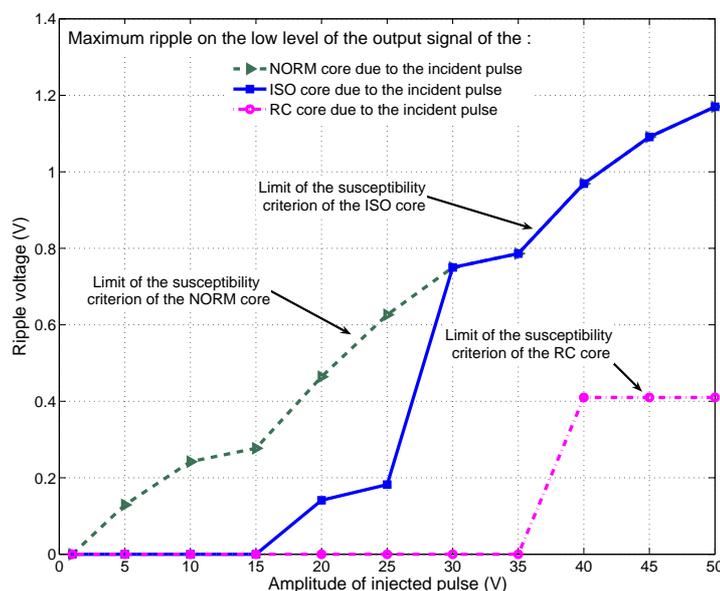


FIG. 3.23 – Comparaison de la susceptibilité des trois cœurs NORM, ISO et RC en injectant l'impulsion dans le rail V_{ss} du circuit

puisque le signal est considéré comme perturbé à partir d'une ondulation de 0.36 V d'amplitude, ce qui est dans notre cas inférieur aux deux valeurs obtenues en mesure et simulation.

3.6.5 Critère des fautes logiques

Une étude statistique a été effectuée sur le comportement interne du circuit sous test, en considérant l'apparition des fautes logiques à la sortie du circuit comme critère de susceptibilité. Dans ce paragraphe, les critères nommés dans le paragraphe 3.5.1 ne sont pas pris en compte. On commence la mesure de la susceptibilité en injectant 100 impulsions d'amplitude 70 V et de largeur 5 ns dans le substrat global du circuit (celui des cœurs NORM et RC) par le rail V_{ss} . Durant l'injection, on visualise la sortie du cœur sélectionné pour le test afin de compter le nombre de fautes logiques observées. Le tableau 3.2 montre les résultats de ces mesures.

	Impulsion injectée		
Cœur	Amplitude	Largeur	Pourcentage de fautes logiques
NORM	70 V	5 ns	9 %
ISO	70 V	5 ns	6 %
RC	70 V	5 ns	5 %

TAB. 3.2 – Fautes logiques produites par chaque cœur

On remarque que le cœur le plus sensible à l'injection est le cœur NORM, avec 9 fautes

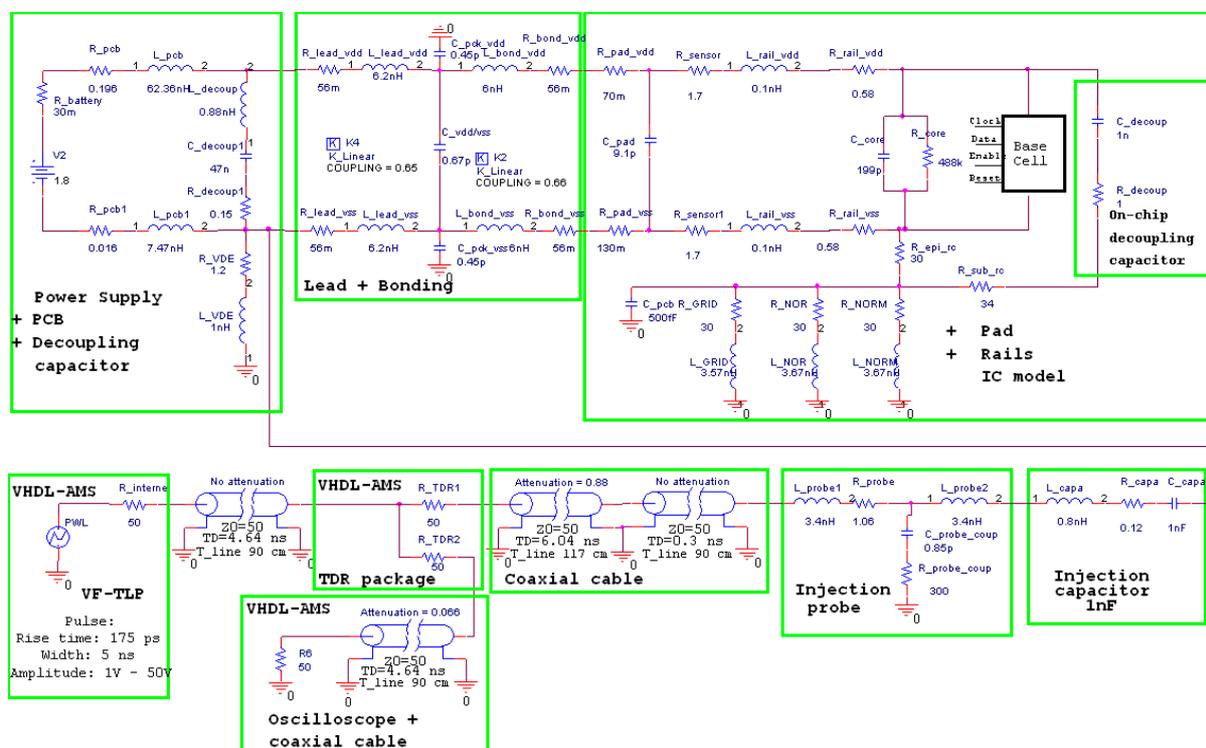


FIG. 3.24 – Modèle de simulation complet pour la prédiction de la susceptibilité du cœur RC à l’injection d’impulsions dans le rail V_{ss}

logiques sur 100 impulsions injectées, donc 9 %. Ensuite, le cœur ISO est moins susceptible avec 6 % de fautes logiques. Enfin, le cœur le moins susceptible est le RC avec 5 % de fautes logiques. Cette étude valide le classement de susceptibilité des trois cœurs déjà vu dans le paragraphe 3.6.3.

Comparaison entre l’utilisation des deux méthodes : DPI et VF-TLP

Suite à notre étude effectuée dans le chapitre 2 sur la susceptibilité en injectant de la puissance par la méthode DPI dans le rail V_{ss} pour les 3 cœurs (NORM, ISO et RC) [4] [2], une comparaison peut être mise en place sur le classement des cœurs au niveau susceptibilité afin de montrer que les deux méthodes d’injection en mode conduit (DPI et VF-TLP) donnent le même classement concernant les trois cœurs. La figure 2.47 montre les courbes de la susceptibilité des trois cœurs en utilisant la méthode DPI.

Finalement, les deux méthodes DPI et VF-TLP avec leurs trois résultats, y compris le test des fautes logiques, montrent que le cœur le plus susceptible est le NORM, suivi par le cœur ISO avec sa couche d’isolation et enfin le cœur le moins susceptible est le RC avec sa capacité de découplage intégrée.

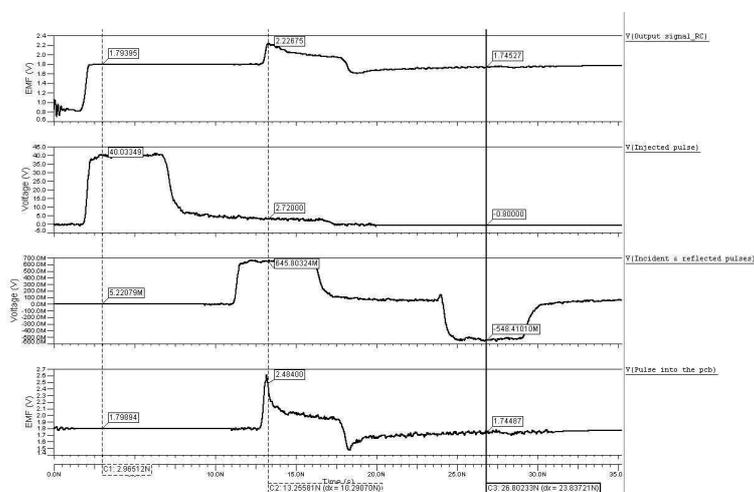


FIG. 3.25 – Simulation des impulsions (injectée, incidente et réfléchie) et perturbation produite sur le signal de sortie du cœur RC

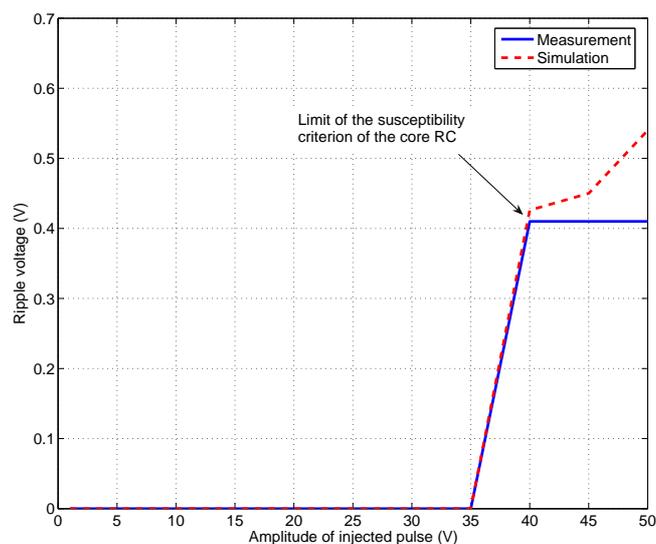


FIG. 3.26 – Comparaison mesure/simulation de l'injection d'impulsions pour le cœur RC

3.7 Conclusion

La modélisation du banc d'injection VF-TLP, du circuit et son environnement nous a permis de mettre en place un modèle électrique complet pour la prédiction de la susceptibilité des cir-

cuits intégrés vis-à-vis des agressions transitoires. Différentes impulsions ont été injectées sur les rails d'alimentation V_{dd} et V_{ss} , en faisant varier à chaque fois les paramètres de l'impulsion injectée (amplitude et largeur). Dans le modèle proposé, chaque partie du système a été modélisée séparément (générateur d'impulsions, boîtier TDR, câbles, circuit imprimé et circuit intégré). Ces modèles ont été représentés par des éléments passifs ou par des fichiers VHDL-AMS selon la fonctionnalité de chaque élément. Concernant la simulation, elle a été effectuée dans un premier temps sur le modèle du système d'injection afin de comparer les impulsions mesurées et simulées. Cette comparaison a montré une bonne corrélation entre les deux et nous a permis de valider la première partie du modèle proposé (modèle d'agression). Ensuite, le reste de modèle a été ajouté afin de compléter la simulation mais cette fois-ci en considérant que le circuit est susceptible si l'ondulation sur son signal de sortie dépasse le 0.36 V.

En parallèle avec la simulation, des mesures d'injection des impulsions ont été effectuées :

- dans le rail d'alimentation V_{dd} du cœur NORM
- dans le rail d'alimentation V_{ss} des cœurs NORM, ISO et RC

Les premiers résultats ont montré que plus l'impulsion est large, plus le composant est susceptible. Ils ont prouvé également que l'effet de l'impulsion injectée est plus important avec la partie réfléchie pour l'injection dans le rail V_{dd} et la partie incidente pour l'injection dans le rail V_{ss} . Ce test a été effectué avec des impulsions de deux largeurs : 1,25 ns et 5 ns. Ensuite, la comparaison entre les courbes de mesure et de simulation de l'injection de l'impulsion dans le rail V_{dd} du cœur NORM a montré une bonne corrélation, ce qui confirme la validité du modèle de prédiction proposé. Les mesures de la susceptibilité en injectant des impulsions dans les substrats des trois cœurs à travers le rail V_{ss} ont donné le même classement des cœurs que celui obtenu en utilisant l'autre méthode d'injection en mode conduit (DPI). Ainsi, le cœur NORM est le plus susceptible (sans aucune technique de protection), suivi par le cœur ISO avec sa couche d'isolation jusqu'à une amplitude injectée de 15 V, et finalement le cœur RC est le moins susceptible avec sa capacité de découplage intégrée efficace jusqu'à une amplitude de l'impulsion injectée de 30 V. Ces résultats confirment que la meilleure technique de protection dans l'ensemble face aux agressions en mode conduit est celle de la capacité de découplage intégrée. Le modèle de substrat du cœur RC représenté dans le chapitre précédent (DPI) a été ajouté au modèle complet afin d'effectuer des simulations de susceptibilité mais cette fois-ci en injectant des impulsions. La comparaison mesure/simulation des courbes est très satisfaisante puisque le cœur RC a commencé à être susceptible à partir d'une impulsion de 40 V d'amplitude, à la fois en mesure et simulation. D'autres mesures seront effectuées dans le chapitre suivant sur la susceptibilité de ce circuit, mais cette fois-ci en mode rayonné.

Chapitre 4

Susceptibilité des circuits intégrés aux agressions rayonnées en champ proche

4.1 Principe de l'injection en champ proche

De nos jours, les circuits intégrés sont de plus en plus victimes des perturbations électromagnétiques à la suite de couplage entre des générateurs d'agression (antennes, radars, systèmes de télécommunications sans fils) et les pistes d'alimentation et de transmission par exemple les câbles d'un avion ou d'une télévision...etc.

Des problèmes de couplage pourront apparaître également entre plusieurs circuits intégrés, sur le même circuit imprimé, dans un système électronique (un ordinateur par exemple), où ils sont localisés et fixés soit l'un à côté de l'autre, soit en opposition, ce qui induit un couplage électromagnétique. Pour pallier à ce problème, il faudrait créer une procédure de mesure qui serait adaptée aux paramètres du système dans l'état réel. L'idée principale pour lancer ce type de mesure est de faire bouger une sonde en la considérant comme un circuit actif à forte émission au dessus ou à côté d'un circuit sous test considéré comme une victime. Ce mouvement de balayage nous permet d'identifier tous les points sensibles dans le circuit sous test et en outre, de détecter les points de couplage induits par les structures d'interconnexions dans les circuits intégrés [72], [110], [57], [23], [59], [79]. La sonde peut ainsi jouer deux rôles :

- Mesurer l'émission produite par le circuit sous test
- Injecter de la puissance afin de perturber le fonctionnement et de mesurer la susceptibilité des circuits intégrés sous test.

Dans d'autres études, le banc d'injection en champ proche est utilisé pour des mesures non-destructives dont le but est de détecter les défaillances inter-métaux en injectant un signal continu et en recevant sa partie réfléchi à l'aide d'un analyseur de réseau [82]. Cette méthode est également utilisée pour la détection de métaux, particulièrement les mines [55], [36]. Ensuite, la méthode de scan champ proche n'est pas utilisée seulement pour caractériser les amplitudes des champs électriques et magnétiques émis par les circuits intégrés [87], [88] mais également pour mesurer les champs électromagnétiques émis par les composants électroniques [14]. Dans cette étude nous appliquerons la méthode réciproque, tel que le circuit sera agressé à travers des sondes d'injections qui ont été utilisées précédemment pour des scans d'émission. L'essentiel de l'utili-

sation de cette méthode d'injection est la création d'un champ électromagnétique entre la source de perturbation (la tête de la sonde : brin ou boucle) et le circuit sous test (victime). Ce champ va alors se transformer en courant et se dissiper dans le système d'alimentation du circuit intégré et dans les pistes montées sur le circuit imprimé. Le circuit imprimé et les pistes sont considérés comme l'environnement du circuit et le courant est considéré comme la source d'agression et l'origine des dysfonctionnements internes de systèmes électroniques. Nous nous focalisons sur les comportements internes des circuits : Quelques mV sont largement suffisants pour déclencher un transistor CMOS. Tandis que cette tension est celle qui se dissipe dans le circuit, il nous reste à estimer la tension qu'il faut injecter par la sonde afin d'obtenir des résultats semblables. Le signal d'agression généré par le générateur *RF* dispose d'une faible puissance, ce qui n'est pas suffisante pour créer une défaillance dans les fonctionnements internes d'un circuit sous test. Un amplificateur de puissance sera indispensable pour accroître ce signal afin qu'il soit délivré dans la sonde d'injection. La sonde est localisée à une hauteur définie du circuit victime. Elle joue le rôle d'une antenne d'agression pour injecter les perturbations dans le circuit. Nous avons à la suite traité le sujet de méthode de mesure en champ proche qui exige l'existence et l'installation des dispositifs de mesure, la question qui se posera alors, est-t-il possible de modéliser cette méthode [100], [62], [111], [58] afin de pouvoir l'utiliser dans la prédiction de la susceptibilité des circuits intégrés ?

4.1.1 Équipements

L'extraction d'un modèle demandé se fait en étapes. Chaque instrument inclut dans le banc de mesure a été étudié et modélisé séparément. Sur la figure 4.1, nous pouvons distinguer les différents dispositifs de mesure nécessaires pour mesurer la susceptibilité des CIs en champ proche :

- Générateur de signaux de haute fréquence " Radio Frequency generator " (de 100 MHz à 5 GHz)
- Amplificateur de puissance M2S (Numéro 2 sur la figure 4.1). Il est constitué de trois amplificateurs classe A permettant de couvrir une bande de fréquence allant de 1 MHz à 2 GHz comme montre le tableau 4.1 [65]. Le gain minimum disponible est de 40 dB sur toute la plage de fréquences, et la puissance maximum en sortie est de 10W.
- Coupleur directif qui sert à mesurer les deux puissances : injectée et réfléchi. Les valeurs de ces deux puissances s'affichent sur un watt-mètre de deux voix qui sont liées au coupleur directif par des sondes thermiques
- Sonde magnétique qui forme un champ magnétique et qui provoque ensuite un couplage inductif avec le circuit victime.
- Deux générateurs de tension constante DC dont le but est d'alimenter le circuit (voir paragraphe 2.2)
- Deux générateurs sinusoïdaux pour faire fonctionner le circuit. Ils fournissent le circuit pour les deux fréquences :
 - Fréquence d'horloge : qui peut être entre 1 MHz et 100 MHz (10 MHz dans notre cas)
 - Fréquence de données : qui doit être inférieure ou égale à la fréquence d'horloge.

Ensuite, il est important que tous les équipements du système d'injection soient liés à la même masse

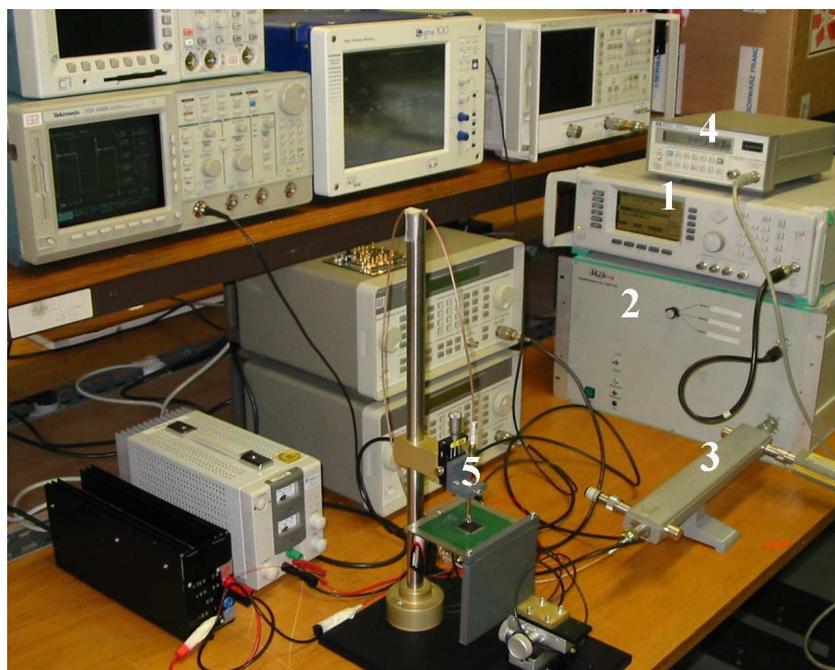


FIG. 4.1 – Banc d'injection en champ proche

Amplificateur 1	1 MHz - 200 MHz
Amplificateur 2	200 MHz - 1 GHz
Amplificateur 3	800 MHz - 2 GHz

TAB. 4.1 – Bandes de fréquences couvertes par chacun des amplificateurs de puissance

Par rapport aux autres techniques d'agressions, on balade la sonde d'injection au dessus du circuit victime afin de détecter les zones sensibles dans ce circuit. Pour chacune de ces zones, nous cherchons la distance nécessaire entre la boucle d'injection (la tête de la sonde) et le circuit victime pour provoquer une défaillance de fonctionnement. Une fois que la distance est définie, on fait un balayage en fréquence et en puissance d'injection afin de voir à quelle fréquence et sous quelle puissance le circuit est susceptible.

4.1.2 Installation du banc

Comme pour la méthode d'injection DPI [4], la mesure de la susceptibilité des circuits en champ proche est effectuée en étapes : la première est de fixer une fréquence d'injection qui peut être entre 10 MHz et 1 GHz en respectant une décade de 10 MHz. Une fois que la fréquence d'injection est fixée, la deuxième étape démarre et consiste à injecter la puissance (de 0 dBm à 40 dBm) et à visualiser simultanément le comportement interne du circuit. Cette manipulation se fait grâce à l'aide d'un oscilloscope qui affiche le signal de sortie du circuit et annonce les

changements dans ce signal afin d'atteindre les critères de la susceptibilité demandés (voir le paragraphe 4.3.1).

En accédant à la procédure d'injection, un signal sinusoïdal continu est généré par un générateur RF et accru par un amplificateur de puissance afin d'être délivré dans une sonde magnétique (Numéro 5 sur la figure 4.1) à travers un coupleur directif (Numéro 3 sur la figure 4.1) qui sert à séparer les puissances incidentes et réfléchies. Les valeurs de ces puissances sont affichées sur un watt-mètre de deux voies (Numéro 4 sur la figure 4.1). La figure d'injection 4.2 présente la structure de l'injection en champ proche et les dispositifs cités précédemment.

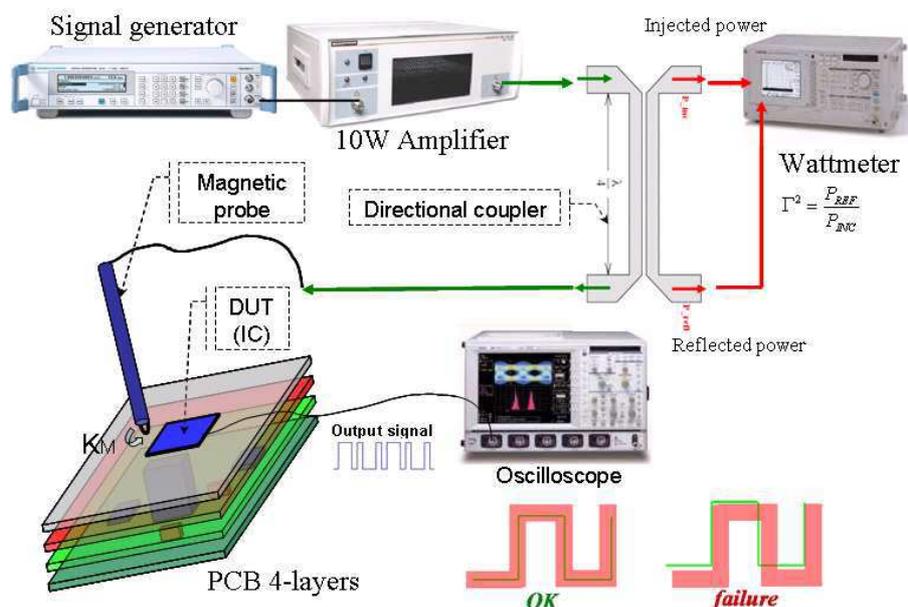


FIG. 4.2 – Structure d'injection en champ proche

4.1.3 Procédure de mesure

Nous pouvons mesurer les différentes composantes du champ électromagnétique en utilisant un dipôle et une boucle élémentaire. Le dipôle sert à créer un champ électrique, tandis que la boucle élémentaire permet de créer un champ magnétique entre la sonde d'injection et le circuit sous test. Ces deux éléments sont de dimensions relativement petites par rapport à la longueur d'onde λ [13]. Dans la partie suivante, l'injection de la puissance a été réalisée et modélisée en utilisant une sonde magnétique [3].

4.2 Modélisation de l'injection en champ proche

Suite à l'importance portée à la résolution des problèmes de susceptibilité des circuits intégrés provoqués par des systèmes d'agressions internes ou externes, il est indispensable d'établir

une connaissance précise de la puissance injectée réellement dans le circuit (puissance incidente). Cette connaissance va nous permettre également de créer un modèle de prédiction de susceptibilité des circuits intégrés à partir de la méthode d'injection en champ proche. Chaque dispositif de l'installation (sonde magnétique, coupleur directif, câbles, circuit imprimé et circuit sous-test) doit être modélisé et remplacé par une valeur équivalente en éléments passifs. Ces derniers seront ajoutés au modèle final afin d'avoir un modèle électrique complet du système d'injection.

4.2.1 Modélisation de la sonde magnétique

La sonde magnétique utilisée dans cette méthode d'injection est un câble coaxial fabriqué essentiellement de cuivre. Leurs paramètres magnétiques sont les H_x , H_y et H_z sur les axes x , y et z [31]. Le modèle de la sonde est inductif, avec une faible résistance ajoutée. On la modélise à partir de l'approximation du dipôle magnétique traversé par un courant comme le montre la figure 4.3 [18]. Cette sonde est installée à 1 mm au dessus de la piste d'alimentation V_{dd} . La

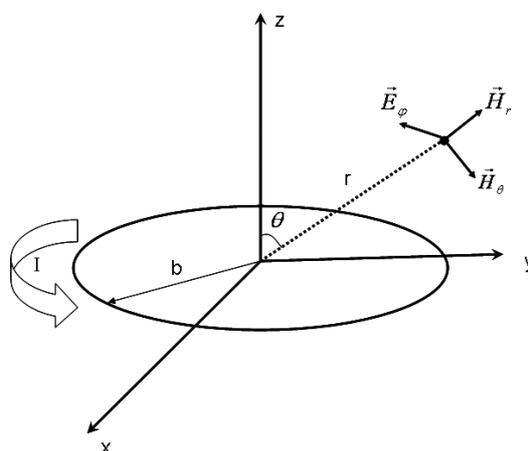


FIG. 4.3 – Dipôle magnétique

sonde, les câbles et le coupleur directif sont modélisés et remplacés par une ligne de transmission sous spice. Cette ligne est adaptée à 50Ω et a un temps de délai de 10385 ns comme le montre la figure 4.4.

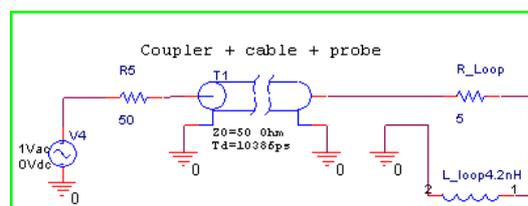


FIG. 4.4 – Modèle de la sonde magnétique

4.2.2 Modélisation du couplage

Connaissant le courant qui traverse la boucle, des formules simples (eq.4.1, eq.4.2, eq.4.3 et eq.4.4) nous permettent de calculer le champ émis par la sonde (dipôle magnétique) [75], [76] et [46].

$$H_r = j \frac{2\omega\mu\beta_0^2}{4\pi\eta_0} \cdot I\pi b^2 \cdot \cos(\theta) \cdot \left(\frac{1}{\beta_0 r} - j \frac{1}{\beta_0^3 r^3} \right) \cdot e^{-j\beta_0 r} \quad (4.1)$$

$$H_\theta = j \frac{\omega\mu\beta_0^2}{4\pi\eta_0} \cdot I\pi b^2 \cdot \sin(\theta) \cdot \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} - \frac{1}{\beta_0^3 r^3} \right) \cdot e^{-j\beta_0 r} \quad (4.2)$$

$$E_\phi = -j \frac{\omega\mu\beta_0^2}{4\pi} \cdot I\pi b^2 \cdot \sin(\theta) \cdot \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} \right) \cdot e^{-j\beta_0 r} \quad (4.3)$$

$$H_\phi = E_r = E_\theta \quad (4.4)$$

Il est possible de calculer ce courant en connaissant le modèle électrique de la sonde comme expliqué dans le paragraphe 4.2.1. Ensuite, un couplage inductif apparaît durant l'injection entre la sonde magnétique et le point agressé dans le circuit sous test. Ce couplage est présenté théoriquement par une inductance mutuelle et par un coefficient de mutuel inductif K_M dans le modèle Spice du modèle électrique proposé. La figure 4.5 montre ce couplage inductif. L'inductance

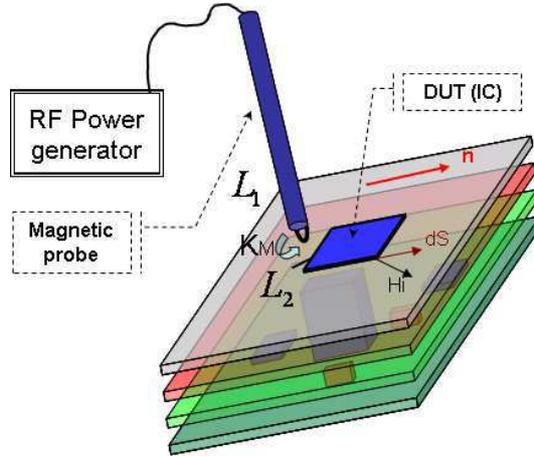


FIG. 4.5 – Couplage inductif entre la sonde magnétique et le circuit sous test

mutuelle est donnée par l'équation 4.5 :

$$K_M = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (4.5)$$

Le mutuel inductif M_{12} est donné par l'équation 4.6 :

$$M_{12} = \frac{\phi_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{\mu \cdot \int_S \vec{H}_i \cdot d\vec{S}}{I_1} \quad (4.6)$$

La valeur de ce couplage et les coefficients de mutuelle inductive entre l'élément inductance de la boucle et celui de la piste ont été calculés à l'aide d'un logiciel développé par le LESIA-Toulouse [38] (paragraphe 4.2.2) et qui intègre les trois équations 4.1, 4.2 et 4.3.

IC-EMC

IC-EMC [19], est un logiciel d'aide à la prédiction des comportements des circuits intégrés en émission parasite et en susceptibilité face aux agressions pour des fréquences de 1MHz à 5GHz. L'outil comprend un pré-processeur IBIS et ICEM, un cœur de simulation analogique et une interface de mise en forme dédiée permettant la comparaison aisée entre mesures et simulations (voir la figure 4.6).

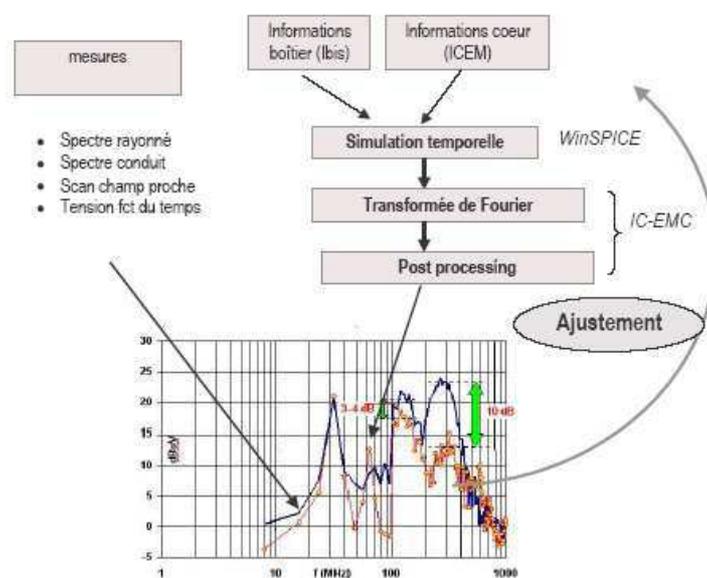


FIG. 4.6 – Méthodologie implémentée dans IC-EMC pour comparer mesures et simulation [19]

4.2.3 Modélisation des pertes en puissance

En évaluant la puissance injectée en champ proche, nous observons en réalité qu'une petite partie de la puissance injectée va rentrer dans le circuit sous-test. Le reste de puissance est dissipé dans le circuit imprimé ou va être perdu dans des autres composants inclus dans le système d'injection. La valeur des pertes en puissance s'évalue en fonction de la fréquence d'injection (de 10 MHz à 1 GHz). Ces pertes sont dues à des multiples phénomènes : type des câbles, coupleur directif, pertes rayonnées et effet de peau de la sonde magnétique. Nous constatons également que la majorité des pertes vient des câbles. Dans ce cas, et pour les modéliser, nous récupérons un modèle d'une résistance nommée R_{loop} variant en fonction de la fréquence d'injection (figure

4.7). R_{loop} tient compte de toutes les différentes pertes que nous avons précisées ci-dessus. Sa

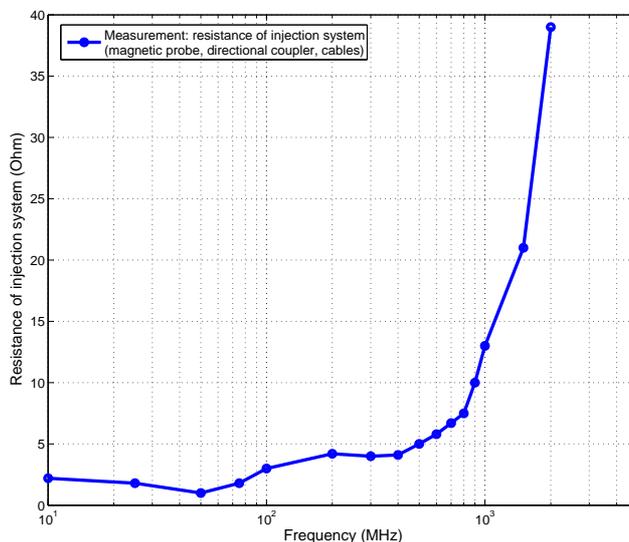


FIG. 4.7 – R_{loop} en fonction de la fréquence d'injection

leur est déduite par des mesures effectuées afin qu'elle soit ajoutée dans le modèle électrique complet simulé sous Eldo. Pour vérifier la validité du modèle proposé, l'impédance de la sonde magnétique a été mesurée et simulée. La figure 4.8 montre une comparaison mesure/simulation de cette impédance interne. La mesure a été effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA), et la simulation à partir du modèle proposé de la sonde (voir la figure 4.4). Enfin, il est

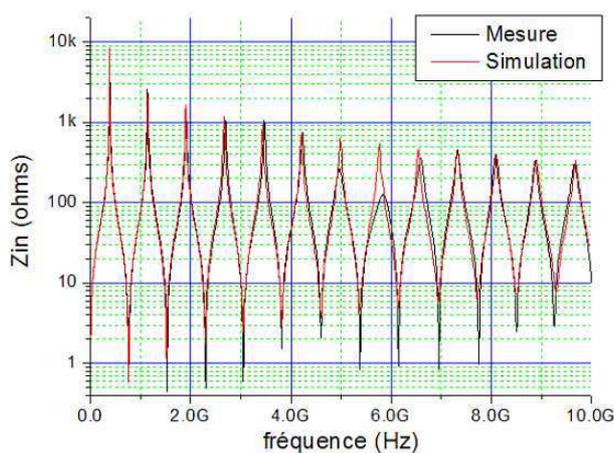


FIG. 4.8 – Comparaison mesure/simulation de l'impédance de la sonde d'injection

important de noter que la valeur de R_{loop} représente juste la partie réelle de l'impédance de la sonde.

4.2.4 Modèle électrique complet

La figure 4.9 illustre le modèle électrique complet du système d'injection en champ proche incluant le modèle du circuit et son PCB et la netlist du cœur logique sous test dont les paramètres des transistors sont implémentés. Ce modèle représente l'assemblage de tous les modèles que nous

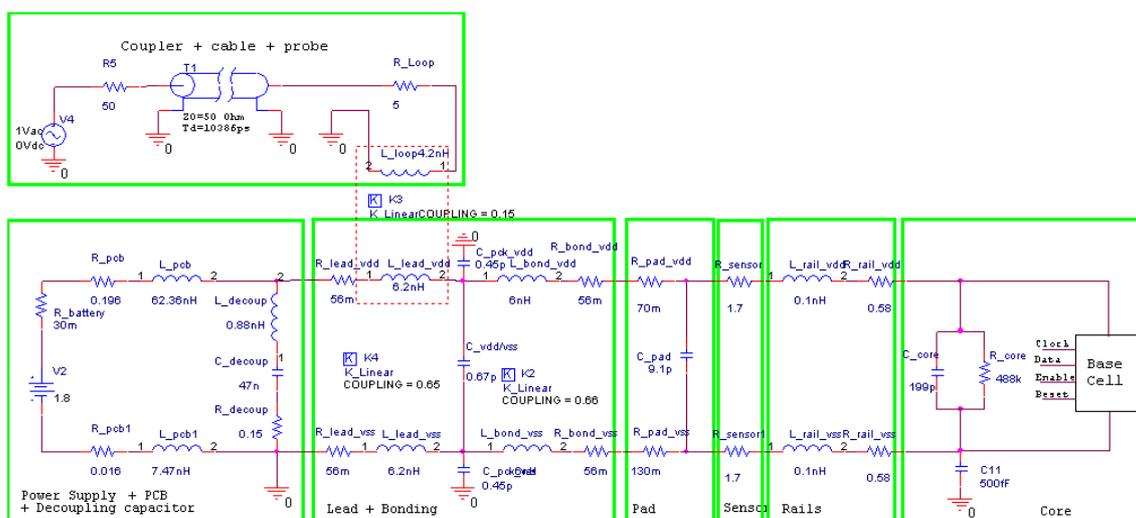


FIG. 4.9 – Modèle électrique complet du banc champ proche

avons établi dans les parties précédentes. Le modèle du circuit sous test et son environnement ajouté est le même utilisé pour la simulation de la méthode d'injection DPI. Une simulation de l'impédance du système sous test est illustrée dans la figure 4.10 et nous permet d'étudier la relation entre les fréquences de résonance et d'antirésonance et les fréquences de susceptibilité du circuit sous test.

4.3 Techniques de la simulation d'immunité

4.3.1 Définition des critères d'immunité

La définition des critères d'immunité des circuits intégrés reste un sujet d'étude puisqu'il existe un très grand nombre de circuits intégrés qui disposent de différentes architectures et fonctionnalités. Dans ce chapitre on va prendre deux critères non exhaustifs, basées sur la génération de défaillances physiques au niveau du circuit intégré sous test. En injectant de la puissance sur le système d'alimentation, le critère qu'on utilise est basé sur le comportement interne du circuit (signal de sortie).

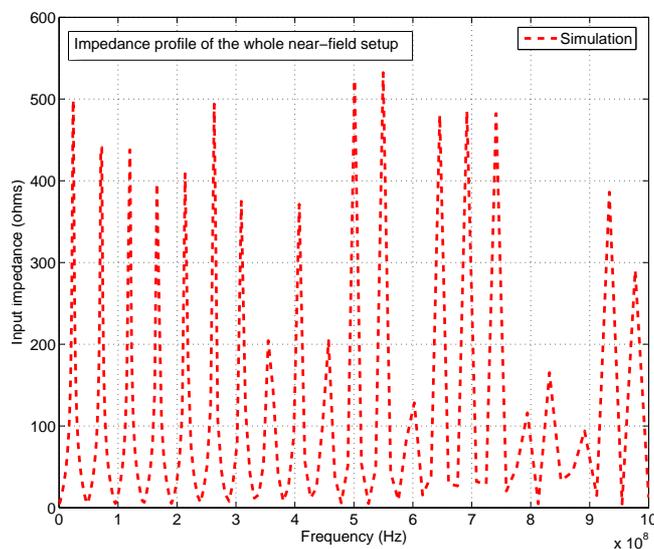


FIG. 4.10 – Courbe d'impédance du système d'injection en champ proche

4.3.2 Algorithme de simulation

L'algorithme de simulation en champ proche est basé sur la même procédure que nous avons adoptée pour la mesure. Le diagramme illustré dans la figure 4.11 détaille cet algorithme. Pour chaque fréquence d'injection (de 10 MHz à 1 GHz- plage de fréquence proposée par la norme IEC61967-3 [100]) une simulation dans le domaine temporel se formalise. Durant cette simulation, la puissance d'injection augmente constamment, jusqu'à :

- atteindre un des critères proposés
- que la puissance atteint le niveau maximal d'injection (40 dBm)

Après avoir atteint l'un de ces critères, la valeur de la puissance injectée sera enregistrée pour chaque fréquence d'injection afin de créer une base de données suffisante pour tracer les courbes de susceptibilité du circuit sous test. Chaque courbe représente la puissance injectée en fonction de la fréquence d'injection. Comme pour la méthode d'injection DPI, dans le modèle proposé, une seule cellule de base a été utilisée pour la simulation. La netlist au niveau transistor de cette cellule a été ajoutée au modèle électrique complet. Dans ce modèle, les transistors ajoutés sont très proches de la réalité, mais ils ne sont pas les mêmes que ceux qui se trouvent dans le circuit d'origine pour des raisons confidentielles liées au concepteur (STMicroelectronics®). En revenant à la modélisation du système d'injection, le générateur sinusoïdal utilisé dans le banc de mesure est modélisé par un générateur sinusoïdal de tension. Ce dernier fonctionne à la base de l'équation 4.7 où la tension incidente est calculée en fonction des valeurs de courant et de tension injectés et d'impédance caractéristique du système. Ensuite, l'amplitude du signal sinusoïdal est multipliée par une rampe plus lente (1 μ s du temps de montée). Le produit de cette multiplication est un signal sinusoïdal d'une amplitude qui augmente avec le temps d'injection de 0 à 22.36 V

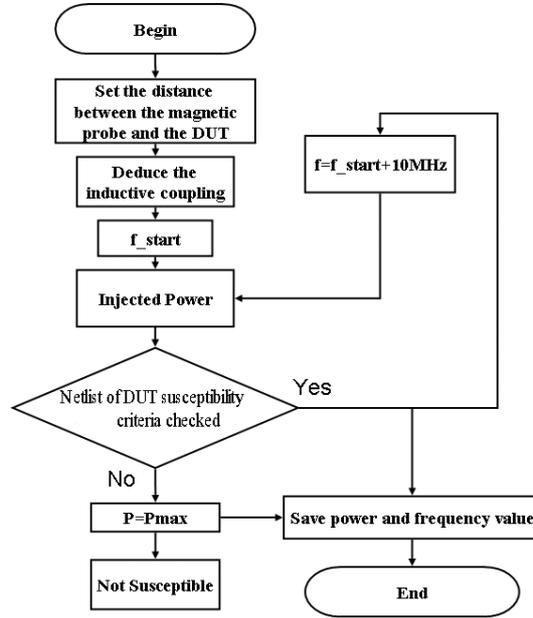


FIG. 4.11 – Algorithme de simulation en champ proche

(correspond à 40 dBm dans un système d'injection adapté à 50 Ω).

$$V_{inc} = \frac{V_{in} + I_{in} \cdot Z_c}{2} \quad (4.7)$$

La puissance incidente est calculée également à partir de la tension incidente (4.8).

$$P_{inc} = \frac{V_{inc}^2}{50} \quad (4.8)$$

où Z_c représente l'impédance caractéristique, V_{in} et I_{in} représentent la tension et le courant calculés à la broche de résistance R_5 de 50 Ω (figure 4.9).

4.4 Résultats des mesures et simulations

Dans un premier temps, une simulation temporelle du modèle complet est faite en injectant la quantité de puissance nécessaire pour provoquer une défaillance à chaque fréquence d'injection (par pas de 10 MHz). La valeur de la résistance R_{loop} qui représente les pertes en puissance varie également en fonction de cette fréquence (paragraphe 4.2.3). La figure 4.12 illustre les courbes de susceptibilité mesurée et simulée du circuit sous test CESAME, où la ligne pointillée représente la puissance incidente tandis que la ligne continue représente celle mesurée. De ces courbes, on déduit que :

- le système sous test n'est pas susceptible pour des fréquences d'injections de moins de 200 MHz,

– au-delà de cette fréquence, les points les plus susceptibles sont liés aux fréquences de résonance et d'antirésonance du profil d'impédance du circuit sous test et son environnement. La figure 4.12 représente une comparaison mesure/simulation de la susceptibilité des circuits intégrés en utilisant la méthode d'injection en champ proche. Cette comparaison montre une

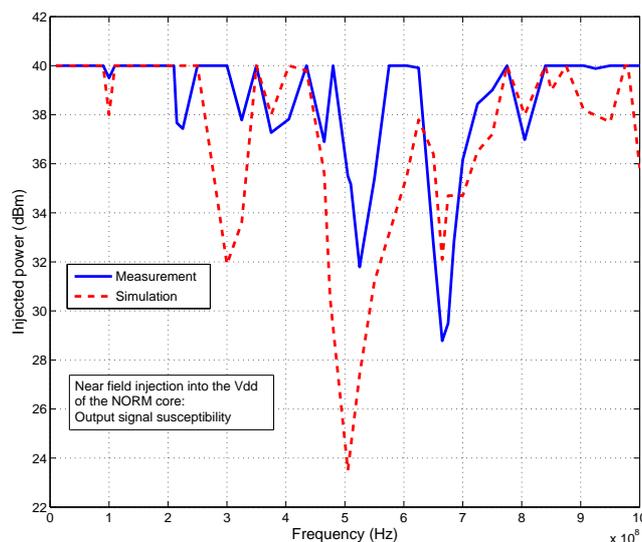


FIG. 4.12 – Simulation (ligne pointillées) et mesure (ligne continue) d'immunité en champ proche

corrélation entre les deux courbes avec un écart dans les valeurs des puissances injectées. Cet écart peut être dû à la différence d'amplitude dans les profils d'impédance du système mesuré et simulé. Un bon exemple de cet écart est montré sur la figure 4.4 qui représente le profil d'impédance mesuré et simulé de la sonde d'injection. Nous avons également observé une forte relation entre le profil d'impédance du système sous test (figure 4.10) et la courbe de susceptibilité du circuit sous test (figure 4.12). Cette comparaison confirme la validité du modèle de prédiction proposé. Il est important que les mêmes notions de susceptibilité soient approximativement observées en mesure et en simulation.

4.5 Susceptibilité de puce dans un boîtier sans couvercle

Dans ce paragraphe, une étude a été effectuée sur la susceptibilité d'un circuit multi-cœur dans un boîtier sans couvercle. Le but est d'étudier l'efficacité des différentes techniques de protection intégrées dans chaque cœur sans avoir à perturber les pads ou la carte imprimée. La sonde est centralisée au milieu de chaque cœur sélectionné durant l'agression. Ensuite, une conclusion peut être tirée concernant la partie la plus susceptible dans un circuit (la puce même, les bondings ou les pads). Dans ce but, les six composantes électriques (E_x , E_y et E_z) et magnétiques (H_x ,

H_y et H_z) ont été étudiées cas par cas (figure 4.13). Comme déjà cité auparavant, le circuit est

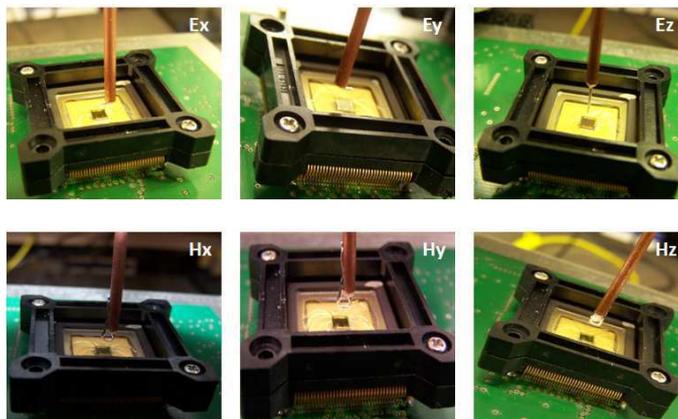


FIG. 4.13 – Composants électriques et magnétiques

composé de six cœurs. Dans cette étude cinq cœurs ont été sélectionnés pour cette étude dont trois cœurs qui ont déjà été présentés dans le deuxième chapitre (NORM, RC et ISO). Les deux nouveaux cœurs ajoutés sont le GRID et l'ISV.

4.5.1 Cœur GRID

Le cœur GRID dispose d'une technique d'alimentation différente des autres cœurs. Elle consiste à utiliser une grille d'alimentation dont le but est de réduire au maximum l'impédance de l'alimentation entre le générateur extérieur et le cœur du circuit (partie (b) de la figure 4.14). Cette technique a été testée par STM dans le but est de réduire le bruit [107].

Dans notre étude, la même technique sera testée, mais cette fois ci pour voir son influence sur la susceptibilité des cœurs logiques.

4.5.2 Cœur ISV

Le cœur ISV dispose de la même couche d'isolation utilisée dans le cœur ISO mais avec une seule différence provenant de la polarisation du PMOS et du NWELL [108] (Figure 4.15).

La polarisation du caisson de NWELL utilise une alimentation dédiée V_{ddse} comme le montre la structure d'un inverseur intégré dans le cœur ISV (Figure 4.15). Cette technique augmente l'effet du découplage entre les rails d'alimentation V_{dd} et Gnd_{sub} puisque l'alimentation de la source P+ du transistor PMOS et celle du caisson NWELL de l'inverseur sont séparées. Dans ce cas le bruit sur V_{dd} aura un couplage capacitif du second ordre avec le substrat avec l'apparition de deux capacités du couplage placé en série :

- entre la source P+ du transistor PMOS et le caisson NWELL
- entre le NWELL et le substrat global

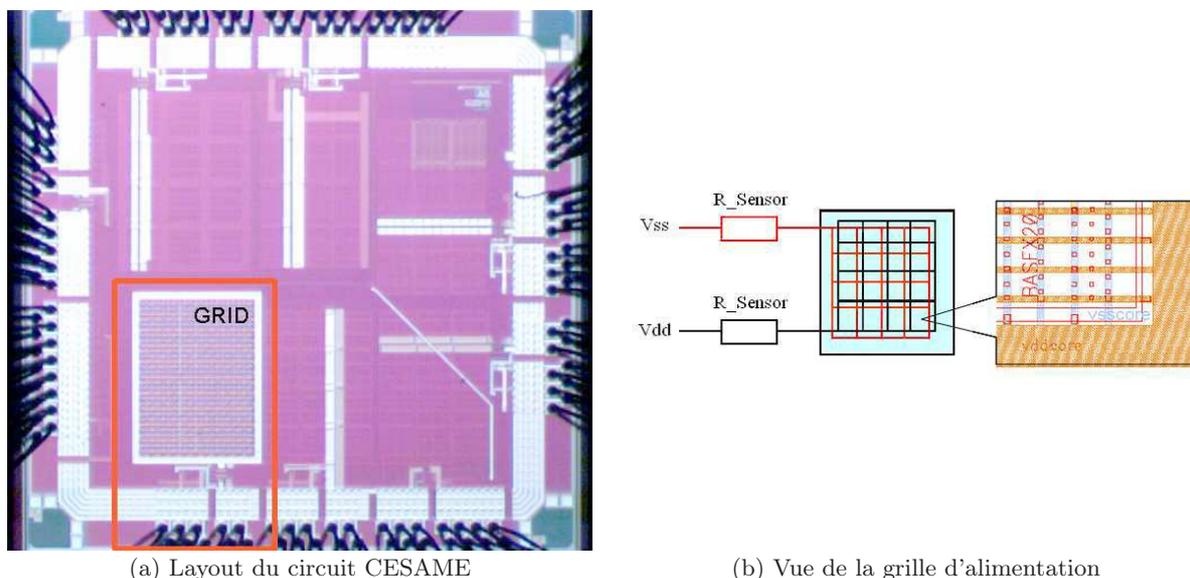


FIG. 4.14 – Cœur GRID

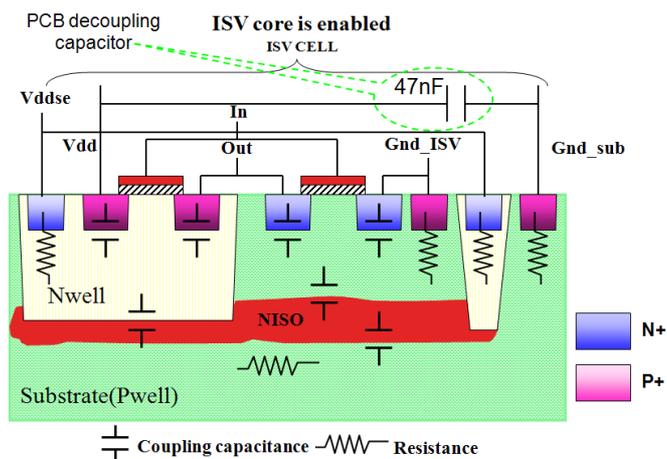


FIG. 4.15 – Structure d'un inverseur intégré dans le cœur ISV

4.5.3 Mesure de susceptibilité

La mesure de susceptibilité a été effectuée sur quatre ou cinq cœurs en fonction de la composante d'injection. Le tableau 4.2 montre les modes d'injections appliqués sur chacun.

Les critères de susceptibilité adoptés dans cette étude sont ceux que nous avons adoptés précédemment (paragraphe 4.3.1). Le comportement du circuit observée durant la mesure :

- Sur une plage de fréquence de moins de 200 MHz la défaillance est observée sur le signal de sortie au niveau amplitude ($\pm 20\%$)

cœur	E_x	E_y	E_z	H_x	H_y	H_z
NORM	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok
ISO	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok
RC	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok
GRID	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok	Ok
ISV	No	Ok	No	No	No	Ok

TAB. 4.2 – Les composantes d’injection appliquées sur chaque cœur

- Au dessus de cette fréquence, la susceptibilité du circuit est détectée avec l’apparition d’un effet jitter de ($\pm 10\%$) sur le signal de sortie

Champs électriques E_x , E_y et E_z

Dans cette étude, la méthode d’injection en champ proche a été utilisée pour mesurer la susceptibilité des cœurs dans un boîtier sans couvercle. La sonde a été centralisée au dessus de chaque cœur et la distance entre la tête de la sonde et le centre de chaque cœur est fixée à 1 mm. Les cinq cœurs ne sont pas orientés de la même façon. Par exemple, les deux cœurs NORM

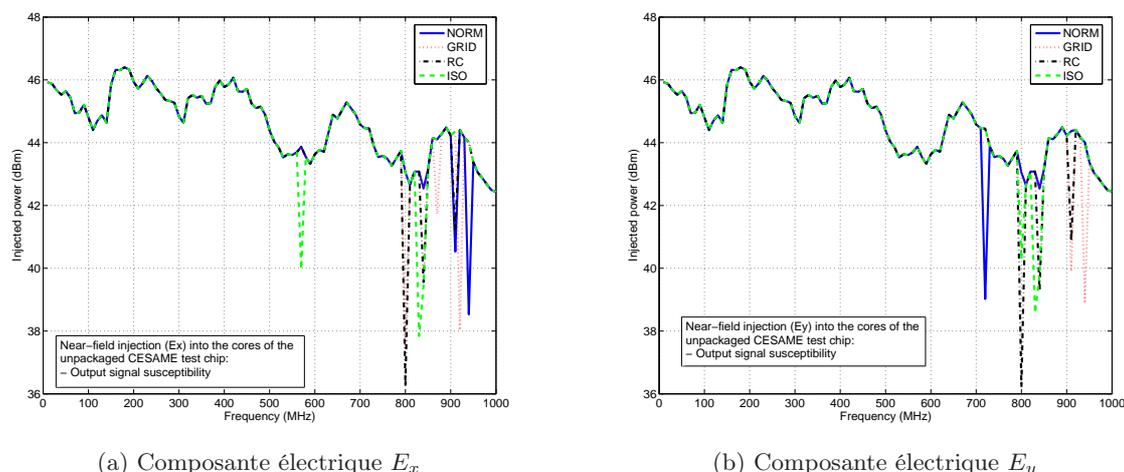


FIG. 4.16 – Susceptibilité des cœurs logiques

et ISO disposent des rails d’alimentation qui sont dirigés perpendiculairement à ceux des cœurs RC, ISV et GRID, cette différence d’orientation peut jouer sur l’efficacité du couplage entre la sonde et les cœurs en fonction de la composante d’injection (partie (a) de la figure 4.14). Dans un premier temps l’injection a été effectuée en utilisant deux sondes de composantes E_x et E_y . Les courbes de susceptibilité des quatre cœurs mesurés sont illustrées dans la figure 4.16. Le cœur ISV n’est pas inclus dans toutes les mesures effectuées puisqu’il est toujours le plus susceptible. La figure 4.17 montre les courbes de susceptibilité des cinq cœurs. Dans un premier temps, nous avons observé avec les deux courbes E_x et E_y que les quatre cœurs ne sont pas susceptibles

au dessous de 550 MHz. Les deux cœurs ISO et RC disposent d'un même niveau d'immunité vis-à-vis de ces composantes (E_x et E_y). Le cœur GRID dispose d'un réseau d'alimentation sous forme d'une grille. Le couplage du champ avec cette grille provoque des nouvelles fréquences de résonance et d'antirésonance dans la courbe de susceptibilité. L'injection a été également faite en utilisant une composante E_z afin d'observer que les cinq cœurs sont susceptibles mais avec le classement suivant : le cœur ISV est le plus susceptible suivi par les cœurs GRID, NORM et RC. Le cœur ISO est le moins susceptible à cause de sa faible capacité de couplage avec le substrat global.

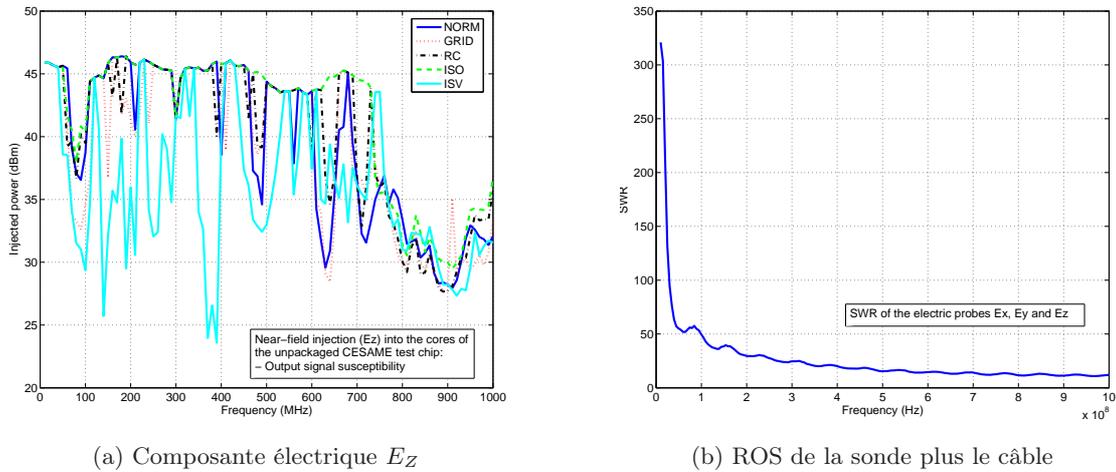


FIG. 4.17 – Susceptibilité des cœurs logiques

Il est important de noter que dans cette étude la sonde utilisée n'a pas été calibrée. Dans le but de voir si les courbes de susceptibilité sont influencées par la désadaptation de cette sonde électrique et de câble associé, une mesure de rapport d'ondes stationnaires (ROS) a été effectuée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. Le ROS exprime la qualité de l'adaptation d'antenne, à une ligne de transmission, coaxiale ou bifilaire. Ensuite, le ROS (SWR en anglais) est défini comme étant le rapport des extrêmes :

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (4.9)$$

Cependant, on manipule le plus souvent ρ , le module de Γ :

$$\rho = |\Gamma| = \frac{V_r}{V_i} \quad (4.10)$$

alors

$$ROS = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (4.11)$$

Par exemple, si le ROS=1, toute l'énergie fournie par l'émetteur est acceptée par la sonde et transformée en ondes électromagnétiques. Par contre, si le ROS>1, une partie de l'énergie est

renvoyée vers l'émetteur. Le résultat de ROS de la sonde électrique a montré une faible variation de 30 à 18 sur une large plage de fréquence de 400 MHz à 1 GHz. Ce qui signifie que les mesures effectuées sont comparatives (partie (b) de la figure 4.17).

Champs magnétiques H_x , H_y et H_z

La même procédure d'injection en champ proche a été répétée, mais cette fois en utilisant des composantes magnétiques. Les premiers résultats ont montré que tous les cœurs disposent d'une forte immunité contre l'injection à travers une composante magnétique H_z jusqu'à une fréquence de 1 GHz (partie (a) de la figure 4.19). La puissance maximale délivrée par l'amplificateur

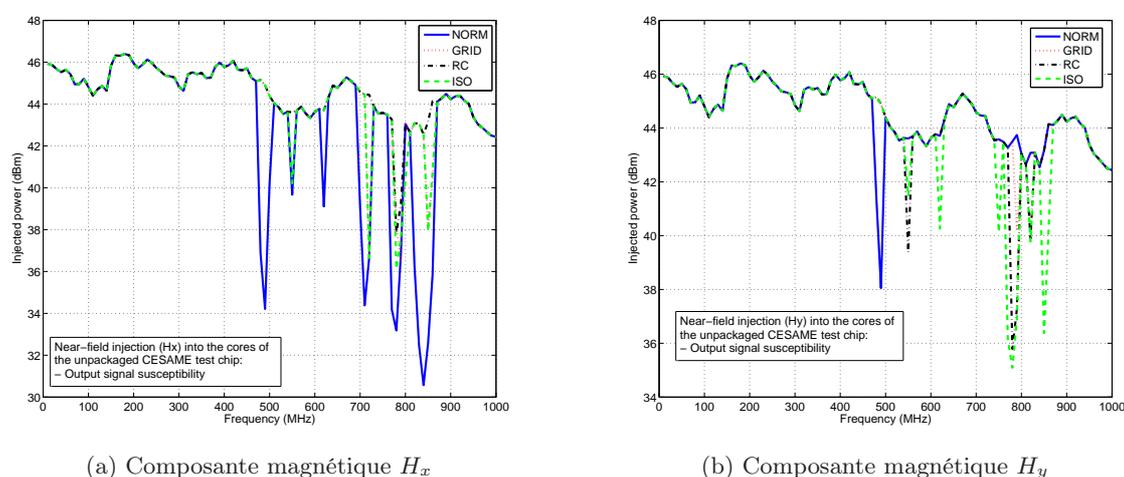


FIG. 4.18 – Susceptibilité des cœurs logiques

est de 46 dBm. Cette forte immunité vient probablement de la faible résolution des boucles horizontales métalliques dans la puce. Ce qui signifie que le bruit produit par le couplage entre la sonde d'injection et ses boucles est très faible et insuffisant pour perturber le fonctionnement du cœur sous test. Le cœur NORM qui est le plus susceptible dans les études précédentes (DPI et VF-TLP) est susceptible vis-à-vis des agressions en H_x et H_y , cela peut être dû au couplage entre le champ magnétique et les pistes d'alimentation intégrées du cœur. Ce qui est important à ajouter est que quand la boucle est positionnée en parallèle avec les pistes, la tension induite par les lignes de champ est beaucoup plus forte que dans le cas où la boucle est positionnée perpendiculairement avec ces dernières. En revanche, en regardant la position du cœur RC, on observe qu'il présente plus d'immunité, ce qui donne plus de poids à notre explication. Le résultat de ROS de la sonde magnétique a montré également une faible variation de 20 à 12 sur une large plage de fréquence de 400 MHz à 1 GHz. Ce qui signifie que les mesures ne sont pas influencées par les fréquences de résonance et d'antirésonance de la sonde et de câble associé (partie (b) de la figure 4.19).

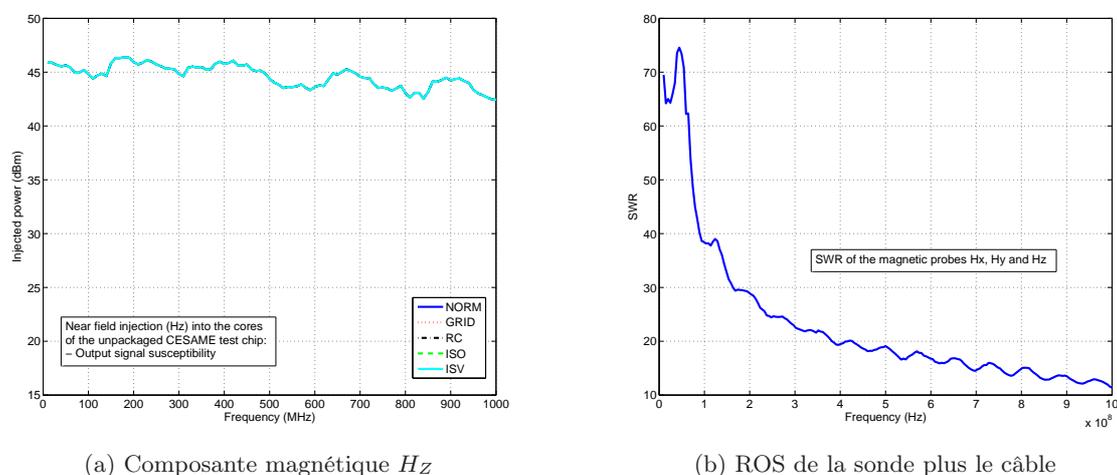


FIG. 4.19 – Susceptibilité des cœurs logiques

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un ensemble de mesures et modélisations de la susceptibilité des circuits intégrés implémentés dans un boîtier du type TQFP144. Nous avons présenté également des mesures de susceptibilité de circuit multi-cœur intégré dans un boîtier sans couvercle afin de tester si les techniques de protection recommandées pour réduire l'émission sont à la fois valables pour réduire la susceptibilité des circuits intégrés.

Dans un premier temps nous avons mesuré la susceptibilité du cœur NORM en utilisant la méthode d'injection en champ proche. Ensuite un modèle électrique complet pour la simulation de susceptibilité a été proposé suite à la modélisation de chaque partie du système de mesure (coupleur directif, sonde magnétique, système d'alimentation, circuit imprimé et circuit intégré). Chaque dispositif a été caractérisé et modélisé séparément afin que son modèle soit ajouté dans le modèle électrique complet. Puis, une étude des pertes en puissance que nous avons visualisées dans le système d'injection (câbles, coupleur directif, effet de peau et rayonnement de la sonde magnétique) a montré la nécessité de l'addition d'une résistance dans le modèle qui varie en fonction de la fréquence d'injection. Le couplage entre la boucle de la sonde et la piste agressée est modélisé par un facteur de couplage calculé en fonction de la hauteur entre les deux et ses dimensions (rayon de la boucle et largeur de la piste). Ce facteur est calculé à l'aide d'un outil de simulation nommé IC-EMC. Ensuite, une simulation temporelle du modèle proposé a été lancée et les résultats de la simulation de susceptibilité ont été comparés avec ceux de la mesure. Cette comparaison montre une corrélation entre les deux courbes ce qui confirme la validité de modèle de prédiction proposé.

Dans un second temps nous avons utilisé la méthode d'injection en champ proche pour évaluer l'efficacité des différentes techniques de protection intégrées dans des différents cœurs logiques montés sur la même puce mais cette fois-ci en appliquant les six composantes d'injection. Il est apparu que la susceptibilité de chaque cœur dépend de la nature de la composante. Nous avons

par la suite remarqué que les différents cœurs disposent d'une forte immunité à la composante H_z , car les boucles de couplage sont très petites. Par contre, les cœurs sont très susceptibles à la composante E_z et le cœur ISO avec sa faible capacité de couplage avec le substrat a montré qu'il est le moins susceptible suivi par les cœurs RC, NORM, GRID et ISV. Enfin, des mesures de ROS des sondes ont été effectuées, permettant de voir que les résonances et les antirésonances dans la courbe de susceptibilité viennent de la puce même avec les bondings et pas de la sonde et du câble associé.

Chapitre 5

Comparaison des techniques de protection en émission et en susceptibilité

5.1 Introduction

Aujourd'hui, les émissions parasites sont devenues un problème critique dans la conception des circuits intégrés mais également celui de la susceptibilité de ces derniers, bien qu'ils aient toujours été étudiés séparément. La démarche de cette étude est à l'opposé de la réalité actuelle. En effet, nous allons étudier l'efficacité des techniques de protection pour réduire conjointement l'émission et la susceptibilité. Il est donc nécessaire de définir ces différentes techniques avant la fabrication des composants.

Dans cet objectif, nous allons dans un premier temps mesurer l'émission rayonnée et conduite produite par chacun des trois cœurs sélectionnés pour le test : NORM, ISO et RC. La méthode qui peut être utilisée pour ces mesures est celle de scan champ proche. Une cartographie en 3D de l'émission rayonnée de chaque cœur nous permet d'obtenir une résolution parfaite et de localiser à la fois les parties les plus émissives. Dans les travaux de thèse de B. Vrignon [106], l'émission a été mesurée en utilisant la méthode d'1-ohm (conduite) et les cellules TEM et GTEM (rayonnée). Dans un second temps, nous allons accéder aux précédents résultats des mesures et simulations de susceptibilité effectuées sur chacun des trois cœurs en utilisant les différentes méthodes d'agressions harmoniques et transitoires (DPI, champs proche, VF-TLP). Nous allons à la suite classer les cœurs selon leur émission et susceptibilité afin d'atteindre deux objectifs :

- Décider laquelle des techniques de protection est la plus efficace pour réduire simultanément l'émission et la susceptibilité.
- Voir si les trois cœurs atteignent le même classement au niveau susceptibilité et émission.

Finalement, un deuxième scan champ proche est effectué sur les trois cœurs sélectionnés, mais avec des nouveaux paramètres :

- Une grande résolution avec un pas de déplacement de $25 \mu\text{m}$ selon les axes x et y.
- Les trois cœurs sont intégrés dans un boîtier sans couvercle

Le but est de voir si les trois cœurs gardent le même classement obtenu par le scan du circuit

dans un boîtier TQFP144 normal.

5.2 Synthèse des travaux précédents

Dans les travaux de sa thèse, B. Vrignon [106] a mesuré l'émission conduite et rayonnée du circuit intégré CESAME en utilisant des méthodes normalisées : mesure 1-ohm [92] pour l'émission conduite et les cellules TEM et GTEM [104] pour l'émission rayonnée. Ces résultats ont montré la quantité du courant dissipé dans la masse de chaque cœur (émission conduite) et la somme du courant émis à une fréquence donnée en utilisant un analyseur de spectre (émission rayonnée).

5.2.1 Mesure 1- Ω

Cette méthode de mesure est basée sur une résistance de 1 Ω placée entre la broche V_{SS} d'un cœur logique du circuit et la masse de la carte, afin de mesurer le courant [106]. Une deuxième résistance de 49 Ω sert à l'adaptation d'impédance entre le point de mesure et l'entrée de l'analyseur de spectre comme le montre la figure 5.1. En utilisant cette méthode de mesure,

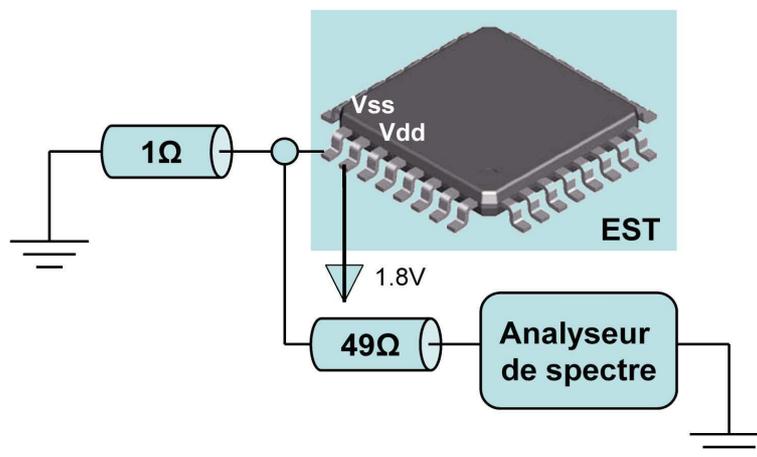


FIG. 5.1 – Principe de la mesure 1 Ω

les trois cœurs sous test ont été classés selon leurs niveaux d'émission. Il est important de noter que les réductions de bruit n'agissent pas sur certaines parties du spectre d'émission (figure 5.2). En fonction des résultats obtenus quelques notes ont été prises :

- Pour le cœur RC, la capacité de découplage n'intervient qu'à partir de 40Mhz.
- Pour le cœur ISO, le caisson d'isolation est efficace entre 40 et 400 MHz.

Ces résultats concernent la partie conduite de l'émission des trois cœurs et montrent clairement que la protection, en utilisant une capacité de découplage intégrée, diminue l'émission.

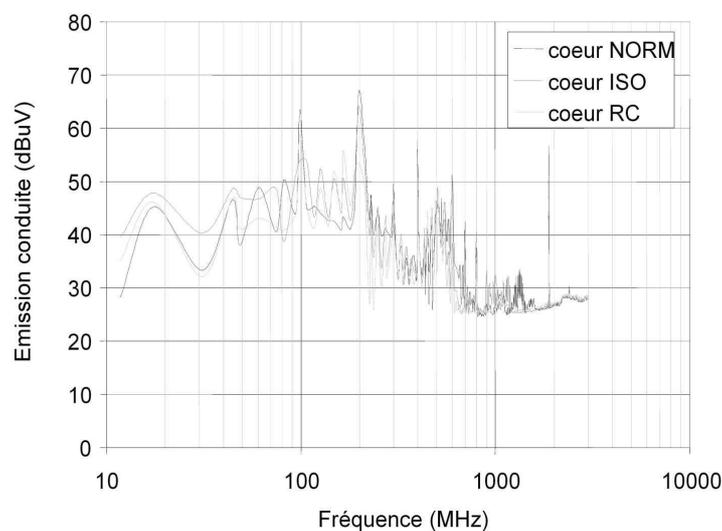


FIG. 5.2 – Emissions conduites par les cœurs NORM, ISO et RC sur l'alimentation V_{SS} [106]

5.2.2 Mesure TEM et GTEM

La cellule TEM a été également utilisée dans la thèse de B. Vrignon [106] pour mesurer en deux fois l'émission rayonnée produite par chaque cœur, en tournant le circuit imprimé de 90° . Ces mesures servent à montrer l'importance de l'orientation de la carte positionnée dans une cellule TEM. D'autres mesures ont été faites sur l'émission du circuit CESAME mais cette fois-ci en utilisant une cellule GTEM. Pourtant ces deux méthodes n'ont pas montré directement quelle technique de protection est la plus efficace. Les courbes d'émission rayonnée de chaque cœur ont été montrées séparément. En les regardant, nous constatons que le cœur RC est le moins émissif suivi par le cœur ISO.

5.3 Emission en champ proche

Pour effectuer les mesures d'émission et vérifier l'efficacité des techniques de protection, l'installation de scan en champ proche est utilisée. Comme le montre le standard IEC 61967-3 [100], cette technique de "surface scan" consiste à mesurer l'émission produite par un circuit intégré comprenant les pistes de son réseau d'alimentation [20]. De plus, ces mesures montrent la partie la plus émissive du circuit sous test et son circuit imprimé, ce qui nous permet d'un côté d'optimiser la technique de distribution de la puissance dans le circuit, en séparant les réseaux d'alimentation de chaque bloc ou cœur logique, et d'autre de bien localiser ces blocs ou ces cœurs d'une manière qui nous permet de diminuer le bruit dissipé à travers le substrat d'un cœur à un autre (dès la phase de placement-routage). La suite de ce travail se focalise sur la mesure de l'efficacité de chaque technique de protection à réduire l'émission des cœurs logiques. La sélection

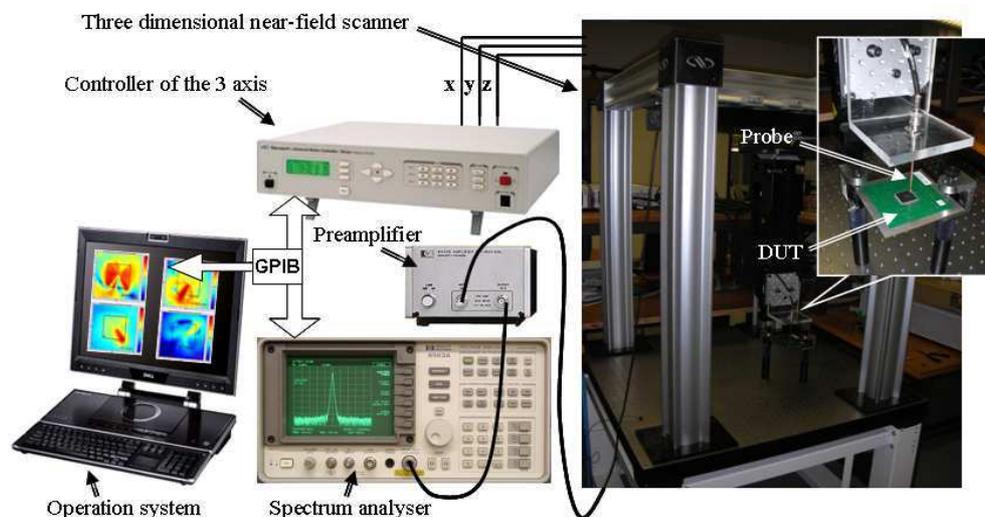


FIG. 5.3 – Installation du scan champ proche

de la meilleure protection ne peut pas être déterminée qu'à partir de ces mesures. L'originalité de notre démarche réside dans la possibilité offerte au concepteur des circuits intégrés d'utiliser la meilleure technique de protection pour réduire l'émission et la susceptibilité à la fois.

La figure 5.3 illustre le schéma global du système de scan champ proche. Les principales parties sont :

- Robot mécanique 3D de trois axes : x, y et z.
- Microcontrôleur : utilisé pour piloter les trois axes du robot 3D.
- Sondes de mesures : les sondes de champ proche sont utilisées pour localiser les sources d'émission. Elles sont soit sensibles aux variations de tension au cours du temps - ce sont alors des sondes électriques - soit sensibles aux variations du courant - ce sont alors des sondes magnétiques [29].
- Analyseur de spectre pour mesurer la puissance reçue. Il permet d'effectuer une mesure sur la plage de fréquences s'étalent de quelques KHz à quelques dizaines de GHz.
- Préamplificateur de faible bruit.
- Système d'exploitation (ordinateur) qui se charge de piloter le microcontrôleur et de traiter les paramètres du champ détectées par la sonde et transférés vers l'analyseur de spectre.

Les trois axes du robot sont positionnés selon un repère orthogonal des axes : x, y et z. Outre le mouvement de ces axes dépend de la position et de type de la sonde de mesure, alors du champ électromagnétique qu'on cherche à mesurer : E_x , E_y , E_z , H_x , H_y ou H_z . L'utilisation des différentes sondes monopole, dipôle et boucle fournissent un bon niveau de trans-polarisation, et suffisamment une haute rejection du champ électrique au champ magnétique. De plus, le robot mécanique 3D permet d'avoir des positions reproductibles des sondes localisées au dessus du circuit sous test avec haute précision, on parle ici d'une résolution de $0.5\mu\text{m}$. Ensuite, l'émission capturée par la sonde de mesure ont des valeurs de faible puissance. D'où vient l'importance d'amplifier le signal reçu en ajoutant un préamplificateur du faible bruit (Gain = 25 dB ou

60 dB) entre la sonde utilisée et l'analyseur de spectre. Un réseau est installé entre le système d'exploitation, le microcontrôleur et l'analyseur de spectre à l'aide des connecteurs du type GPIB. Après la description de la surface à scanner, les dimensions du circuit sous test ont été introduit dans le système d'exploitation, afin que ce dernier le transfère au microcontrôleur qui va ensuite piloter les trois axes pour effectuer le scan de la surface demandée.

Le scan sera effectué pas-à-pas tel qu'à chaque pas l'analyseur de spectre reçoit les résultats de la puissance captée par la sonde et amplifiée par le préamplificateur afin de les transférer vers le système d'exploitation comme les montre la figure 5.3.

5.3.1 Sensibilité des sondes

Utilisation d'une ligne microruban pour caractériser les sondes

La figure 5.4 montre le circuit utilisé pour tester les différentes sondes qui est composé d'une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω . En général, une ligne microruban est une



FIG. 5.4 – Ligne de test microruban montée sur un circuit imprimé

ligne de transmission comportant une piste métallique sur une face d'une plaque de diélectrique et un plan de masse sur la face opposée comme la montre la figure 5.4 [13]. Afin de caractériser les sondes, la fréquence d'injection a été fixée à 900 MHz, ainsi que la hauteur entre la sonde et la ligne a été fixée à 1 mm. Le substrat utilisé dans le circuit du test est du Zeffir, d'épaisseur $h=1,6$ mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 4,7$. Pour arriver à une impédance caractéristique Z_c demandée, il suffira de modifier la largeur W de la ligne microruban [40].

Influence de la longueur du brin central sur la sensibilité de sonde électrique

Pour étudier l'influence de la longueur du brin central sur la sensibilité de la sonde, nous avons effectués plusieurs mesures du champ émis par la ligne microruban en variant à chaque fois la longueur de l'âme centrale L de la sonde, afin de mesurer le champ électrique E_z . Les résultats pour des longueurs variant entre 1 et 5 mm montrent qu'une augmentation de la longueur du brin permet d'améliorer la sensibilité de la sonde coaxiale (voir la figure 5.6). De plus, nous avons constaté que le gain augmente respectivement avec la longueur du brin L de -36 dBm à -30 dBm.

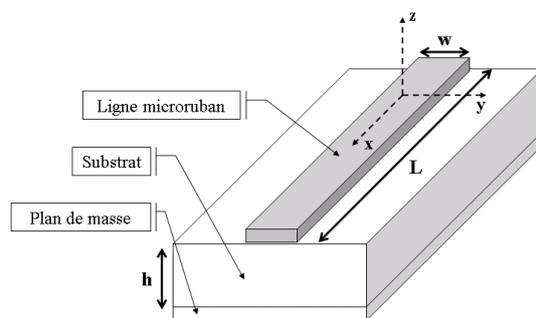
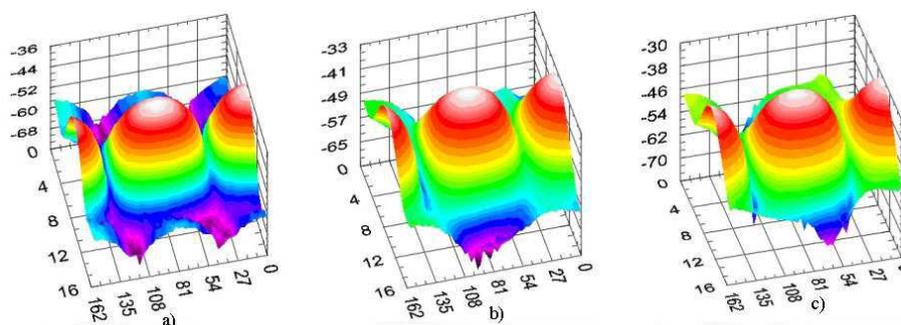


FIG. 5.5 – Ligne microruban

FIG. 5.6 – Influence de la longueur du brin central L sur la sensibilité de la sonde testée sur une ligne microruban, a) $L=1$ mm, b) $L=3$ mm, c) $L=5$ mm

Influence du rayon de boucle sur la sensibilité de sonde magnétique

Afin d'étudier l'influence du rayon de la boucle sur la sensibilité de sonde magnétique, trois sondes H1, H2 et H3 ont été réalisées avec des boucles des différents rayons : 2 mm, 4 mm et 6 mm, afin de mesurer le champ magnétique H_z . En utilisant la sonde à boucle, le champ magnétique émis par la ligne microruban a été mesuré. La figure 5.7 montre les résultats de ces mesures. Les résultats des mesures du champ magnétique montrent que l'augmentation du rayon de la boucle permet d'améliorer la sensibilité de la sonde magnétique. Nous avons remarqué aussi que le gain a augmenté avec l'élargissement du rayon, il s'est varié de -23 dBm à -13 dBm.

Sensibilité des sondes en fonction de la hauteur

La distance entre le circuit à forte émission et le circuit victime joue un rôle important dans l'influence du premier et le comportement de deuxième, puisque la croissance de cette distance diminue l'influence de l'agresseur sur la victime. Dans le but d'étudier ce phénomène sur le champ électrique, nous avons varié la distance entre la sonde électrique et la ligne microruban. Le brin de la sonde est localisé perpendiculairement au dessus de la ligne avec une hauteur h . Nous avons

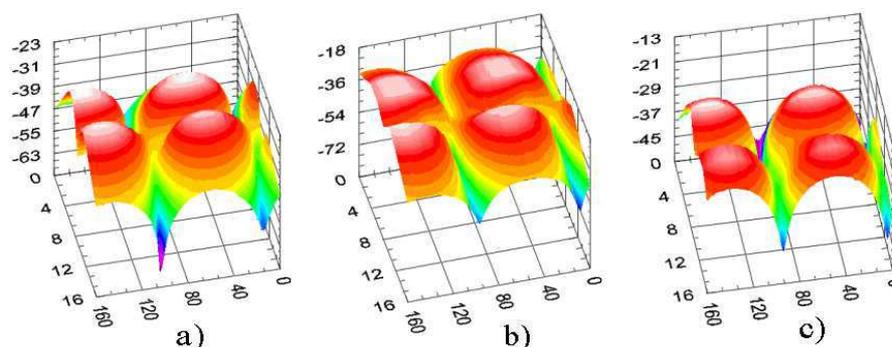


FIG. 5.7 – Influence du rayon R de la boucle sur la sensibilité de la sonde magnétique testée sur une ligne microruban, *a)* $R=2$ mm, *b)* $R=4$ mm, *c)* $R=6$ mm

varié h consécutivement : de 1 mm, 2 mm et 3 mm. La figure 5.8 montre l'effet de la variation de hauteur sur la détection de champ électrique émis par la ligne sous test. Ces résultats confirment

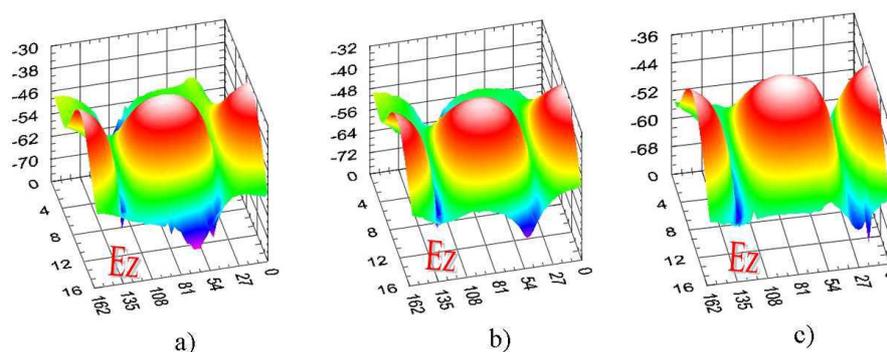


FIG. 5.8 – Sensibilité de la sonde électrique (E_z) en fonction de la hauteur, *a)* $h=1$ mm, *b)* $h=2$ mm, *c)* $h=3$ mm

que la distance qui sépare la sonde du circuit sous test est un facteur important pour les mesures du champ électrique proche. Après avoir mesuré le champ électrique, le même test est refait mais cette fois-ci pour mesurer le champ magnétique. La figure 5.9 montre le champ magnétique émis par la ligne microruban sous test en variant la distance sonde-circuit. Nous en déduisons alors que quand la distance sonde-circuit augmente, l'amplitude du champ mesuré décroît, passant de -16 dBm à -23 dBm.

5.3.2 Mesures et résultats

Afin de mesurer l'émission produite par le circuit sous test en utilisant la méthode de scan champ proche, une sonde de type magnétique a été fabriquée manuellement en utilisant un câble

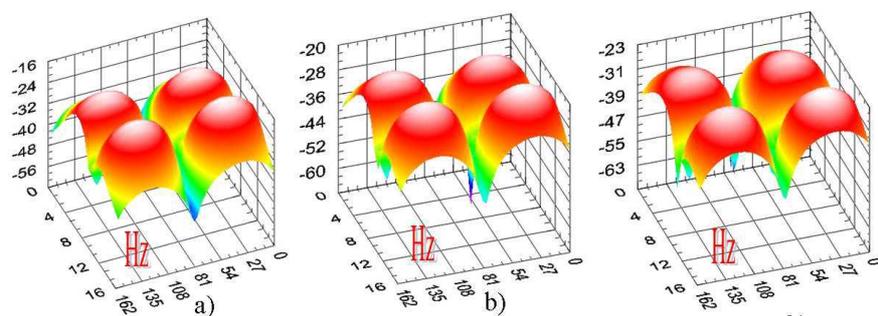


FIG. 5.9 – Sensibilité de la sonde magnétique (H_z) en fonction de la hauteur, a) $h=1$ mm, b) $h=2$ mm, c) $h=3$ mm

coaxial semi rigide en cuivre. Cette sonde dispose d'un brin de $500\ \mu\text{m}$ de diamètre et d'une boucle de 2 mm de diamètre. Elle est placée à une distance de 1 mm du circuit sous test. Dans cette étude, le circuit de test est toujours la puce CESAME, encapsulée dans un boîtier de type TQFP144 d'une forme carrée avec 40 mm de longueur de chaque côté. Afin de pouvoir comparer les stratégies de protection en émission et susceptibilité, les cœurs NORM, ISO et RC ont été scannés, avec un pas de déplacement de 0.5 mm selon les axes x et y.

Nous allons dans un premier temps scanner l'émission du cœur NORM. La figure 5.10 montre la cartographie du champ magnétique H_y émis par ce cœur. Ainsi que le tableau 5.1 donne les valeurs

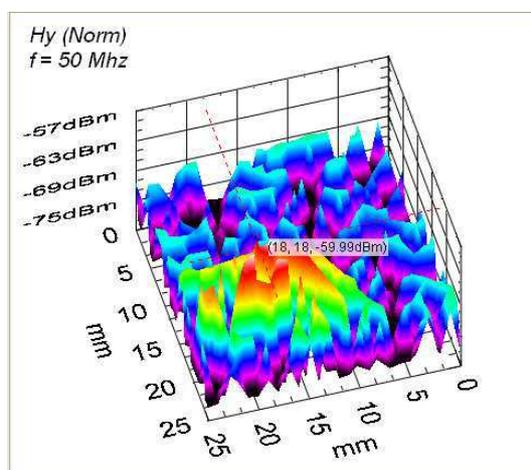


FIG. 5.10 – Cartographie du champ magnétique H_y émis par le cœur NORM

en dBm du champ magnétique H_y émis par ce dernier avec une fréquence de fonctionnement de 50 MHz.

Maintenant que la procédure de mesure d'émission a été appliquée, nous allons la reproduire pour mesurer les champs magnétiques émis par chacun de deux autres cœurs : ISO et RC. La figure

5.11 montre ses cartographies de champ magnétique H_y . Revenons brièvement aux résultats. Le

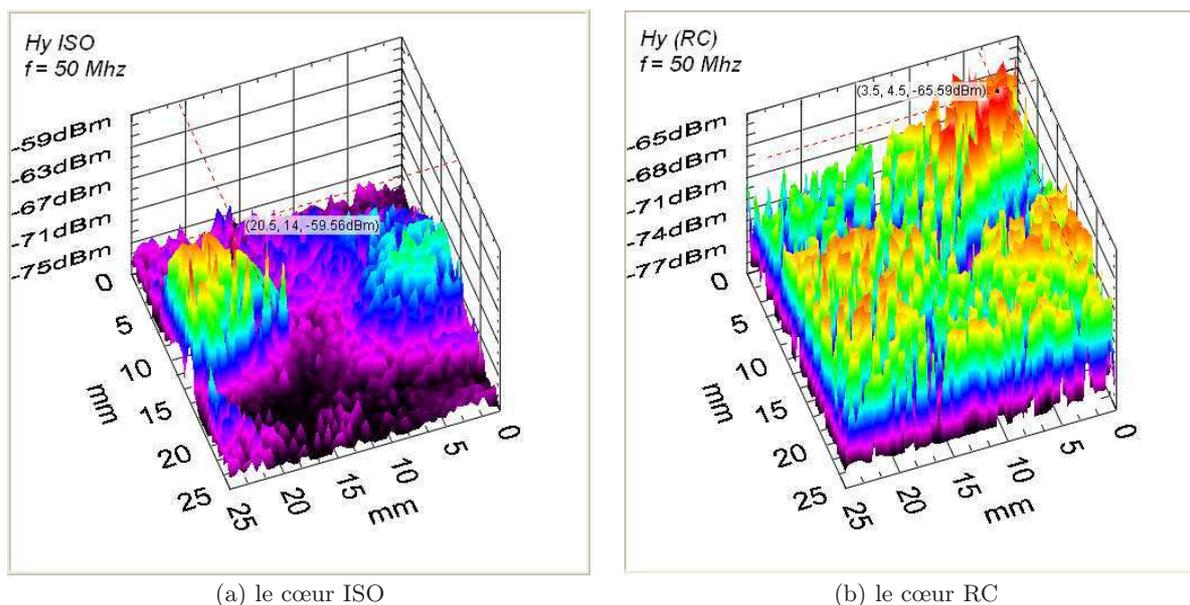


FIG. 5.11 – Cartographie du champ magnétique H_y induit émis par :

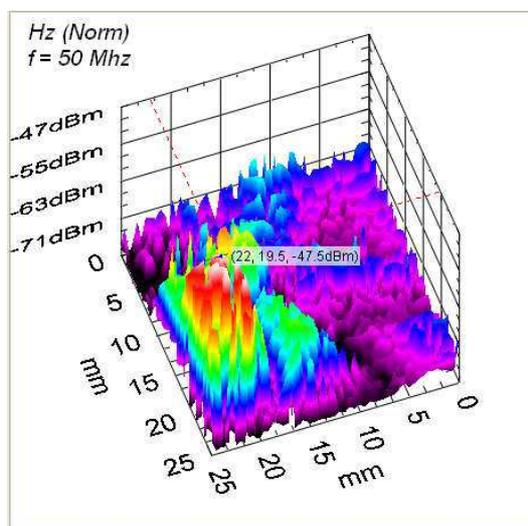
tableau 5.1 montre l'évaluation des valeurs du champ H_y mesuré en fonction de chaque technique de protection. Nous en déduisons que le cœur NORM est le plus émissif, suivi par le cœur ISO

Cœur	Fréquence (MHz)	H_y (dBm)
NORM	50	-59.99
ISO	50	-59.56
RC	50	-65.59

TAB. 5.1 – Valeurs du champ magnétique H_y produit par chacun des trois cœurs : NORM, ISO et RC

avec un petit écart au niveau de la puissance émise, et enfin le cœur RC est évidemment le moins émissif (10 dBm d'écart). De plus, les mesures du champ magnétique normal H_z (figures : 5.12 et 5.13) ont donné le même classement de trois cœurs que nous avons obtenu précédemment. Le tableau 5.2 montre les valeurs du champ magnétique normal H_z .

En détaillant ces mesures, nous constatons que l'émission produite par le cœur ISO est de 3 dBm moins que celle produite par le cœur NORM. Le cœur RC reste toujours le moins émissif. La figure 5.14 montre un histogramme des trois champs magnétiques mesurés H_x , H_y et H_z et valide le classement qu'on vient de décrire. D'après cet histogramme, nous obtenons que les valeurs du champ magnétique H_x sont presque négligeables.

FIG. 5.12 – Cartographie du champ magnétique normal H_z émis par le cœur NORM

Cœur	Fréquence (MHz)	H_z (dBm)
NORM	50	-47.5
ISO	50	-50.63
RC	50	-57.14

TAB. 5.2 – Les valeurs du champ magnétique H_z produit par chacun des trois cœurs : NORM, ISO et RC

5.3.3 Scan haute résolution d'une puce sans couvercle

Pour effectuer des mesures de scan champ proche de la puce CESAME sans couvercle avec une grande résolution, nous avons travaillé en collaboration avec ST qui a fourni :

- Une puce CESAME sans couvercle monté sur un circuit imprimé à l'aide d'un socket (figure 4.13).
- Un préamplificateur de 60 dB de gain à faible bruit.
- Des mini-sondes de 100 μm diamètre.

La précision de déplacement de la sonde selon les deux axes x et y est de 25 μm et la hauteur de mesure est de 1 mm.

La figure 5.15 montre l'amélioration de la résolution obtenue sur le scan champ proche du cœur NORM à 50 MHz. Elle montre également que le cœur NORM reste le plus émissif même dans un boîtier sans couvercle puisqu'il ne dispose d'aucune technique de protection pour réduire l'émission. La partie (a) de la figure 5.16 montre la cartographie de l'émission du cœur ISO. Nous observons une forte émission provenant des pistes d'alimentation. Par contre, en regardant le reste du cœur ISO nous constatons que le caisson d'isolation joue un rôle important à négliger les résistances parasites du substrat, autrement empêcher le bruit de substrat de se dissiper dans

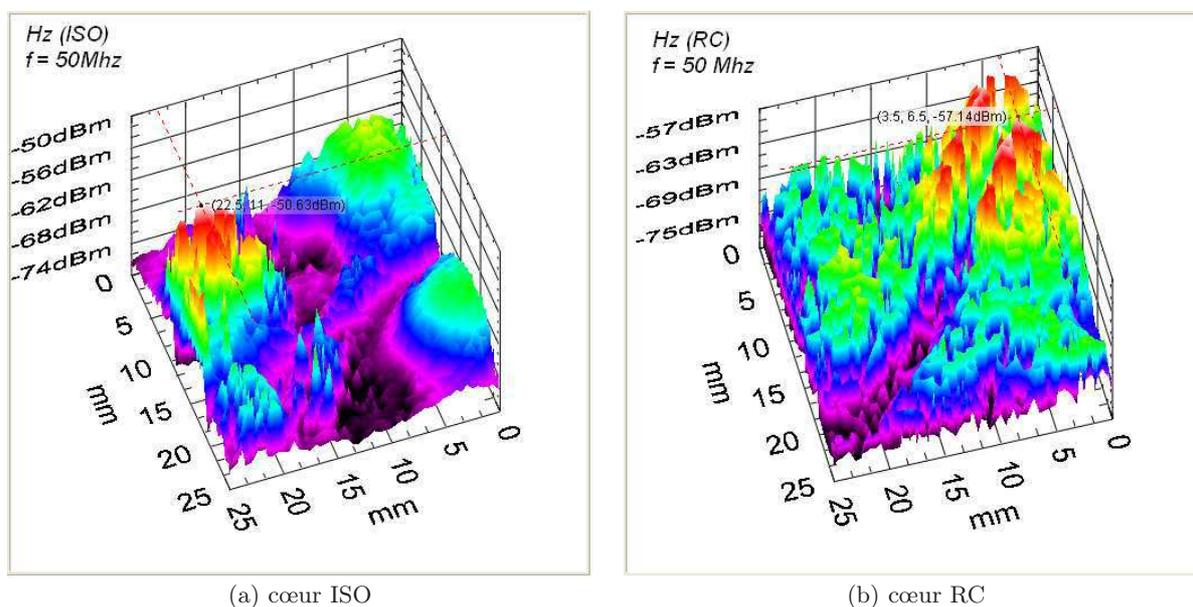


FIG. 5.13 – Cartographie du champ magnétique normal H_z émis par le :

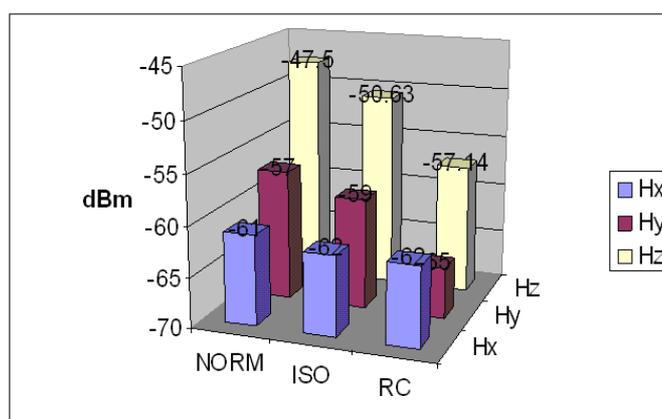


FIG. 5.14 – Histogramme des champs magnétiques émis par les trois cœurs

les parties sensibles du cœur ce qui diminue également l'émission produite par ce cœur. En effet, la capacité de jonction entre la couche d'isolation et le substrat sert de capacité de découplage entre les alimentations V_{dd} et gnd_{sub} (figure 2.45). Le cœur RC dispose d'un taux d'émission également partagée au long de sa surface comme le montre la partie (b) de la figure 5.16. La capacité de découplage absorbe localement les pointes de courant. Dans notre cas, elle est localisée entre les rails d'alimentation, ce qui réduit en effet l'émission produite pas ces derniers. Cette réduction est bien observée sur la cartographie d'émission du cœur RC. Enfin, c'est très difficile

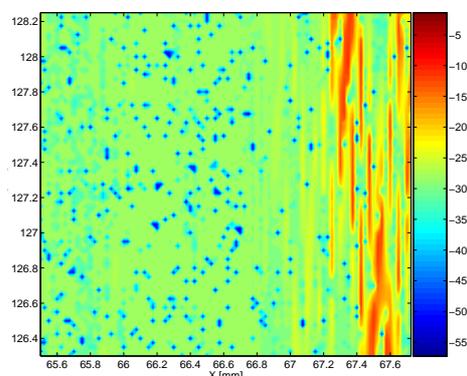


FIG. 5.15 – Cartographie du champ magnétique normale H_z émis par le cœur NORM

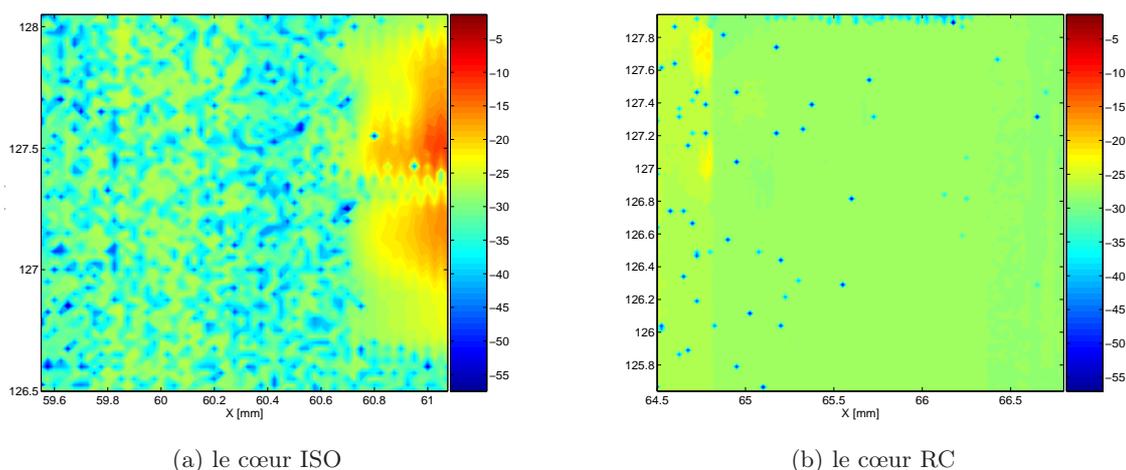


FIG. 5.16 – Cartographie du champ magnétique normale H_z émis par :

de conclure lequel de ces deux cœurs est le moins émissif. Si nous nous focalisons sur la valeur minimale du champ émis, nous en déduisons que le cœur ISO est le moins émissif suivi par le cœur RC. En revenant sur la mesure de susceptibilité de la puce CESAME sans couvercle, nous observons que le même classement des cœurs a été obtenu pour le circuit sans couvercle, tels que, le cœur NORM est le plus susceptible, suivi par les deux cœurs ISO et RC que leur susceptibilité varie en fonction de la fréquence d'injection.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la validation du classement des cœurs sous test selon leur niveau d'émission et de susceptibilité. Notre intérêt était essentiellement de montrer que la meilleure technique de protection pour réduire la susceptibilité est celle utilisée pour réduire l'émission. Pour atteindre cet objectif et dans un premier temps, un scan champ proche de chaque cœur a été effectué afin de comparer les résultats et voir lequel d'entre eux est le moins émissif. Après avoir classé les cœurs selon leur niveau d'émission, nous avons repris les résultats des mesures de susceptibilité obtenus à partir des deux méthodes d'injection en mode conduit : DPI et VF-TLP, dont le classement des cœurs au niveau susceptibilité. La comparaison entre les deux classement indique rigoureusement que le cœur le moins émissif est simultanément le moins susceptible. Nous pouvons donc constater que pour un circuit dans un boîtier normal, le même classement des cœurs est obtenu, tel que le cœur le moins émissif et susceptible est le cœur RC, suivi par le cœur ISO et enfin le cœur NORM est le plus émissif et susceptible. D'autres scans ont été effectués sur la puce CESAME intégré dans son boîtier mais cette fois-ci sans couvercle. La comparaison d'émission de chaque cœur nous a permis d'évaluer l'efficacité de chaque technique de réduction de bruit. Les résultats ont montré que le cœur qui ne dispose pas d'une technique de protection est toujours le plus émissif. En revanche, nous avons constaté que les deux autres cœurs ISO et RC disposent de deux techniques de protection efficace mais selon la position de la zone scannée. Par exemple, pour les pistes d'alimentation, nous avons trouvé que la capacité de découplage intégrée est la meilleure technique pour réduire l'émission (cœur RC), par contre, en regardant le reste de deux cœurs, nous avons remarqué que le caisson d'isolation est la meilleure technique pour isoler le bruit du substrat et à la suite réduire l'émission. Selon ces résultats, et d'autres obtenus à partir des études sur les techniques de réduction du bruit de substrat, il est recommandé d'augmenter l'impédance du substrat global des puces. C'est réalisable en ajoutant une résistance externe ou en augmentant la résistivité de quelques régions sélectionnées dans le substrat. La dernière solution est chère ce qui la rend difficile à adopter par les concepteurs.

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse, rendue possible grâce entre autres à des collaborations avec des laboratoires universitaires (LATTIS, LAAS) et industriels (STMicroelectronics et Atmel), a pu apporter quelques innovations dans le domaine de la compatibilité électromagnétique. Dans le premier chapitre, nous avons étudié les origines des perturbations électromagnétiques et leur influence sur le comportement des circuits intégrés. Nous avons présenté également les différentes méthodes de mesure de susceptibilité en modes conduit et rayonné, en harmonique et en transitoire.

Le deuxième chapitre a permis de mettre en place et valider un modèle complet pour la simulation de la susceptibilité d'un circuit intégré à une agression harmonique conduite (DPI). L'ensemble du dispositif a été modélisé, depuis le dispositif d'injection jusqu'au cœur logique en passant par le circuit imprimé, le boîtier et les pertes en puissance. Les modèles sont valables pour une injection sur les rails d'alimentation V_{dd} ou V_{ss} ; dans ce dernier cas, un modèle simplifié du substrat d'un circuit intégré a été développé et utilisé. Les résultats montrent une bonne corrélation entre les simulations et les mesures pour la détermination des fréquences de plus faible ou plus forte immunité. De plus, un premier parallèle, encore sujet à amélioration, a été dressé entre le profil d'impédance du composant dans son environnement et celui des courbes de susceptibilité. Un modèle de substrat plus complet pourrait en outre être développé afin d'améliorer encore la corrélation mesure/simulation sur les niveaux d'injection nécessaires. Dans cette optique, un circuit intégré (CESAME) développé par STMicroelectronics, pourvu de différents cœurs logiques aux fonctionnalités identiques mais implémentant différentes techniques de réduction de l'émission parasite, a été utilisé. Ainsi, ce chapitre a également montré que ces techniques pouvaient également avoir une influence bénéfique sur l'immunité conduite. En particulier, le rôle positif d'une capacité de découplage intégrée sur la puce et, à un degré moindre, d'un substrat isolé, a été démontré par mesure.

Dans le troisième chapitre, la même méthode a été appliquée au cas des agressions conduites impulsionnelles (VF-TLP). Le modèle du dispositif sous test, précédemment développé, a été réutilisé et complété par un modèle spécifique du banc d'injection construit en collaboration avec Nicolas Lacrampe, doctorant au LAAS (Toulouse). La bonne corrélation entre les simulations et les mesures, que ce soit au niveau des impulsions incidente et réfléchie ou de la susceptibilité du circuit, a permis de valider les modèles correspondants. En outre, il a été prouvé que les techniques de réduction d'émission précédemment citées conservent le même intérêt dans le cadre des agressions transitoires.

Le quatrième chapitre a dans un premier temps abordé le problème de la susceptibilité des circuits intégrés aux agressions rayonnées, essentiellement en champ proche. Pour ce faire, un modèle simplifié du couplage entre une sonde magnétique et une broche d'un circuit intégré,

ainsi que des pertes rayonnées, a été mis au point et réutilisé avec le même modèle du dispositif sous test, afin de simuler l'injection rayonnée dans une broche d'alimentation. Les résultats de simulation ont été très encourageants. Dans le même chapitre, des mesures de susceptibilité en champ proche d'un cœur logique selon les 6 composantes du champ électromagnétique ont été réalisées en collaboration avec Thomas Ordas, doctorant au LIRMM. Pour ce faire, des boîtiers sans couvercle ont été utilisés. Les premières conclusions laissent apparaître une très faible susceptibilité des puces elles-mêmes au champ magnétique, le couplage étant essentiellement dû aux fils de bonding et aux broches du boîtier. En revanche, ces dernières apparaissent susceptibles au champ électrique. De plus, l'efficacité relative des techniques de réduction d'émission apparaît différente pour l'immunité rayonnée, puisque le substrat isolé semble cette fois-ci plus efficace que la capacité de découplage intégrée vis-à-vis de l'injection en champ électrique.

Afin de corrélérer ces résultats avec ceux obtenus en émission, le dernier chapitre a présenté une étude comparative de l'émission champ proche des différents cœurs du circuit CESAME mentionné plus haut. Il a été montré que le classement des différentes techniques était sensiblement identique pour la réduction de l'émission et celle de la susceptibilité, ce qui permet de dégager quelques premières règles de conception des circuits intégrés pour une meilleure compatibilité électromagnétique.

Même si cette thèse a permis certaines avancées, beaucoup de travail reste encore à ce jour à accomplir dans le domaine de l'étude et la modélisation de l'immunité des circuits intégrés. En particulier, la relation entre le profil d'impédance d'un circuit intégré et sa susceptibilité reste encore à affiner. D'autres règles de conception de circuits intégrés en vue d'une meilleure immunité sont également sans doute à identifier et mettre en œuvre. Les modèles de susceptibilité pourraient être complétés (et éventuellement simplifiés) en distinguant les chemins de couplage et les fonctions elles-mêmes; pour ces dernières, l'utilisation de modèles comportementaux de susceptibilité peut être envisagée. Un des objectifs de ces futurs travaux pourrait consister en une contribution à l'établissement de la future proposition de norme ICIM (Integrated Circuit Immunity Model).

Enfin, la modélisation de l'immunité des circuits intégrés mixtes (comprenant des blocs numériques et des blocs analogiques), de plus en plus présents dans les équipements électroniques actuels, est encore assez peu abordée. Dans cette optique, un nouveau circuit intégré de test est en cours de développement en collaboration avec Freescale Semiconductor (Toulouse) et devra permettre la validation de nouvelles règles de conception et de modèles d'immunité tant conduite que rayonnée. Nous ne sommes qu'au commencement de cette longue aventure.

Bibliographie

- [1] A. Alaeldine, A. Boyer, R. Perdriau, M. Ramdani, and E. Sicard. A near-field injection model for susceptibility prediction in integrated circuits. In *ICONIC 2007, Saint-Louis, USA*, pages 39–44, June 2007.
- [2] A. Alaeldine, N. Lacrampe, R. Perdriau, M. Ramdani, and al. Efficiency of embedded on-chip emi protections to continuous harmonic and fast transient pulses with respect to substrate injection. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Hawaii, USA*, July 2007.
- [3] A. Alaeldine, O. Maurice, J. Cordi, R. Perdriau, and M. Ramdani. Emc-oriented analysis of electric near-field in high frequency. In *ICONIC 2007, Saint-Louis, USA*, pages 255–260, June 2007.
- [4] A. Alaeldine, R. Perdriau, M. Ramdani, and M. Drissi. A direct power injection model for immunity prediction in integrated circuits. In *CEM 06*, page 15, April 2006.
- [5] A. Alaeldine, R. Perdriau, M. Ramdani, J.L. Levant, and M. Drissi. A direct power injection method for immunity prediction in integrated circuits. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 50 :52–62, February 2008.
- [6] A. Alaeldine, R. Perdriau, M. Ramdani, and V. Veeragandham. Electrical model for power losses in direct power injection. *IET Sciences, Measurement and Technology*, 1(5) :284–289, September 2007.
- [7] K. Assalaou, L. Bouhouch, E. Sicard, S. Akue-Boulingui, A. Boyer, A. Mouden, S. Vilminot, and G. Pourroy. Modélisation du rayonnement en champ proche d’une ligne strip-line recouverte ou non de films de permalloy ou de ferrite. In *CEM 08, Paris*, May 2008.
- [8] M. Badaroglu. Modeling and experimental verification of substrate noise generation in a 220 kgates wlan system-on-chip with multiple supplies. In *in Proceeding ESSCIRC, Florence, Italy*, pages 291–294, September 2002.
- [9] S. Baffreau. Mise en oeuvre de méthodes de mesures cem pour un composant de type micro-contrôleur. Rapport de DEA à l’INSA Toulouse, France, Juin 1999.
- [10] S. Baffreau. *Susceptibilité des micro-contrôleurs aux agressions électromagnétiques*. Thèse, INSA de Toulouse, 2003.
- [11] H.B. Bakoglu. *Circuits, Interconnects and Packaging for VLSI*. Addison-Wesley, first edition, 1990.
- [12] C.A. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design*. Wiley, third edition, 2005.

- [13] D. Baudry. *Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches*. Thèse en cem, ESIGELEC, Avril 2005.
- [14] D. Baudry, F. Birel, L. Bouchelouk, A. Louis, B. Mazari, and P. Eudeline. Near-field techniques for detecting emi sources. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Santa Clara, USA*, pages 11–13, August 2004.
- [15] S. Bazzoli, B. Demoulin, M. Cauterma, and P. Hoffman. Susceptibility of integrated circuits connected to wiring systems. In *2EMC Conference on Electromagnetic Compatibility, ESIGELEC, Rouen, France*, September 2005.
- [16] M. Bäckström, O. Lundén, and P. S. Kildal. Reverberation chambers for emc susceptibility and emission analysis. *Radio science*, pages 429–452, 2002.
- [17] A. Boyer. Prédire la susceptibilité des circuits aux agressions électromagnétiques. *Electronique*, 3(189) :2–5, March 2008.
- [18] A. Boyer, E. Sicard, S. Bendhia, and E. Lamoureux. Immunité d'inverseurs cmos en champ proche. In *CEM06, Saint Malo, France*, Avril 2006.
- [19] A. Boyer, E. Sicard, and G. Peres. Un logiciel dédié à la prédiction du comportement des circuits intégrés en compatibilité électromagnétique de 1mhz à 5ghz. In *EMC Compo 05 - Munich Allemagne*, pages 11–13, Novembre 2005.
- [20] T.P. Budka, S.D. Waclawick, and G.M. Rebeiz. A coaxial 0.5-18 ghz near electric field measurement system for planar microwave circuits using integrated probes. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44(12), December 1996.
- [21] M. Camp, H. Gerth, H. Garbe, and H. Haase. Predicting the breakdown behavior of microcontrollers under emp/uwb impact using a statistical analysis. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46(3) :368–379, 2004.
- [22] K. R. Carver and J. W. Mink. Microstrip antenna technology. *IEEE Transactions on Antennas Propagations*, 29 :2–24, January 1981.
- [23] D. Castagnet, A. Meresse, and G. Duchamp. Characterization of a near field probe for ic cartography. In *EMC Europe 2006, Barcelona, Spain*, September 2006.
- [24] Ansoft Corporation. HFSS. <http://www.ansoft.com/>.
- [25] D. R. Coulson. Emc techniques for microprocessor software. In *IEE Colloquium on EMC for Small Business*, page 420, June 1998.
- [26] M. Baffleur D. Tremouilles. *Stratégie de protections intégrées contre les décharges électrostatiques. Compraison des stresses de types HBM et CDM*. PhD thesis, Séminaire annuel de l'école doctorale GEET, 2003.
- [27] S. Dabral and T. J. Maloney. *Basic ESD and I/O Design Edition*. Wiley Interscience, 2005.
- [28] N. Delorme, M. Belleville, and J. Chilo. Inductance and capacitance analytic formulas for VLSI interconnects. *IEE Electronics Letters*, 32(11) :996–997, May 1996.
- [29] S. Demarty. *Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé*. Thèse, Université de Limoges, Août 2006.

- [30] V. Deniau, M. Heddebaut, and J. Rioult. La cellule tem tridimensionnelle : un nouveau moyen d'essais pour les tests de cem en basses fréquences. In *Journées scientifiques du CNFRS/URSI- METROLOGIE ET CAPTEURS EN ELECTROMAGNETISME- Meudon, France*, Mars 2004.
- [31] S. Ben Dhia, M. Ramdan, and E. Sicard. *Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits*. Springer, first edition, 2006.
- [32] K. Dobge, J. Baudet, and B. Démoulin. Etude de p erturbations en injection de courant et de tension sur les liaisons entre un microprocesseur et une mémoire externes. In *7 eme Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, Toulouse, France*, March 1994.
- [33] Présentation du rapport du groupe d'experts. Les téléphones mobiles, leurs stations de base et la santé. Dossier de presse, Février 7 2001.
- [34] Sciences et Avenir. Les progrès de la furtivité. Article, Octobre 2007.
- [35] B. Bourriot et W. Hirschi. Caractéristiques de cem des systèmes de câblage universels. Article.
- [36] H. Ewald and H. Krueger. Inductive sensors and their application in metal detection. In *International Conference on Sensing Technology, New Zealand*, 2005.
- [37] F. Fiori. Ics susceptibility : a critical assessment on the test procedures. In *EMC2000 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Brugges, Belgium*, pages 286–289, 2000.
- [38] freeware on-line at. IC-EMC. <http://www.ic-emc.org/>.
- [39] Futura-Sciences. E-bomb : une arme d evastatrice. Article, Avril 2003.
- [40] F. Gardiol. *traité d'électricité*. Volume 13, hyperfr equences, Presses polytechniques et universitaire Romandes, 1987.
- [41] H. Gieser and M. Haunschild. Very-fast transmission line pulsing of integrated structures and the charge device model. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology - Part C*, 21(4) :278–285, 1998.
- [42] V.L. Granatstein and I. Alexeff. *High Power Microwave Sources*. Artech House, Boston, London, second edition, 1987.
- [43] P. Groenveld and A. De Jong. A simple rf immunity test set-up. In *Second IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Montreux*, pages 233–239, September 1977.
- [44] E. Grund and R. Gauthier. Vf-tlp systems using tdt and tdr for kelvin wafer measurements and package level testing. In *2004 EOS/ESD Symposium, Dallas, Texas, USA*, 2004.
- [45] A. Guilhaume. *Evaluation de la robutesse de circuits int egr es vis-à-vis des décharges électrostatiques*. Thèse, INSA de Lyon, Septembre 2002.
- [46] K. B Hardin. *Decomposition of Radiating Structures to Directly Predict Asymmetric Mode Radiation*. PhD thesis, Ph.D. Dissertation, University of Kentucky, April 1991.
- [47] Hubert Herrmann. Emc test system for mtu munich od daimler-benz aerospace. News from Rohde & Schwarz, April 1998.

- [48] Y. Hervé. *VHDL-AMS : applications et enjeux industriels*. Dunod Université, 2002.
- [49] C. Icheln. *The Construction and Application of a GTEM Cell*. PhD thesis, Technical University of Humburg, November 1995.
- [50] S. Jahn, C. Schulz-Linkholt, and F. Klotz. Investigation of rf immunity tests and methods for integrated circuits. In *5th International Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits, Munich*, pages 107–112, November 2005.
- [51] J.H. Jang, N. Ishitobi, B.C. Kim, and G.J. Seung. Effects of micro-structural defects in multilayer LTCC stripline. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 29(2) :314–319, May 2006.
- [52] M. A. Kelly, G. E. Servais, and P. V. Paffenbach. An investigation of human body electrostatic discharge. In *The 19th International Symposium for Testing and Failure Analysis, Los Angeles, California, USA*, November 1993.
- [53] D. Konigstein and D. Hansen. A new family of tem-cell with enlarged bandwidth and optimized working volume. In *Proceedings of the 7th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich*, pages 127–132, March 1987.
- [54] C. Kopp. *Protecting Your Personal Security In the Electronic Age*. Thunder’s Mouth Press, 632 Broadway 7th FL, New York, NY, 1996.
- [55] H. Krueger and H. Ewald. Image processing and pattern recognition of metal detector data. In *ICONIC 2007, Saint-Louis, USA*, pages 285–289, June 2007.
- [56] N. Lacrampe, A. Alaeldine, R. Perdriau, M. Ramdani, and al. Investigation on esd transient immunity of integrated circuit. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Hawaii, USA*, July 2007.
- [57] N. Lacrampe, A. Boyer, and B. Vrignon. Investigation of the indirect effects of vf-tlp esd pulse injected into a printed circuit board. In *EMC Europe 2006, Barcelona, Spain*, September 2006.
- [58] F. Lafon, F. de Daran, and J. Dupois. Near field immunity cartography method to characterize a ic to fields radiated by an esd. *EMC Compo05, Munich*, 2005.
- [59] F. Lafon, F. De-Daran, and J. Dupois. Near field immunity cartography method to characterize ic to fields radiated by an esd. In *ICONIC, Barcelona, Spain*, June 8-10 2005.
- [60] E. Lamoureux. *Etude de la Susceptibilité des Circuits Intégrés Numériques aux Agressions Hyper-Fréquences*. Thèse, INSA de Toulouse, Janvier 2006.
- [61] E. Lamoureux, O. Maurice, L. Saissi, and E. Sicard. A new test method for integrated circuit susceptibility to microwave aggressions. In *5th International Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits, Munich*, pages 113–117, November 2005.
- [62] J. J. Laurin, S. G. Zaky, and K. G. Balmain. Emi induced failures in crystal oscillators. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1991.
- [63] K.F. Lee and W. Chen. *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. Wiley, first edition, 1997.
- [64] J. L. Levant, M. Ramdani, R. Perdriau, and M. Drissi. Emc assessment at chip and pcb level : Use of the icem model for jitter analysis in an integrated pll. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 49(1) :182–191, February 2006.

- [65] M2S. Amplificateur modèle ac-0123-100. rapport, 1997.
- [66] V. H. MacDonald. The cellular concept. *Bell Syst. Tech. J.*, 58 :15–41, January 1979.
- [67] T. Maloney and N. Khurana. Transmission line pulsing techniques for circuit modeling of esd phenomena. In *in Proceedings of the EOS/ESD Symposium 7, Minneapolis, MN : ESD Association*, pages 49–54, 1985.
- [68] O.P. Mandhana. Modelling, analysis and design of resonant-free power distribution network for modern microprocessor systems. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 27(1) :107–120, February 2004.
- [69] Olivier Maurice. Introduction à la compatibilité électromagnétique des systèmes embarqués et des télécommunications. Cours, Septembre 2005.
- [70] P. Miller and M. O'hara. Comparison of automotive unit emc test techniques. In *IEE : colloquia : Electromagnetic Compatibility for Automotive Electronics*, September 1999.
- [71] L. Musso, V. Berat, F. Canavero, and B. Demoulin. Etude pour l'utilisation d'une chambre réverbérante dans le domaine automobile. In *11ème Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, Grenoble, France*, pages 93–96, March 2002.
- [72] H. Onomae, H. Ito, T. Ishaida, T. Eguchi, and Y. Nagasawa. Electromagnetic field characterization of injections probes. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo, Japan*, pages 55–58, 1999.
- [73] B. Ottersten P. Zetterberg. The spectrum efficiency of a base station antenna array system for spatially selective transmission. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 44(3) :651–660, August 1995.
- [74] J.C. Parker. Via coupling within parallel rectangular planes. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 39(1) :17–23, February 1997.
- [75] Clayton R. Paul. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Wiley-Interscience, second edition, 2006.
- [76] Clayton R. Paul and S. A. Nasar. *Introduction to Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, second edition, 1987.
- [77] R. Perdriau. Analysis and modeling of electromagnetic interference on chip level, part i : Influence of memory architectures on emc compliance. In *M2.2 milestone report, MEDEA + A509 : MESDIE*, December 2002.
- [78] R. Perdriau. *Méthodologie de prédiction des niveaux d'émission conduite dans les circuits intégrés, à l'aide de VHDL-AMS*. Thèse, Université Catholique de Louvain - Faculté des Sciences Appliquées, Laboratoire de Microélectronique (DICE), Mars 2004.
- [79] D. Pommerenke, K. Jayong, and G. Muchadze. Finding the root cause of an esd upset event. In *DesignCom 2006, Santa Clara, USA*, February 2006.
- [80] M. Popovich, E. Friedman, M. Sotman, A. Kolodny, and R. Secareanu. Maximum effective distance of on-chip decoupling capacitors in power distribution grids. In *GLSVLSI, Philadelphia, USA*, pages 173–179, May 2006.
- [81] M. Ramdani, E. Sicard, S. Ben Dhia, and Al. La compatibilité électromagnétique dans les circuits intégrés. *Techniques de l'ingénieur*, pages E2–475, July 2004.

- [82] A. Randazzo, M. A. Abou-Khousa, M. Pastorino, and R. Zoughi. High resolution near-field multiple target detection and localization using support vector machines. In *ICONIC 2007, Saint-Louis, USA*, pages 261–266, June 2007.
- [83] Heoberling R.F. and Fazio M.V. Advances in virtual cathode microwave sources. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 34(3) :252, August 1992.
- [84] R. Rossi, G. Torelli, and V. Liberali. Model and verification of triple-well shielding on substrate noise in mixed-signal cmos ics. In *in Proc. European Solid-State Circuit Conference (ESSCIRC), Estoril, Portugal*, pages 643–646, September 2003.
- [85] H.W. Shim and T.H. Hubing. A closed-form expression for estimating radiated emissions from the power planes in a populated printed circuit board. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 48(1) :74–81, February 2006.
- [86] E. Sicard. *Le Couplage Diaphonique dans les Circuits CMOS Submicroniques*. Habilitation à diriger des recherches (in French), INSA de Toulouse, 1998.
- [87] E. Sicard, A. Boyer, and A. Tankielun. On the prediction of near-field microcontroller emission. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, USA*, August 2005.
- [88] K.P. Slattery, J.W. Neal, and Wei Cui. Near-field measurements of vlsi devices. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 41(4), November 1999.
- [89] Credence Technologies. Tem cell (closed) dc to 3 ghz. <http://www.ramayes.com/>, 2007.
- [90] CISPR EMC. CISPR12 : Véhicules, bateaux et engins entraînés par des moteurs à combustion interne - caractéristiques de perturbation radioélectrique - limites et méthodes de mesure pour la protection des récepteurs à l'exception de ceux installés dans les véhicules/bateaux/engins eux-mêmes ou des véhicules/bateaux/engins proches. Technical report, CISPR, 5eme édition 2001.
- [91] EADS-CCR. ASERIS-EMC2000. <http://www.aseris-emc2000.com/>.
- [92] IEC EMC Task Force. IEC61967-4 : Integrated circuits - measurement of conducted emissions, $1\omega/150\omega$ method. Draft technical report, IEC, 2000.
- [93] IEC EMC Task Force. IEC62014-3 : Models of integrated circuits for emi behavioral simulation. Technical report, IEC, 2000.
- [94] IEC EMC Task Force. IEC61000-4-2 : Testing and measurement techniques - electrostatic discharge immunity test. Draft technical report, IEC, April 2001.
- [95] IEC EMC Task Force. IEC62132-3 : Direct RF power injection to measure the immunity against conducted RF-disturbances of integrated circuits up to 1 GHz. Draft technical report, IEC, August 2001.
- [96] IEC EMC Task Force. IEC62132 : Integrated circuits - measurement of electromagnetic immunity, 10 khz to 400 mhz - bulk current injection (bci) method. Draft technical report, IEC, August 2001.
- [97] IEC EMC Task Force. IEC61967-5 : Integrated circuits - measurement of electromagnetic emissions, 150 khz to 1 ghz - part 5 : Measurement of conducted emissions - workbench faraday cage method. Draft technical report, IEC, February 2003.

- [98] IEC EMC Task Force. IEC61000-4-4 : Electrical fast transient/burst immunity test. Draft technical report, IEC, July 2004.
- [99] IEC EMC Task Force. IEC61967-2 : Direct RF integrated circuits - measurement of electromagnetic emissions, 150 khz to 1 ghz - part 2 : Measurement of radiated emissions - tem cell and wideband tem cell method. Draft technical report, IEC, August 2005.
- [100] IEC EMC Task Force. IEC61967-3 : Integrated circuits - measurement of electromagnetic emissions 150 khz to 1 ghz - part 3 : Measurement of radiated emissions, surface scan methodš. Draft technical report, IEC, 2005.
- [101] IEC EMC Task Force. IEC62132-3 : Integrated circuits - measurement of electromagnetic immunity, 150 khz to 1 ghz - bulk current injection (bci) method. Draft technical report, IEC, September 2006.
- [102] IEC EMC Task Force. IEC62132-4 : Integrated circuits - measurement of electromagnetic immunity 150 khz to 1 ghz - part 4 : Direct rf power injection method. Draft technical report, IEC, February 2006.
- [103] IEC EMC Task Force. IEC62215 : Characterization of integrated circuits transient electromagnetic immunity. Technical report, IEC, 2006.
- [104] IEC EMC Task Force. IEC61967-2 : Integrated circuits - measurement of electromagnetic emissions, 150 khz to 1 ghz - part 2 : Measurement of radiated emissions - tem cell and wideband tem cell method. Draft technical report, IEC, 2007.
- [105] O. Valorge. *Bruit d'alimentation et couplage par le substrat dans les circuits mixtes*. Thèse, INSA de Lyon, Janvier 2006.
- [106] B. Vrignon. *Caractérisation et optimisation de l'émission électromagnétique de système sur puce*. Thèse, INSA de Toulouse, Septembre 2005.
- [107] B. Vrignon, S. Ben Dhia, E. Lamoureux, and E. Sicard. Characterization and modeling of parasitic emission in deep submicron CMOS. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47(2) :382–387, May 2005.
- [108] B. Vrignon, S. Ben Dhia, E. Sicard, and E. Lamoureux. Mesure et prédiction de l'émission électromagnétique d'un circuit intégré. In *EMC Compo2004, Angers, France*, 2004.
- [109] A. Z. H. Wang. *On-chip ESD protection for integrated circuits*. Kluxer Academic Publishers Edition, 2002.
- [110] K. Wang, D. Pommerenke, J. M. Zhang, and R. Chundru. The pcb level esd immunity using 3 dimension esd scan system. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Santa Clara, USA*, August 2004.
- [111] Kai Wang, D. Pommerenke, Jian Min Zhang, and R. Chundru. The pcb level esd immunity study by using 3 dimension esd scan system. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2004.
- [112] T. Williams. *EMC for product designer*. Publitrone/Elektor, second edition, 1999.
- [113] M. Xu and T.H. Hubing. Estimating the power bus impedance of printed circuit boards with embedded capacitance. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 25(5) :424–432, November 2002.

- [114] M. Xu and T.H. Hubing. Application of the cavity model to lossy power-return plane structures in printed circuit boards. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 26(1) :73–80, February 2003.

Annexes

.1 Annex 1

La figure 17

.2 Annex 2

Un exemple du netlist du cœur NORM

```
*netlist eldo pour simuler la partie pad_norm

.OPTION EPS=1e-8 be .OPTION NOASCII NOTRC NOMOD .OPTION MSGNODE=0
.OPTION NOWARN=240 NOWARN=701 .temp 25

.include CORNERS/spice.lib .include CORNERS/hcmos8d.typ .lib
key=diode CORNERS/diode.lib diode_typ

.include pad_norm_sans_capteur.spi .include pad_dglob.spi

***** ** pad_dglob *** *****

Xpad_dglob EBCD1DGLOB EBCD2DGLOB EBCD3DGLOB EBCD4DGLOB CLKDGLOB
CLKINDGLOB +RESETDGLOB RESETINDGLOB IOENDGLOB IOENINDGLOB E[1] E[2]
E[3] E[4] E[5] E[6] E[7] E[8] E[9] E[10] +VDDDGLOB GNDDGLOB
pad_dglob

VALIMDGLOB VDDDGLOB 0 1.8 VGNDDGLOB GNDDGLOB 0 0

*signaux VEBCD1DGLOB EBCD1DGLOB 0 1.8 VEBCD2DGLOB EBCD2DGLOB 0 1.8
VEBCD3DGLOB EBCD3DGLOB 0 1.8 VEBCD4DGLOB EBCD4DGLOB 0 1.8

VRESETDGLOB RESETDGLOB 0 pw1(0 0 1n 1.8 1.5n 1.8) VIOENDGLOB
IOENDGLOB 0 pw1(0 1.8 1n 0 1.5n 0)
```

VCLKDGLOBAL CLKDGLOBAL 0 pulse (0 1.8 0n 0.1n 0.1n 24.9n 50n)

Ainsi, le netlist du circuit sous test inclus couplage entre les rails d'alimentations :

```
***** *** pad_norm *** ***** Xpad_norm_base
CLKINDGLOB DATANORM OUTNORM RESETINDGLOB IOENINDGLOB E[1] E[2] E[3]
E[4] E[5] +VDDNORM GNDNORM pad_norm_base
```

```
R_R_pcb          N83639 N83595 0.196\\
C_C_core         VDDNORM GNDNORM 199p\\
C_C_pcbcore      0 GNDNORM 500f\\
R_R_core VDDNORM GNDNORM 488k\\
R_R4             ADAPT N49441 1.06\\
R_R_pad_vss      N60092 N87379 130m\\
C_C9 ADAPT N78652 0.85p \\
R_R_sensor N95902 N63420 1.7\\
L_L_bond_vdd N49921 N600481 6nH\\
L_L_rail_vdd N883151 VDDNORM 0.1nH \\
V_V2 N101340 GNDBATT 1.8\\
L_L_pcb N83639 PCB 62.36nH \\
C_C_decoup N1090010 N109066 47n\\
L_L_bond_vss N49991 N627321 6nH\\
C_C_capa N70098 N494791 1.0n\\
R_R_sensor1 N95904 N60092 1.7\\
R_R_rail_vdd N883151 N95902 0.58\\
R_R_bond_vdd N87269 N600481 56m\\
L_L_pcb1 N83799 0 7.47nH\\
L_L_decoup N1090010 PCB 1.90nH\\
T_T1 VIN 0 N78379 0 Z0=50 TD=2538p\\
R_R_battery N101340 N83595 30m\\
L_L_rail_vss N884071 GNDNORM 0.1nH\\
R_R_lead_vss N498250 0 56m\\
R_R_decoup N109066 0 0.15\\
*changed from 0.2\\
L_L_capa CAPA N494791 0.8nH\\
L_L_lead_vdd N498050 N49921 6.2nH\\
*changed from 5nH\\
R_R_capa RES N70098 0.12\\
L_L_lead_vss N498250 N49991 6.2nH\\
R_R_pad_vdd N63420 N87269 70m\\
R_R_pcb1 N83799 GNDBATT 0.016\\
C_C_vdd/vss N49921 N49991 0.67p \\
R_R_rail_vss N884071 N95904 0.58\\
```

```

R_R_bond_vss N87379 N627321 56m\\
R_R5 VIN VG 50\\
L_L_prob ADAPT CAPA 3.4nH \\
C_C_pck_vdd 0 N49921 0.45p\\
R_R6 0 N78652 400\\
*changed from 300\\
C_C_pad N63420 N60092 9.1p\\
L_L8 N78379 N49441 2.05nH\\
C_C_pck_vss N49991 0 0.45p\\
R_R_lead_vdd N498050 PCB 56m\\
K1 L_L_lead_vdd L_L_lead_vss 0.65\\
K2 L_L_bond_vdd L_L_bond_vss 0.66\\

```

Le netlist de générateur de tension, de la rampe, de générateur d'impulsion et de générateur de données :

```

*Générateur HF\\
V_V1 VG_1 0 SIN (0 70.71 freq_dpi 0 0 0)\\
*Rampe\\
VRAMP VG_2 0 pw1(0 0 100n 1 200n 1) YMULT MULT PIN: VG_1 VG_2 VG\\
PARAM: VMAX=30 VMIN=-30\\
*signaux\\
VDATANORM DATANORM 0 pulse (0 1.8 0n 0.1n 0.1n 49.9n 100n)\\

```

les pertes conduites et diélectriques, et les paramètres de simulation :

```

*Pertes conduites\\
R_R_perte0 RES NET2 Rperte0\\
L_L_perte0 NET2 NET3 Lperte0\\

R_R_perte1 NET3 NET4 Rperte1 \\
L_L_perte1 NET4 NET5 Lperte1\\

R_R_perte2 NET5 NET6 Rperte2\\
L_L_perte2 NET6 PCB Lperte2\\
*Pertes diélectriques\\
R_R_dielec0 NET3 0 Rdielec0\\
R_R_dielec1 NET5 0 Rdielec1\\
R_R_dielec2 PCB 0 Rdielec2\\

.param freq_dpi=100Meg\\
.param Rperte0=100\\
.param Lperte0=100\\
.param Rdielec0=100\\
.param Rperte1=100\\

```

```
.param Lperte1=100\\
.param Rdielec1=100\\
.param Rperte2=100\\
.param Lperte2=100\\
.param Rdielec2=100\\

.tran 250p 250n \\
.step (p(freq_dpi), p(Rperte0), p(Lperte0), p(Rdielec0), p(Rperte1),
p(Lperte1), p(Rdielec1), p(Rperte2), p(Lperte2), p(Rdielec2) list\\

#... +(470Meg, 85.78, 2.12E-08, 6809, 0.00175,
5.947E-13, 6154,0.000868, 3.005E-13, 3078) #...\\
```

qu'on besoin pour calculer les tensions, courant et puissances nécessaires :

```
.plot V(VDDNORM,GNDNORM) ISUB(Xpad_norm_base.VDDNORM)\\
.plot V(CLKDGLOB) V(DATANORM)\\
.plot V(OUTNORM)\\
.plot tran V(VIN)\\
.plot tran I(R_R5)\\
.defwave tran P=V(VIN)*I(R_R5)\\
.plot tran W(P)\\
.plot tran v(VG)\\
.plot V(VDDNORM,GNDNORM)\\
.plot ISUB(Xpad_norm_base.VDDNORM)\\
.plot V(CLKDGLOB) V(DATANORM)\\
.plot V(OUTNORM)\\
```

.3 Annex 3

```
-----
-- simulation du microstrip de longueur 20cm avec resistance de terminaison 10
-- ohm
-----
```

```
library IEEE;
library IEEE_PROPOSED;

use IEEE.std_logic_1164.all;

use IEEE.MATH_REAL.all;
use IEEE_PROPOSED.electrical_systems.all;
```

```

use work.all;

ENTITY boitier_TDR IS
  port ( terminal a,b,c1 : electrical );
END ENTITY boitier_TDR;

ARCHITECTURE behavioral OF boitier_TDR IS

Terminal n0,n1,n2,n3,n4,n5,n6,n7,n8,n9,n10,n11,n12 : electrical;
--Terminal a,b,c1 : electrical;
BEGIN

--gen : entity generateur generic map (0.9,1.25e-9,1.85e-9)  -- generateur
--      port map (n1,electrical_ref);

--gen : entity StressVFTLP_300ps port map (a,electrical_ref);  -- generateur

ZG : entity R generic map (50.0)          -- impédance de sortie du generateur
     port map (a,n11);

--C1 : entity C generic map (0.34e-12)
--     port map (n2,electrical_ref);

coaxial10 : entity TxLine2 generic map (50.0,0.9,1.94e8,0.93,0.93)
           port map (n11,electrical_ref,n1,electrical_ref);

----- Modélisation du BOITIER TDR -----
--L1 : entity L generic map (0.3e-8)
--     port map (n2,n3);
--C1 : entity C generic map (0.66e-11)
--     port map (n3,electrical_ref);

----- CABLE COAXIAL -----

Z0 : entity R generic map (50.0)
     port map (n1,n2);

Z1 : entity R generic map (50.0)
     port map (n2,n3);

coaxial0 : entity TxLine2 generic map (50.0,0.9,1.94e8,0.07,0.07)  -- 0,025
           port map (n3,electrical_ref,c1,electrical_ref);

```

```

--coaxial1 : entity TxLine2 generic map (50.0,0.04,0.297e8,0.88)  -- 0,92
--      port map (n2,electrical_ref,n4,electrical_ref);

coaxial2 : entity TxLine2 generic map (50.0,1.17,1.94e8,1.0,1.0)  -- 0,88 1,17
      port map (n2,electrical_ref,b,electrical_ref);

----- Modélisation SMA -----

--SMA_L2 : entity L generic map (0.17e-9)
--      port map (n31,n4);
--SMA_C2 : entity C generic map (0.15e-12)
--      port map (n4,electrical_ref);
--SMA_L21 : entity L generic map (0.48e-9)
--      port map (n4,n5);
--SMA_C21 : entity C generic map (0.32e-12)
--      port map (n5,electrical_ref);

-----LIGNE DE TRANSMISSION -----

--Ligne1 : entity module_ligne generic map (2.92e-9,0.172e-12,50)
--      port map (b,n4);

--ZT : entity R generic map (50.0)
--      port map (n4,electrical_ref);

--ZT1 : entity R generic map (50.0)
--      port map (c1,electrical_ref);

end ARCHITECTURE behavioral;

```

.4 Annex 4

```

-----
-- Description: Piecewise linear voltage source
-----

```

```

-- Revisions :

```

Date	Version	Author	Description
2003-04-09	1.0	Mentor Graphics	Created
2003-04-18	1.1	Mentor Graphics	Added AC analysis code

```

-- 2003-10-20 1.2      Mentor Graphics    Changed ac_mag default to 0.0
-- 2004-12-13 2.0      Mentor Graphics    Added time_sync process
-----
library IEEE;
library IEEE_PROPOSED;
--library SIMU;
--use SIMU.pwl_functions.all;

use IEEE.math_real.all;
use IEEE_PROPOSED.electrical_systems.all;
use work.pwl_functions.all;
use work.Conversion.all;

--use pwl_functions.all;
-- The MGC_AMS library contains a "conversion" package that includes the
-- time2real_vector conversion function along with the time_vector type
-- definition (time_vector type is pending IEEE approval).
-- The source file (mgc_ams_additions.vhd) is located in the SystemVision
-- install tree.
library MGC_AMS;
use MGC_AMS.conversion.all;
--use MGC_AMS.pwl_functions.all;

entity stressVF_TLP_300ps is
  generic (
    -- default voltage and time data values
    --
    vdata    : real_vector := (0.02000001,-0.09999999,-0.05999999,
    0.02000001,-0.01999999,...etc...0.02000001,-0.09999999);

    timedata : time_vector := ( 0.0000E+00 ns,5.0000E-02 ns,1.0000E-01 ns,1.5000E-01 ns,
    2.0000E-01 ns,2.5000E-01 ns,3.0000E-01 ns,
    3.5000E-01 ns,4.0000E-01 ns,4.5000E-01 ns,
    5.0000E-01 ns,5.5000E-01 ns,6.0000E-01 ns,6.5000E-01 ns, etc...
    );

    ac_mag   : voltage      := 0.0;      -- AC magnitude [Volts]
    ac_phase : real         := 0.0);     -- AC phase [Degrees]
  port (
    terminal pos, neg : electrical
    );
begin

end entity stressVF_TLP_300ps;

```

architecture ideal of stressVFTLP_300ps is

```

quantity v across i through pos to neg;
-- Declare quantity in frequency domain for AC analysis
quantity ac_spec : real spectrum ac_mag, math_2_pi*ac_phase/360.0;
-- Convert time_vector to real_vector for use in get_slope function
constant n : integer := timedata'LENGTH;
constant tdata : real_vector(0 to n-1) := time2real_vector(timedata);
signal last_time : real := 0.0;

begin

-- Process to extract exact time points, used in break to force sharp corners
time_sync : process is
  variable count : integer := 0;
begin
  wait until domain = time_domain;
  while count < tdata'right loop
    last_time <= tdata(count);
    wait for (timedata(count + 1) - timedata(count));
    count := count + 1;
  end loop;
  wait; -- forever
end process time_sync;

break on last_time; -- force analog time step

if domain = quiescent_domain or domain = time_domain use
  v == (-120.0)*pwl_dim1_flat(NOW, tdata, vdata);
else
  v == ac_spec;
end use;

end architecture ideal;

```

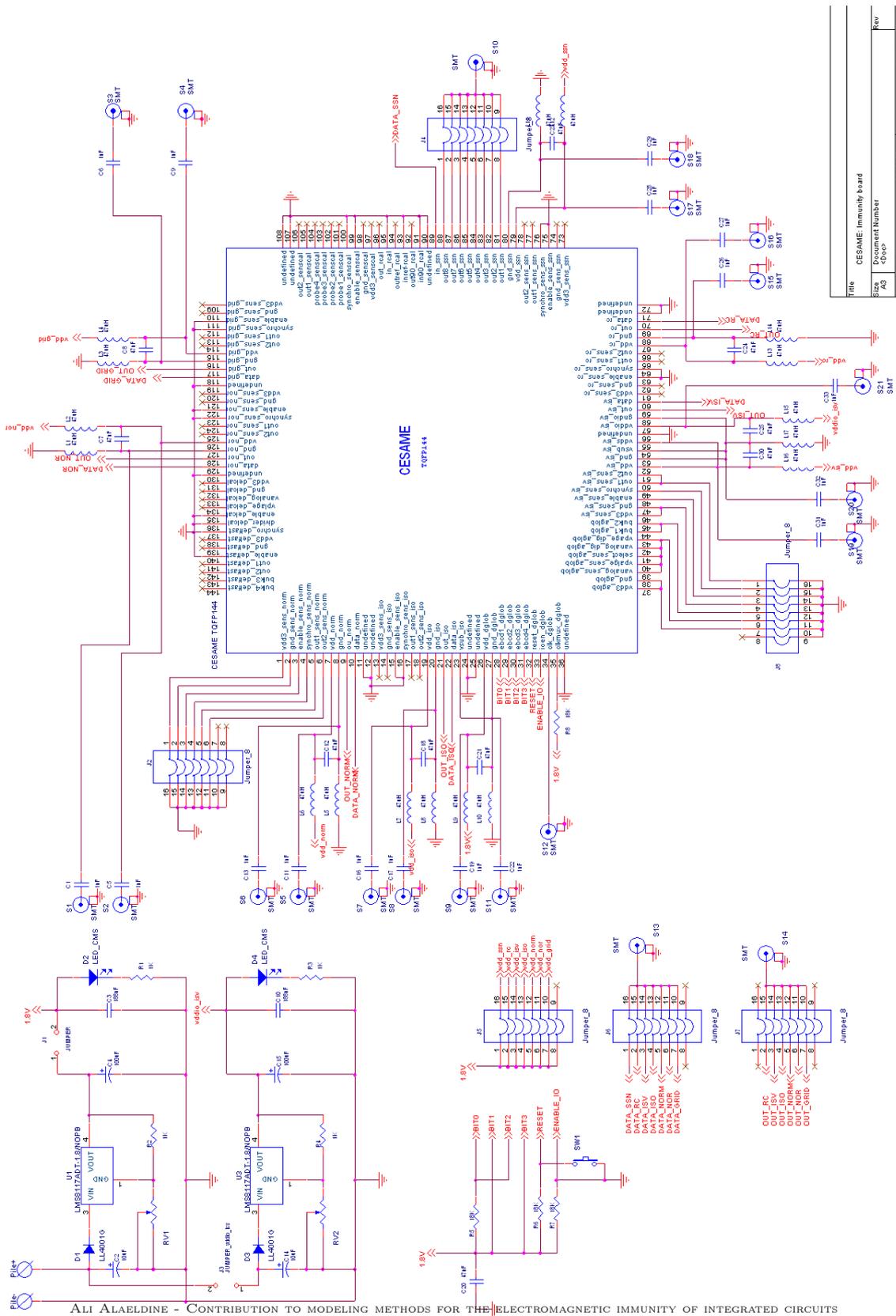


FIG. 17 – Circuit imprimé dédié à la mesure d’immunité du CI CESAME

Publications en rapport avec la thèse

Distinctions

- IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Best Student Paper for "Modeling of the Substrate Coupling Path for Direct Power Injection in Integrated Circuit", IEEE EMC 2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility , Detroit, USA, 18-22 August 2008.
- IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Leo L. Beranek Student Travel Grant Award for "Efficiency of Embedded On-Chip EMI Protections to Continuous Harmonic and Fast Transient Pulses with Respect to Substrate Injection", IEEE EMC 2007 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, Hawaii, 8-13 July 2007.

Articles dans des revues internationales (3)

- Ali Alaeldine, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani and Jean-Luc Levant, "A Direct Power Injection Model for Immunity Prediction in Integrated Circuits", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume 50, Feb. 2008, Page(s) : 52-62.
- Ali Alaeldine, Nicolas Lacrampe, Alexandre Boyer, Fabrice Caignet, Richard Perdriau, Mohamed Ramadani, Etienne Sicard and M'hamed Drissi, "A Comparison Between Emissions and Susceptibility Reduction Techniques in Integrated Circuits", Microelectronics Journal, 2008.
- Ali Alaeldine, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani and Vishal Veeragandham, "Electrical Model for Power Losses in Direct Power Injection", IET Proceedings on Science, Measurement and Technology, Volume 1, Issue 5, Sept. 2007 Page(s) : 284 - 289.

Articles dans des conférences internationales avec comité de lecture (12)

- Ali Alaeldine, Thomas Ordas, Richard Perdriau, Philippe Maurine, Mohamad Ramdani, L. Torres, M'hamed Drissi, "Assessment of the Immunity of Unpackaged Multi-Core Integrated Circuits to Near-Field Injection", EMC Zurich, Switzerland, 12-16 January 2009.
- Ali Alaeldine, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani, Etienne Sicard, M'hamed Drissi, "Modeling of the Substrate Coupling Path for Direct Power Injection in Integrated Circuit", 2008 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Detroit (USA), 18-22 August 2008.
- Jérôme Cordi, Ali Alaeldine, Jean-Luc Levant, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani, Patrice Pinel, "Automated Extraction of the Passive Distribution Network of an Integrated Circuit for the Assessment of Conducted Electromagnetic Emission" EMC 2008 EMC Week in Singapore, 19-23 may 2008.
- Ali Alaeldine, Nicolas Lacrampe, Fabrice Caignet, Richard Perdriau, Marise Baffleur, Mohamed Ramdani, M'hamed Drissi, Jean-Luc Levant and Etienne Sicard, "Efficiency of Embedded On-Chip EMI Protections to Continuous Harmonic and Fast Transient Pulses with Respect to Substrate Injection", IEEE EMC 2007 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, Hawaii (USA), 8-13 July 2007.
- Nicolas Lacrampe, Ali Alaeldine, Fabrice Caignet, Richard Perdriau, Marise Baffleur and Mohamed Ramdani, "Investigation on ESD Transient Immunity of Integrated Circuit", IEEE EMC 2007 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, Hawaii, 8-13 July 2007.
- Ali Alaeldine, Olivier Maurice, Jérôme Cordi, Richard Perdriau and Mohamed Ramdani, "EMC-Oriented Analysis of Electric Near-Field in High-Frequency", ICONIC 2007, Saint-Louis (USA), 27-29 June 2007.
- Ali Alaeldine, Alexandre Boyer, Richard Perdriau and Mohamed Ramdani and Etienne Sicard, "A Near-Field Injection Model for Susceptibility Prediction in Integrated Circuits", ICONIC 2007, Saint-Louis (USA), 27-29 June 2007.
- Ali Alaeldine, Alexandre Boyer, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani, Etienne Sicard and M'hamed Drissi, "A Near Field Injection Model Including Power Losses for Susceptibility Prediction in ICs", EMC Europe Workshop 2007, Paris, France, 14-15 June 2007.
- Ali Alaeldine, Jérôme Cordi, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani, and Jean-Luc Levant, "Predicting the Immunity of Integrated Circuits through Measurement Methods and Simulation Models", EMC Zurich Munich 2007, 25-27 September 2007.

-
- Ali Alaeldine, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani and M'hamed Drissi, "A Direct Power Injection Model for Immunity Prediction in Integrated Circuits", CEM06, Saint-Malo, France, 4-6 April 2006.
 - Mohamed Ramdani, Richard Perdriau, Ali Alaeldine and Etienne Sicard, "Immunity to RF in Integrated Circuits", 3rd EOS/ESD/EMI Workshop, Toulouse, France, 18 may 2006.
 - Mohamed Ramdani, Ali Alaeldine, Richard Perdriau, "Power Modeling for Susceptibility Prediction in ICs", EMC Europe 2006, Barcelone, Spain, 7 September 2006.

Articles dans des conférences francophones (3)

- Ali Alaeldine, Thomas Ordas, Richard Perdriau, Philippe Maurine, Mohamad Ramdani, Lionel Torres and M'hamed Drissi, "Etude de l'effet du boîtier sur l'immunité en champ proche des circuits intégrés", 6ème JFFMA and TELECOM 2009, Agadir, Maroc, 12-14 Mars 2009.
- Ali Alaeldine, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani and M'hamed Drissi, "Modélisation de l'immunité des circuits intégrés en champ proche", Montpellier, France, GDR Ondes, Réunion plénière du CNRS, 6 décembre 2006.
- Ali Alaeldine, Alexandre Boyer, Richard Perdriau, Mohamed Ramdani, Etienne Sicard and M'hamed Drissi, "A Near Field Injection Model Including Power Losses for Susceptibility Prediction in Integrated Circuits", 5èmes JFMMA and TELECOM 2007, Fès, Maroc, 14-16 mars 2007.

Articles en coopération dans des conférences (3)

- A.M. Haidar, N. Elahdab, H. Shirahama, A. Alaeldine, "Multiple-Valued Logic Neuron Clock Transformers", The 23rd International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC2008), Shimonoseki, Japan, 6-9 July 2008.
- A.M. Haidar, F. Al-Rifai, A. Alaeldine, M. Bernard, "A Novel Neural Network Half Adder", ICTTA'08, 3rd International Conference on Information and Communication Technologies : From Theory to Applications, Damascus, Syria, 7-11 April 2008.
- V. Verma, S. Merhi, M. Tormos, A. Alaeldine, R. Perdriau and M. Ramdani, "Towards an EMI immunity analysis for an embedded analog-to-digital converter", 2emc IEEE symposium on embedded EMC, Rouen, France, 18-19 October 2007.