



HAL
open science

Analyse des destructions d'alimentations électroniques soumises à un courant impulsionnel fort niveau

Guillaume Mejecaze

► **To cite this version:**

Guillaume Mejecaze. Analyse des destructions d'alimentations électroniques soumises à un courant impulsionnel fort niveau. Electronique. Université de Bordeaux, 2019. Français. NNT : 2019BORD0204 . tel-02497134

HAL Id: tel-02497134

<https://theses.hal.science/tel-02497134>

Submitted on 3 Mar 2020

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

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

THÈSE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR
SPÉCIALITÉ ÉLECTRONIQUE

Par Guillaume MEJECAZE

**ANALYSE DES DESTRUCTIONS D'ALIMENTATIONS
ÉLECTRONIQUES SOUMISES À UN COURANT
IMPULSIONNEL FORT NIVEAU**

Sous la direction de : Jean-Michel VINASSA

Soutenue le 18 novembre 2019

Membres du jury :

| | | | |
|---------------------|--|--------------------|--------------------|
| Geneviève DUCHAMP | Professeur Université de Bordeaux | Laboratoire IMS | Présidente |
| François COSTA | Professeur Université de Paris-Est Créteil | Laboratoire SATIE | Rapporteur |
| Christian VOLLAIRE | Professeur École Centrale de Lyon | Laboratoire Ampère | Rapporteur |
| Sonia BEN DHIA | Professeur INSA Toulouse | Laboratoire LAAS | Examinatrice |
| Jean-Michel VINASSA | Professeur Bordeaux INP | Laboratoire IMS | Directeur de thèse |
| Tristan DUBOIS | Maître de Conférences Univ. de Bordeaux | Laboratoire IMS | Co-encadrant |
| Frédéric PUYBARET | Ingénieur Chercheur | CEA Gramat | Co-encadrant |
| Michel BOURZEIX | Adjoint au directeur | CEA Gramat | Invité |
| Alain CHAROY | Consultant CEM | AEMC | Invité |

Titre : Analyse des destructions d'alimentations électroniques soumises à un courant impulsionnel fort niveau

Résumé : Depuis plus d'une trentaine d'années, la menace d'impulsion électromagnétique provoquée par une explosion à haute altitude (IEMN-HA) d'une arme nucléaire est un sujet d'actualité avec les préoccupations croissantes de sécurité. L'IEMN-HA se couple de manière privilégiée sur les lignes aériennes de distribution en électricité permettant d'alimenter les habitations et les usines. Une fois couplée à ces lignes, la contrainte générée peut alors se propager de façon conduite jusqu'aux premiers systèmes qu'elle rencontrera, et les perturber voire les détruire. Dans la majorité des cas, ces systèmes sont les alimentations des appareils domestiques ou industriels. Dans ce cadre, les effets de destruction d'alimentations électroniques lors de l'injection d'un courant impulsionnel de forte amplitude sont étudiés grâce à un moyen d'injection appelé PIC pour Plateforme d'Injection en Courant. Une alimentation à découpage de type flyback, représentative d'une majorité des alimentations actuelles, a été conçue pour la thèse afin de maîtriser entièrement sa topologie et ses constituants. Les composants les plus susceptibles dans une alimentation à découpage ont été mis en évidence, et il a été montré qu'ils sont détruits à cause d'une amplitude trop importante de courant pendant une durée excessive par rapport aux maximums de leurs capacités. Des analyses aux rayons X et au microscope optique ont été réalisées sur les composants pour aider à la compréhension. Celles-ci ont permis de fournir des premières hypothèses sur la cause de leur destruction, qui ont ensuite été confirmées par des mesures de courants et de tensions autour de chaque composant lors de l'injection de l'impulsion en entrée de l'alimentation. Enfin, le moyen d'injection ainsi que l'alimentation conçue ont été modélisés sous un logiciel de simulation électronique de type Spice. Cette thèse est la première étape d'un travail dont l'objectif final est de modéliser la susceptibilité des alimentations à découpage afin de prédire leur niveau de destruction.

Mots clés : IEMN-HA, alimentation à découpage, destruction, courant impulsionnel fort niveau, modélisation Spice, source d'injection en courant

Unité de recherche

Laboratoire IMS Bordeaux - CNRS UMR 5218

Title : Destructions analysis of power supplies due to high level current pulse

Abstract : For thirty years, the threat of electromagnetic pulses caused by a high-altitude nuclear explosion (NEMP / HEMP) is still an actual concern in the field of security and safety. NEMP couples efficiently on aerial lines of the electricity network allowing to supply houses and factories. Once coupled to these lines, the generated interference can then be propagated to the first encountered systems and disturb or destroy them. In most cases, these systems are household or industries appliances power supplies. In this context, destruction effects of electronic power supplies due to high level current pulse injection are studied thanks to an injection generator called PIC for Current Injection Platform. A flyback switch mode power supply (SMPS), representative of a majority of common power supplies, has been designed for the thesis in order to fully control its topology and components. The most susceptible components in SMPS have been identified and have been destroyed due to a too high level current over an excessive duration compared to their maximum ratings. These understandings have been supported by X-rays and optical microscope analyzes. These ones allowed to provide first hypotheses on their destruction cause, which were then confirmed by current and voltage measurements on each component during the pulse injection. Finally, PIC and the designed SMPS have been modeled using a Spice electronic simulation software. This thesis is the first step of a work whose final objective is to model the susceptibility of SMPS in order to predict their destruction level.

Keywords : HEMP, NEMP, Switch-Mode Power Supply (SMPS), high level pulse current, Spice modelling, current injection source

Research unit

IMS Bordeaux laboratory - CNRS UMR 5218

« La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi. Ici, nous avons réuni théorie et pratique : Rien ne fonctionne ... et personne ne sait pourquoi ! »

- Albert Einstein

Remerciements

Une thèse est avant tout un travail d'équipe et quelle équipe ... Je voudrais remercier mon directeur de thèse Jean-Michel Vinassa ainsi que mes encadrants Tristan Dubois et Frédéric Puybaret. À eux trois ils forment une équipe encadrante formidable, ils sont complémentaires et chacun a apporté à sa manière sa pierre à l'édifice. Travailler avec eux a été un vrai plaisir. Grâce à eux, j'ai progressé de manière importante d'un point de vue technique mais également d'un point de vue humain. De même, sans les collègues de travail côté laboratoire IMS comme côté CEA Gramat, je n'aurais pas pu aboutir à ces résultats. Je voudrais donc remercier Jean-Yves Deletage, Bernard Plano, Isabelle Favre, Jean-François Demonchy, Lucien Vergnes, Jean-Luc Lavergne et tous mes autres collègues qui ont contribué de près ou de loin à ce travail de thèse.

Je tiens à remercier mes rapporteurs François Costa et Christian Vollaire d'avoir lu de manière attentive ce manuscrit et de m'avoir fourni des remarques constructives et intéressantes pour la suite des travaux. Je remercie également mes examinatrices Sonia Ben Dhia et Geneviève Duchamp, présidente du jury. Enfin, merci à Alain Charoy et Michel Bourzeix d'avoir accepté de faire partie de mon jury en tant qu'invités.

Une thèse est un choix personnel afin de pouvoir aboutir au bout de ces trois années. Comme me l'a dit Tristan D. pendant ma thèse : « une thèse n'est pas qu'une expérience scientifique, c'est une expérience de vie et c'est une vraie montagne russe émotionnelle ». Avec du recul, cet ascenseur émotionnel existe bel et bien et à plusieurs reprises l'ascenseur peut être au plus bas. C'est dans ces moments-là que les encadrants, la famille et les proches sont importants. Je voudrais donc remercier infiniment toute ma famille (mon grand-père, mes parents, mon frère, mes sœurs, mes beaux-frères, ma filleule, mon filleul et mes neveux) qui a pu relire mon manuscrit de thèse et qui a été en très grande partie présente pour ma soutenance. Cela m'a été d'une grande aide pour surmonter le stress et ça a été une fierté pour moi de leur présenter mes travaux. Ils ont pu voir où j'en suis arrivé à la fin de mes études ... j'en suis là aujourd'hui en très grande partie grâce à eux et je ne les remercierai jamais assez pour tout ce qu'ils ont fait pour moi durant ces 8 années d'études ! S'ils n'avaient

pas été là pour égayer mes weekends, me changer les idées et me soutenir dans les moments difficiles je ne serais jamais arrivé à ce résultat. Comme dirait mon directeur de thèse : « la thèse n'est pas l'œuvre d'une vie » mais malgré tout, c'est une épreuve difficile de laquelle on sort grandi. Un grand merci également à Benjamin C. pour sa bonne humeur, sa sympathie et également pour le bourru de novembre auquel je ne croyais plus. Merci également à ses parents pour leur affection, leur soutien et leur présence le jour de ma soutenance.

Par ailleurs, certains collègues et amis ont été d'un soutien important pendant ces trois années donc un grand merci notamment à Tristan G., Thibaut P., Léo S., Romain M., Isabel R., Jessica B., Romane D., Frédéric M., Alexandre B., Matthieu M., Sandra P., Yuanci Z., Cyril M., Issam M., Thomas P., Mathieu C., au groupe de la pause déjeuner et à tous ceux que j'ai pu oublier. Un immense merci tout particulièrement à Matthieu B. et Rémi V. même si je n'ai pas pu les voir de manière régulière ces derniers temps de par l'investissement que demande une thèse.

Enfin, un grand merci à celle qui me supporte depuis bientôt deux ans, qui n'ont pas été les deux années de thèse les plus faciles, notamment ces derniers mois. Malgré tout, elle est toujours à mes côtés et malgré ce que qu'elle a pu penser parfois, elle m'a été d'un grand soutien au quotidien pour arriver au bout de cette thèse. Merci infiniment et je serais également à ses côtés pour toutes ses futures épreuves.

Table des matières

| | |
|---|-----------|
| Table des matières | ix |
| Introduction générale | 1 |
| 1 Place spécifique de l'IEMN-HA dans les IEM | 5 |
| Introduction | 6 |
| 1.1 Les perturbations électromagnétiques | 6 |
| 1.1.1 Notions de CEM | 6 |
| 1.1.2 Les sources de perturbations électromagnétiques | 8 |
| 1.1.3 Modes de couplage et de propagation | 14 |
| 1.1.4 Classification des effets des IEM | 17 |
| 1.2 Cas particulier de l'IEMN-HA | 22 |
| 1.2.1 Origine et importance de l'IEMN-HA | 22 |
| 1.2.2 Moyens de simulation expérimentaux de l'IEMN-HA | 27 |
| 1.3 Études existantes de susceptibilité face aux IEM | 35 |
| 1.3.1 Études en mode rayonné | 35 |
| 1.3.2 Études en mode conduit | 39 |
| 1.3.3 Études spécifiques aux alimentations électroniques | 41 |
| 1.4 Présentation et enjeux de la thèse | 43 |
| Conclusion | 45 |
| 2 Présentation de la configuration expérimentale | 47 |
| Introduction | 48 |
| 2.1 Détails sur les alimentations électroniques | 48 |
| 2.1.1 Alimentations à découpage | 48 |
| 2.1.2 Différents modes de fonctionnement et de contrôle | 53 |
| 2.1.3 CEM des alimentations à découpage | 57 |
| 2.2 Études préliminaires pour choisir l'alimentation test | 59 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 2.2.1 | Étude des topologies | 60 |
| 2.2.2 | Étude des composants | 63 |
| 2.3 | Conception de l'alimentation test et validation | 66 |
| 2.3.1 | Choix des composants | 66 |
| 2.3.2 | Routage | 67 |
| 2.3.3 | Validation par des mesures | 68 |
| 2.4 | Présentation du moyen d'injection PIC | 71 |
| 2.4.1 | Environnement global | 71 |
| 2.4.2 | Principe de fonctionnement | 74 |
| 2.4.3 | Formes possibles | 75 |
| | Conclusion | 76 |
| 3 | Susceptibilité en destruction de l'alimentation test | 77 |
| | Introduction | 78 |
| 3.1 | Moyens métrologiques | 79 |
| 3.1.1 | Mesures de courants | 79 |
| 3.1.2 | Mesures de tensions | 83 |
| 3.1.3 | Capteurs et sondes retenus | 85 |
| 3.2 | Résultats préliminaires de susceptibilité des alimentations | 86 |
| 3.2.1 | Moyens d'analyses des composants détruits et stratégie pour comprendre les phénomènes de destruction | 86 |
| 3.2.2 | Études préliminaires sur diverses alimentations | 90 |
| 3.2.3 | Seuils de destruction et dispersion | 96 |
| 3.3 | Analyses, mesures et simulations pour comprendre les destructions en mode différentiel | 100 |
| 3.3.1 | Étude du pont de diodes | 101 |
| 3.3.2 | Étude du MOSFET | 107 |
| 3.3.3 | Étude du contrôleur PWM | 118 |
| 3.3.4 | Étude de la diode de redressement D1 | 123 |
| 3.3.5 | Synthèse et hypothèses sur le scénario de la destruction globale de l'alimentation | 130 |
| | Conclusion | 133 |
| 4 | Vers la modélisation de la susceptibilité | 135 |
| | Introduction | 136 |
| 4.1 | Simulation de l'alimentation test | 136 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 4.1.1 | Modélisation des composants dans OrCAD - Spice | 137 |
| 4.1.2 | Validation de la simulation | 144 |
| 4.2 | Modélisation de PIC | 146 |
| 4.2.1 | Méthode pour modéliser PIC | 146 |
| 4.2.2 | Résultats de la modélisation en mode différentiel | 153 |
| 4.2.3 | Résultats de la modélisation en mode commun | 156 |
| 4.3 | Simulation de PIC | 159 |
| 4.3.1 | Simulation en mode différentiel et validation | 160 |
| 4.3.2 | Simulation en mode commun et validation | 162 |
| 4.3.3 | Simulations couplées à l'alimentation et validations | 163 |
| | Conclusion | 166 |
| | Conclusion générale | 167 |
| | Perspectives | 171 |
| | Bibliographie | 185 |
| A | Annexes | I |
| A.1 | Principaux simulateurs IEMN dans le monde | I |
| A.2 | Nomenclature de l'alimentation conçue pour cette étude | VI |
| A.3 | Étude sur les capteurs de courant et les sondes de tension | VII |
| A.4 | Comparaisons des phases mesurées et simulées des impédances des composants de l'étage d'entrée | XIV |
| A.5 | Modélisation de l'inductance de mode commun (CMC : Common Mode Choke) de 1 mH de l'étage d'entrée | XVI |
| A.6 | Modélisation de l'inductance de mode commun (CMC : Common Mode Choke) de 33 mH de l'étage d'entrée | XIX |
| A.7 | Comparaison des cinq Zs PN du générateur de Thévenin équivalent en mode commun obtenus pour cinq niveaux de tensions réglés sur PIC | XXIII |
| A.8 | Phases des Zs du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel | XXIII |
| A.9 | Validation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel à 7 kV, 10 kV et 13 kV | XXIV |
| A.10 | Phases des Zs PN du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun | XXV |
| A.11 | Validation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun à 7 kV, 10 kV et 13 kV | XXVI |

| | |
|--|--------|
| A.12 Validation de la simulation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel à 4 kV, 7 kV, 10 kV et 13 kV | XXVIII |
| A.13 Validation de la simulation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun à 4 kV, 7 kV, 10 kV et 13 kV | XXX |

Introduction générale

Ces travaux de thèse ont été réalisés conjointement entre le centre de Gramat du Commissariat à l'Énergie Atomique et aux Énergies Alternatives (CEA/Gramat) et le laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS) de Bordeaux, Unité Mixte de Recherche 5218 du CNRS. La thèse, objet de ce manuscrit, a été menée au profit de la Direction Générale de l'Armement (DGA).

Ces travaux de recherche portent sur l'analyse des destructions d'alimentations électroniques soumises à un courant impulsionnel de fort niveau. Lors d'une explosion nucléaire à haute-altitude, une impulsion électromagnétique (IEMN-HA) de très fort niveau est produite. Cette Impulsion ÉlectroMagnétique d'origine Nucléaire (IEMN) est susceptible de se coupler sur l'électronique et particulièrement sur les lignes aériennes de distribution en électricité permettant d'alimenter les habitations et les usines. Une fois l'interférence couplée aux câbles, un courant impulsionnel peut alors se propager de façon conduite jusqu'aux premiers systèmes ou équipements qu'elle rencontre. Ces travaux relèvent donc du domaine de la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM) et particulièrement de la susceptibilité électromagnétique. Le sujet des effets de courants impulsionnels conduits dus à une IEMN-HA sur un système est très vaste. Aussi, ce manuscrit traite particulièrement des effets de destruction d'alimentations qui constituent les entrées énergies des équipements électroniques.

L'IEMN-HA est un sujet de recherche d'intérêt depuis des dizaines d'années, notamment dans le domaine militaire. Dans le domaine civil, les préoccupations croissantes de sécurité ont même intégré des scénarios potentiels d'agressions IEMN par des pays proliférants. Par conséquent, depuis une trentaine d'années, cette menace est devenue un sujet de préoccupation croissant pour les États Occidentaux. Déjà dans les années 1980, des études ont pointé du doigt la vulnérabilité de certains systèmes et ont mis en lumière que l'introduction des technologies digitales aggraverait la situation. Depuis, la progression des ordinateurs et de l'électronique a elle aussi fortement augmenté la vulnérabilité des différentes infrastructures critiques. Les systèmes pour les télécommunications, la finance,

les transports, les services de secours, l'eau, l'alimentation, etc., sont devenus dépendants d'une alimentation électronique ininterrompue. L'énergie électrique est devenue un service essentiel à la société actuelle. Il est par conséquent légitime pour un état doté d'une force de dissuasion de protéger les systèmes militaires d'intérêt et de connaître la vulnérabilité des systèmes civils.

Dans ce contexte, ce manuscrit a pour but de présenter et d'expliquer les effets de destruction d'un fort courant impulsionnel sur des alimentations électroniques. Cette compréhension des effets est une première étape dans une démarche dont l'objectif global est la modélisation de la susceptibilité électromagnétique d'alimentations, afin de prédire leur comportement face à une telle menace. Le manuscrit est construit autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre présente des aspects des perturbations électromagnétiques. Les différentes sources de perturbations ainsi que leurs modes de couplage et de propagation sont notamment abordés. L'IEMN-HA est présentée de manière détaillée, ainsi que la foudre et les décharges électrostatiques. Ces deux dernières perturbations possèdent un spectre fréquentiel qui recouvre celui de l'IEMN-HA et leurs effets sur des équipements peuvent présenter localement des similitudes, mais sont sans commune mesure en termes de zone impactée. Par ailleurs, les différentes classifications des effets d'une IEM sur un système électronique sont présentées, et les résultats des principales études existantes de susceptibilité face aux IEM sont détaillés. Enfin, le scénario étudié dans la thèse, ainsi que ses principaux enjeux, sont exposés.

Le deuxième chapitre détaille la configuration expérimentale de ce travail de thèse. L'alimentation test, conçue et utilisée dans la thèse, appelée « DPS » pour Designed Power Supply, est décrite. Le moyen d'injection impulsionnelle fort courant, qui est un moyen unique en France voire en Europe, est également présenté. Au préalable, des détails sur les alimentations électroniques sont rappelés, permettant de souligner la place importante que tiennent ce type d'alimentations à l'heure actuelle, face aux alimentations linéaires. De plus, le nombre important de topologies différentes d'alimentations à découpage est mis en évidence. Des études de topologies et de composants ont ainsi été réalisées sur un panel d'alimentations grand public afin de concevoir une alimentation test pour toute l'étude, entièrement maîtrisée et représentative d'une majorité d'alimentations actuelles.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des résultats de destruction des alimentations électroniques. Dans un premier temps, les moyens métrologiques disponibles utilisés dans la thèse sont détaillés. En effet, mesurer des signaux électriques au cœur d'une alimentation à découpage lors d'une injection d'un courant de plusieurs centaines d'ampères

à son entrée peut s'avérer compliqué. Par conséquent, différents essais ont été effectués afin de définir les capteurs les plus appropriés aux travaux réalisés dans cette thèse. Peu d'articles et de modèles de susceptibilité étant disponibles, ces mesures sont nécessaires afin de comprendre pour quelles raisons les alimentations ont été détruites. Dans un deuxième temps, des résultats préliminaires de susceptibilité des alimentations sont présentés. Un panel d'alimentations grand public et d'alimentations « DPS » a été détruit afin de vérifier des premières tendances. Les composants le plus souvent endommagés, ainsi que les seuils de destruction, ont été définis et comparés entre les deux catégories d'alimentations. La représentativité du modèle « DPS » a ainsi pu être vérifiée. Enfin, l'identification de la cause de la destruction de chaque composant dans l'alimentation « DPS » a été recherchée. Pour ce faire, des analyses électriques des composants, aux rayons X ou au microscope électronique, ont été réalisées afin de fournir des premières hypothèses. Celles-ci ont ensuite été vérifiées par des mesures de courants et / ou de tensions à certains nœuds du circuit. Dans certains cas, la simulation électronique de type Spice a été utilisée. Finalement, grâce à la compréhension des phénomènes de destruction de chaque composant, un scénario complet de défaillance de l'alimentation avec les enchaînements des destructions a pu être défini.

Le quatrième chapitre présente les premières étapes de la modélisation de la susceptibilité d'alimentations électroniques. Dans les études de susceptibilité d'équipements, de nombreux essais sont nécessaires afin d'aboutir à la compréhension des phénomènes observés. Or, l'accumulation de ces essais constitue un coût important. Par conséquent, la simulation numérique présente tout son intérêt et sa finalité sera de prédire le comportement d'alimentations d'équipements électroniques soumises à un courant impulsionnel fort niveau, grâce à des modèles généralisés. Pour y parvenir, la simulation de type Spice de l'alimentation « DPS » a été réalisée, en l'associant à celle du moyen d'injection PIC, afin d'obtenir une concordance mesure / simulation entre les signaux et les effets observés lors de la destruction des alimentations. Par la suite, l'intérêt de la modélisation sera de simuler le comportement global de l'alimentation « DPS » en intégrant les destructions lors de l'injection de la perturbation. Finalement, quelques perspectives pour la modélisation sont exposées.

Chapitre 1

Place spécifique de l'IEMN-HA dans les IEM

Sommaire

| | |
|---|-----------|
| Introduction | 6 |
| 1.1 Les perturbations électromagnétiques | 6 |
| 1.1.1 Notions de CEM | 6 |
| 1.1.2 Les sources de perturbations électromagnétiques | 8 |
| 1.1.3 Modes de couplage et de propagation | 14 |
| 1.1.4 Classification des effets des IEM | 17 |
| 1.2 Cas particulier de l'IEMN-HA | 22 |
| 1.2.1 Origine et importance de l'IEMN-HA | 22 |
| 1.2.2 Moyens de simulation expérimentaux de l'IEMN-HA | 27 |
| 1.3 Études existantes de susceptibilité face aux IEM | 35 |
| 1.3.1 Études en mode rayonné | 35 |
| 1.3.2 Études en mode conduit | 39 |
| 1.3.3 Études spécifiques aux alimentations électroniques | 41 |
| 1.4 Présentation et enjeux de la thèse | 43 |
| Conclusion | 45 |

Introduction

Les sources d'IEM (Impulsions ÉlectroMagnétiques) représentent toutes les sources capables de générer un champ électromagnétique de forte amplitude pendant un instant très bref, de quelques dizaines de nanosecondes à quelques dizaines de microsecondes. Elles regroupent par exemple les IEMI (Interférences ÉlectroMagnétiques Intentionnelles), l'IEMN-HA (Impulsion ÉlectroMagnétique Nucléaire à Haute Altitude ou HEMP / NEMP en anglais pour High altitude / Nuclear ElectroMagnetic Pulse), la foudre (lightning en anglais), les ESD (ElectroStatic Discharge) et les éruptions solaires. Les IEM peuvent donc être intentionnelles (IEMI, IEMN-HA) ou non (foudre, ESD), et perturber voire détruire de nombreux systèmes électroniques.

Dans ce contexte, ce chapitre présente les principaux enjeux de cette étude de susceptibilité d'alimentations à découpage soumises à l'IEMN-HA et son positionnement par rapport à l'état de l'art. Dans un premier temps, des aspects des perturbations électromagnétiques sont abordés avec notamment les différentes sources de perturbation électromagnétique et la classification des effets IEM sur l'électronique. Ensuite, le cas particulier de l'IEMN-HA est traité de son origine jusqu'aux moyens de simulation expérimentaux existants, conduits et rayonnés, permettant de simuler localement cette menace. Un récapitulatif des études de susceptibilité face aux IEM, présentes dans la bibliographie, en mode rayonné et en mode conduit, sur des équipements et plus spécifiquement sur des alimentations électroniques, est réalisé. Enfin, la dernière partie présente le scénario traité dans la thèse avec la justification de son étude. De plus, les différents aspects et les principales difficultés de ces travaux sont décrits.

1.1 Les perturbations électromagnétiques

1.1.1 Notions de CEM

La Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM) est une discipline d'intérêt en électronique depuis les années 1960 [1, 2]. Elle représente « l'aptitude d'un équipement ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante (c'est-à-dire sans être perturbé) et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement » (VEI 161-01-07 [3]).

Les perturbations électromagnétiques sont des phénomènes électromagnétiques, le plus souvent brusques et aléatoires, parfois à caractère périodique, émis par un système coupable appelé la « source » (figure 1.1). Ces perturbations se propagent et peuvent se coupler sur un équipement qui est susceptible d'être perturbé et qui, par conséquent, est défini comme

étant la « victime » (figure 1.1).

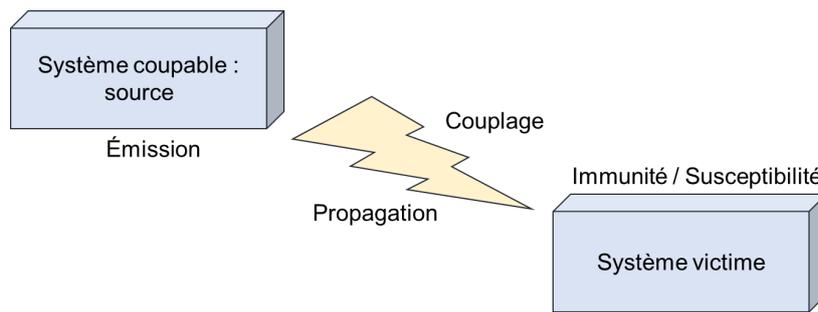


FIGURE 1.1 – Acteurs de la CEM

La CEM fait donc intervenir ces trois acteurs (figure 1.1 et détaillés dans les parties 1.1.2, 1.1.3 et 1.1.4) et met l'accent sur quatre notions fondamentales [4, 5] (figure 1.2) :

- le niveau d'émission qui représente quantitativement la génération de perturbations émises par l'appareil source,
- le niveau d'immunité qui caractérise le niveau maximal de la perturbation admissible par la victime pour qu'elle puisse fonctionner sans être perturbée. On parle de susceptibilité électromagnétique lorsque la limite d'immunité est dépassée,
- le mode de couplage et de propagation déterminés par l'environnement électromagnétique entre la source et la victime,
- le niveau de compatibilité qui est le niveau maximal de perturbations pouvant être appliqué à un équipement dans des conditions données.

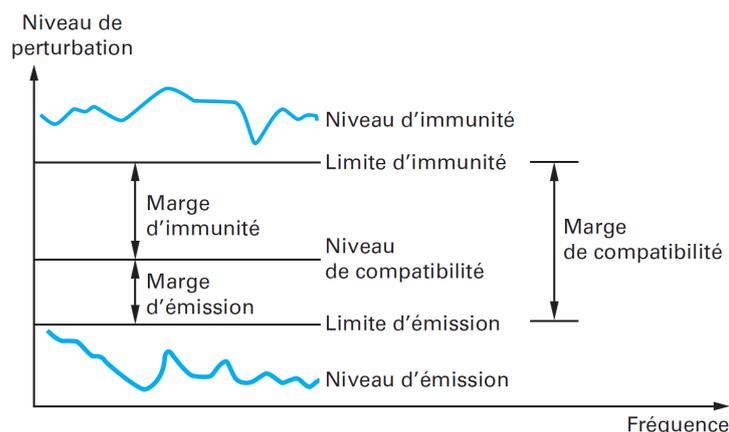


FIGURE 1.2 – Limites, niveaux et marges en CEM [4]

D'après la figure 1.2, pour assurer le bon fonctionnement intrinsèque d'un équipement, le niveau d'émission doit être inférieur au niveau de compatibilité. L'écart entre ces deux niveaux est défini comme étant la marge d'émission. De plus, pour assurer la bonne compatibilité électromagnétique d'un système, le niveau d'immunité de la victime doit être supérieur au

niveau de compatibilité. La marge d'immunité est définie comme étant la différence entre le niveau d'immunité et le niveau de compatibilité.

1.1.2 Les sources de perturbations électromagnétiques

Afin de détailler l'environnement électromagnétique d'un équipement, il est intéressant de définir les sources de perturbation qui peuvent être classées en deux catégories [4, 6] :

- les sources d'origine naturelle comme la foudre, les aurores boréales et les décharges électrostatiques (ESD : ElectroStatic Discharge),
- les sources qui proviennent de l'activité humaine :
 - non intentionnelles comme les émissions radiofréquences, les radars et les activités industrielles,
 - intentionnelles comme l'Impulsion ÉlectroMagnétique Nucléaire (IEMN), l'Impulsion ÉlectroMagnétique Intentionnelle (IEMI) et les Armes à Énergie Dirigée ÉlectroMagnétique (AED-EM).

Les spectres de la majorité des sources de perturbations énoncées peuvent être comparés sur la figure 1.3. La foudre (lightning), les décharges électrostatiques (ESD) et l'IEMN (HEMP) possèdent des bandes de fréquences se recouvrant en partie, allant du quasi-continu à quelques dizaines voire centaines de mégahertz. Cette étendue spectrale leur permet d'impacter une grande quantité d'équipements, de petites comme de grandes dimensions.

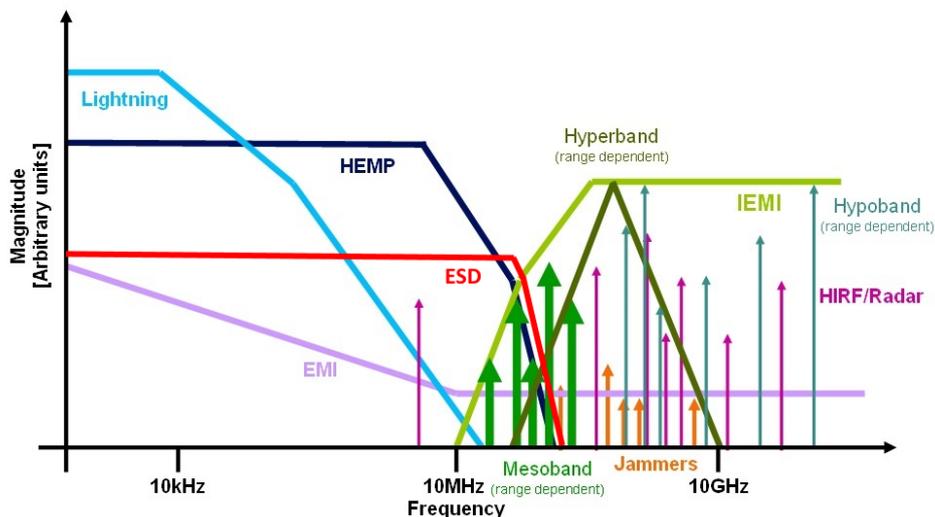


FIGURE 1.3 – Étendue spectrale de quelques IEM

Dans le cadre de cette thèse et en s'appuyant sur la répartition des spectres de la figure 1.3, il peut être intéressant de réaliser une autre classification, c'est-à-dire non pas en fonction de l'origine de la source mais en fonction des types de signaux générés par la source :

- les sources continues ou CW (Continuous Wave) qui émettent un signal électromagnétique d'amplitude et de fréquence constantes (sinusoïde), comme par exemple les émissions radiofréquences et les communications,
- les sources modulées qui émettent un signal radio électromagnétique qui est, de manière générale, un signal sous porteuse à bande étroite modulé en amplitude et / ou en phase, comme les AED-EM et les radars,
- Les sources impulsionnelles qui émettent une impulsion ou une série d'impulsions (IEM : Impulsion ÉlectroMagnétique) qui sont définies par un temps de montée, une amplitude et une largeur à mi-hauteur, comme les ESD, la foudre et l'IEMN.

Par la suite, les sources de perturbations impulsionnelles (IEM) seront principalement présentées.

Décharge électrostatique

Une décharge électrostatique ou ElectroStatic Discharge (ESD) est un phénomène naturel transitoire. Elle a lieu entre deux conducteurs à des potentiels électriques différents quand ceux-ci sont suffisamment proches pour amorcer un arc électrique (figure 1.4). Cet arc est un transfert de charges entre les deux conducteurs afin de les rééquilibrer et de retrouver une neutralité électrique. L'amorçage de l'arc dépend du champ électrique entre les conducteurs et du diélectrique qui les sépare. Ce champ est fonction de la distance séparant les conducteurs mais aussi de leur géométrie. Le champ critique à partir duquel l'amorçage a lieu est appelé rigidité diélectrique. Par exemple dans l'air sec, la rigidité diélectrique est de 3,6 kV/mm [7].

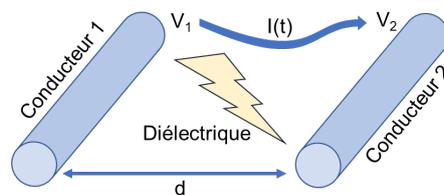


FIGURE 1.4 – Principe d'une décharge électrostatique entre deux conducteurs

La forme d'onde du courant d'une ESD dépend des caractéristiques des conducteurs (matériaux, formes, etc.) mais aussi de l'environnement dans lequel ils sont placés (nature, humidité, température, etc.). De manière générale, l'onde est très brève car elle possède un temps de montée de l'ordre de la nanoseconde et une durée à mi-hauteur de quelques dizaines de nanosecondes ; son amplitude peut atteindre quelques dizaines d'ampères. Cette forme d'onde, présentée sur la figure 1.5, est décrite de manière détaillée dans la norme CEI 61000-4-2 [8] qui expose les techniques d'essais de susceptibilité face à une ESD.

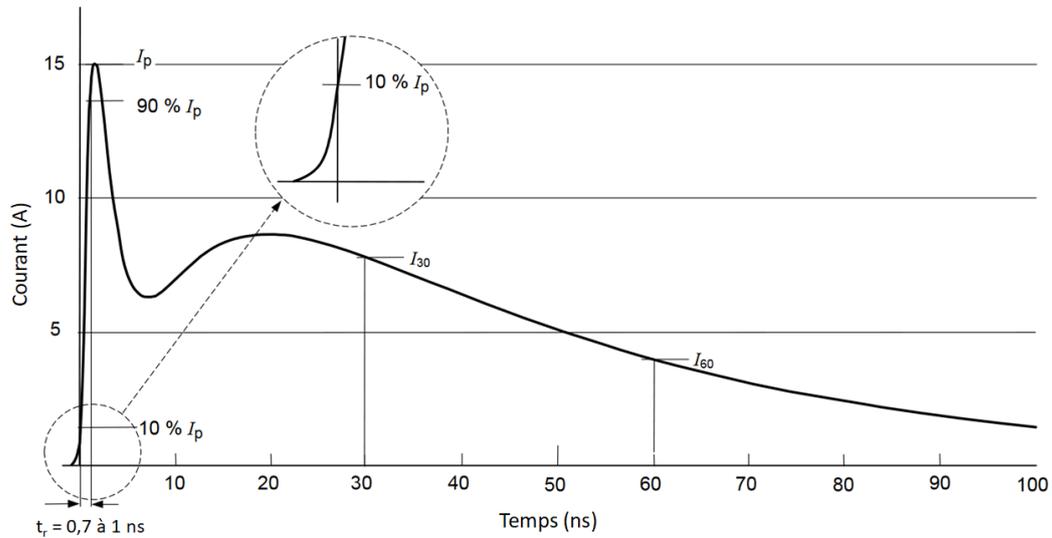


FIGURE 1.5 – Courant normalisé d'une ESD de 4 kV selon la norme CEI 61000-4-2 [8]

En électronique, les ESD désignent des courants indésirables capables d'endommager, de manière souvent irréversible, les composants ou les équipements électroniques. Ces défaillances ont fait leur apparition au début des années 70 et sont de plus en plus présentes avec le développement de la microélectronique et la miniaturisation croissante [9, 10]. En effet, environ 30 % des défaillances des composants sont dues aux ESD [11, 12]; ce qui représente une perte d'environ 40 millions de dollars par an dans la seule industrie électronique [13].

Ces défaillances sont dues aux fortes densités de courants et / ou de tensions appliquées par l'ESD sur les composants, pendant une période très brève. Une telle concentration de courant sur une partie de silicium de quelques μm^2 peut l'échauffer jusqu'à la fusion comme sur la figure 1.6 (a). Les fortes tensions, quant à elles, peuvent dépasser la rigidité diélectrique des isolants présents dans les composants et entraîner, par exemple, le claquage de l'oxyde de grille d'un MOSFET comme sur la figure 1.6 (b).

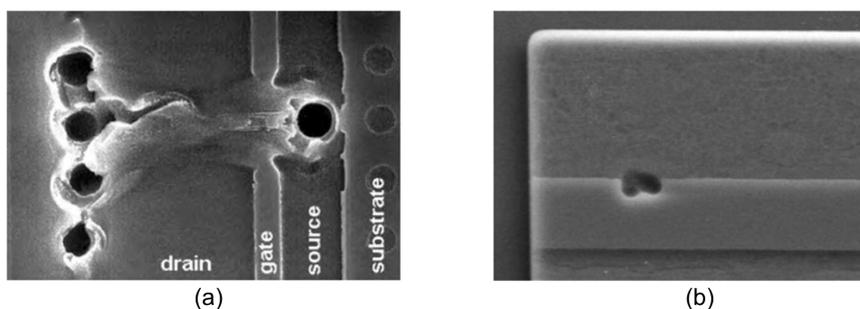


FIGURE 1.6 – Exemples de défaillances de MOSFET dues à une ESD ; (a) : fusion du silicium, (b) : claquage d'un oxyde de grille [14]

Foudre

La foudre est une décharge électrique qui se produit entre un nuage (appelé cumulonimbus) et le sol ou entre deux nuages [4]. Ces nuages ont une épaisseur de plusieurs kilomètres, leur partie supérieure est constituée de glace, tandis que leur partie inférieure se compose de gouttes d'eau. Ils sont soumis à de fortes turbulences, variant en fonction de l'altitude, qui sont à l'origine de chocs entre les particules les constituant. Ces chocs répétitifs aboutissent donc à l'apparition de charges. Une fois les charges séparées, la partie supérieure du nuage est chargée positivement, tandis que la partie inférieure est chargée négativement comme présenté sur la figure 1.7. Il s'ensuit donc un champ électrique à l'intérieur du nuage qui, lorsqu'il est trop chargé, cherche à évacuer cette charge, soit avec le sol qui se charge positivement par induction à l'approche du nuage (chargée négativement à sa base), soit avec d'autres nuages.

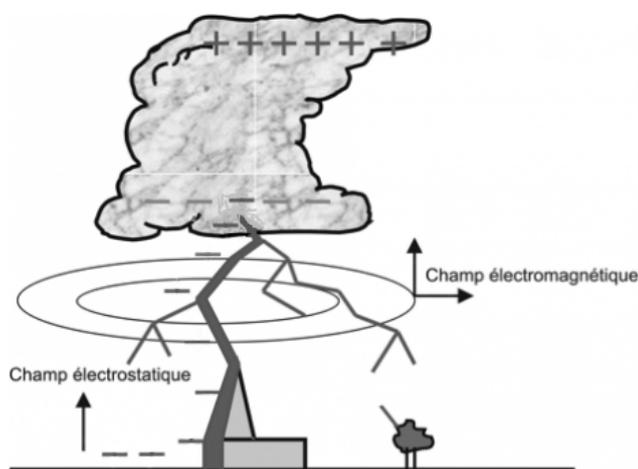


FIGURE 1.7 – Principe du phénomène de foudre

Les coups de foudre négatifs descendants constituent la famille des coups de foudre les plus répandus parmi les coups de foudre nuage-sol. Ils se caractérisent par un écoulement des charges négatives du bas du nuage vers le sol chargé positivement par induction à l'approche du nuage. Des milliards de charges électriques sont ainsi évacuées, donnant lieu à des courants d'amplitude médiane de 25 kA mais pouvant atteindre 100 kA voire 200 kA [6]. Des tensions de plusieurs millions de volts peuvent être induites entre les conducteurs électriques (phase et neutre) et la terre. Ainsi, un champ électromagnétique impulsionnel (figure 1.7) peut atteindre 20 kV/m et peut se coupler sur tous les conducteurs environnants. Finalement, la foudre peut être assimilée à un générateur de courant parfait.

Pour réaliser des essais de susceptibilité d'équipements face à la foudre, la norme CEI 61000-4-5 décrit plusieurs formes d'onde foudre normalisées à utiliser en fonction de l'équipement à tester [15]. De manière générale, l'onde possède un temps de montée de quelques microsecondes et une durée à mi-hauteur de quelques dizaines de microsecondes.

La plus connue est la forme « 1,2/50 μs » qui possède un temps de montée de 1,2 μs et une durée à mi-hauteur de 50 μs , comme décrite sur la figure 1.8.

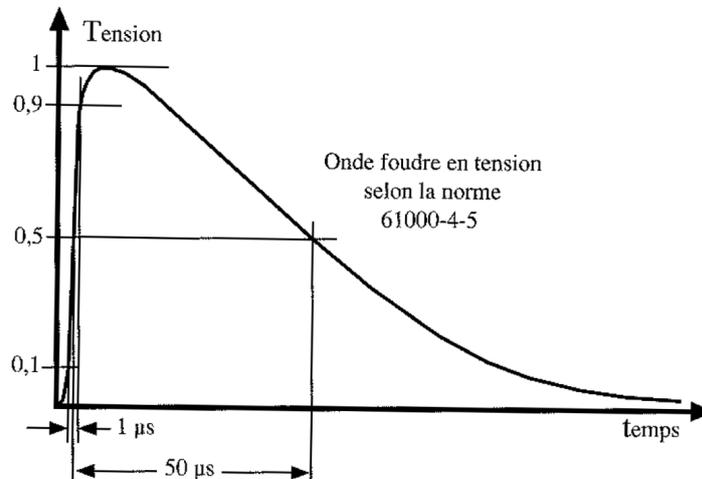


FIGURE 1.8 – Tension de foudre normalisée, dite « onde 1,2/50 », selon la norme CEI 61000-4-5 [15]

La foudre est un phénomène fréquent : environ 30 millions d'impacts au sol par an sur Terre dont environ 1 million en France [16, 17]. Les effets de la foudre sur les matériels électriques dépendent de la distance les séparant du lieu de passage du courant de foudre et de l'intensité de ce courant. Dans certains cas, le courant de foudre peut s'écouler directement dans les circuits électriques, provoquant des différences de potentiel en raison de leur impédance. Une tension d'une valeur très élevée est donc créée. Les courants sont également d'amplitudes très importantes et peuvent entraîner des défaillances allant jusqu'à la destruction des composants par effet thermique comme sur la figure 1.9.

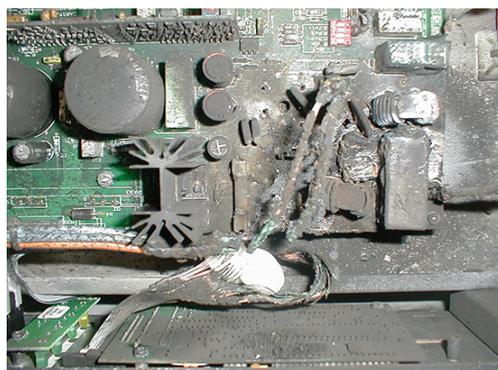


FIGURE 1.9 – Exemple de destruction d'un équipement électronique due à la foudre

Impulsion électromagnétique nucléaire - haute altitude

L'Impulsion ÉlectroMagnétique d'origine Nucléaire - Haute Altitude (IEMN-HA) est une impulsion électromagnétique intentionnelle qui apparaît lors de l'explosion d'une arme nucléaire à haute altitude (plusieurs dizaines de kilomètres). Cette phénoménologie est

connue depuis les années 1945.

L'explosion génère un champ électromagnétique intense sur une surface d'un rayon de plusieurs centaines de kilomètres. Ce type d'explosion nucléaire n'a aucun effet mécanique ou thermique, au contraire d'une explosion nucléaire basse altitude.

Le champ impulsionnel généré immédiatement après l'explosion, appelé E1, est présenté sur la figure 1.10. Les paramètres le caractérisant sont les suivants :

- temps de montée de quelques nanosecondes,
- durée à mi-hauteur de quelques dizaines de nanosecondes,
- amplitude crête de quelques dizaines de kilovolts par mètre.

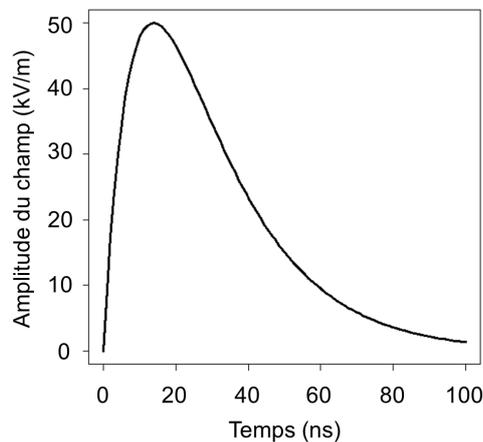


FIGURE 1.10 – Forme d'onde de l'IEMN-HA, selon la norme CEI 61000-2-9 et MIL-STD-464

Les impulsions électromagnétiques d'origine nucléaire peuvent endommager de nombreux systèmes électriques et électroniques, ainsi que brouiller les fréquences des radiotransmissions, présents dans la zone illuminée (black-out) [18]. De part son spectre qui s'étend du quasi-continu au gigahertz, les principaux collecteurs de l'IEMN sont les larges antennes et les lignes aériennes de distribution en électricité.

L'onde Bell (d'origine militaire) définit une enveloppe des formes possibles de cette menace. Dans le cas le plus critique, lorsque l'IEMN se couple sur une ligne aérienne électrique, les amplitudes crêtes du courant et de la tension collectées peuvent atteindre 10 kA et 4 MV pour l'onde Bell, et environ trois fois moins en se référant à l'onde CEI 61000-2-9 (norme d'origine civile de la Commission Électrotechnique Internationale - CEI) [6]. Ces courants impulsionnels d'amplitudes importantes peuvent perturber voire détruire des équipements électroniques, comme l'alimentation présentée sur la figure 1.11.



FIGURE 1.11 – Exemple de destruction d’une alimentation due à un courant impulsionnel important résultant du couplage d’une IEMN-HA sur une ligne aérienne de distribution en électricité

Parmi les sources de perturbations présentées, cette thèse traite uniquement de l’IEMN-HA qui est détaillée dans la partie 1.2. Pour les essais expérimentaux réalisés, le résultat du couplage de l’IEMN-HA sur une ligne aérienne de distribution en électricité est injecté en mode conduit en entrée des équipements sous test.

1.1.3 Modes de couplage et de propagation

Les principales sources de perturbations de type impulsionnel étant détaillées, il est maintenant intéressant de définir les différents modes de couplage et de propagation de ces sources vers les équipements victimes.

Modes de couplage

Le couplage d’une perturbation électromagnétique définit le processus par lequel l’énergie générée par la source de perturbations atteint l’équipement victime. Les deux principaux modes rencontrés sont : le mode rayonné et le mode conduit qui sont présentés sur la figure 1.12.

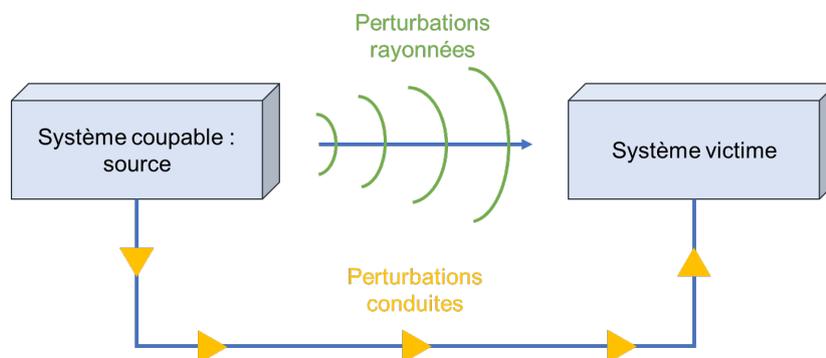


FIGURE 1.12 – Couplage en mode conduit et en mode rayonné d’une perturbation électromagnétique

Dans le cas du couplage de la perturbation en mode rayonné, celle-ci se propage sans support conducteur, sous la forme d’un champ électromagnétique, pour atteindre la victime.

Les principaux modes de couplage rayonné sont les suivants [19] :

- couplage par champ électrique,
- couplage par champ magnétique,
- couplage par champ électromagnétique.

Le couplage d'une perturbation en mode conduit existe lorsque la source et la victime sont liées par un conducteur. La perturbation est donc guidée. Le couplage se traduit par la transmission de perturbations par une piste, un fil, un plan de masse métallique, etc. Les principaux modes de couplage conduit sont les suivants [19] :

- couplage par liaison directe,
- couplage par impédance commune,
- couplage câble à câble ou câble à plan de masse (diaphonie).

D'un point de vue normatif, la norme EN 55022 par exemple, qui concerne une catégorie importante d'appareils électriques (les appareils de traitement de l'information), différencie les perturbations conduites et rayonnées en fonction de leur gamme de fréquences :

- pour le mode conduit : [150 kHz ; 30 MHz],
- pour le mode rayonné : [30 MHz ; 3 GHz].

Dans les autres chapitres de cette thèse, uniquement les perturbations en mode conduit sont traitées. En effet, il a été montré lors d'études précédentes réalisées en interne au CEA/Gramat que, sur des équipements alimentés, le mode conduit est prédominant et le plus destructeur pour les alimentations.

Modes de propagation en mode conduit

Dans le cas du couplage d'une perturbation en mode conduit, il existe deux modes de propagation : le mode différentiel (ou symétrique) et le mode commun (ou asymétrique) [20].

Le mode différentiel (MD), présenté sur la figure 1.13, est la façon normale de transmettre tous les signaux électriques « utiles » tels que l'alimentation. Le courant de MD se propage sur l'un des conducteurs, passe à travers l'équipement victime et revient sur l'autre conducteur. La tension de MD se mesure entre les deux conducteurs grâce à une sonde différentielle par exemple.

Dans le cas du mode commun (MC), le courant se propage simultanément et dans le même sens sur les deux conducteurs, et revient par une masse (tôle, châssis, terre, etc.) à travers les capacités parasites (couplage capacitif), comme présenté sur la figure 1.14. La tension de MC se mesure entre la masse d'une part, et le potentiel moyen des deux conducteurs d'autre

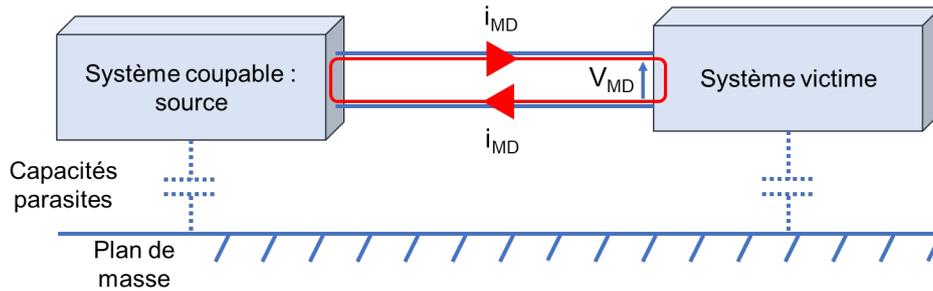


FIGURE 1.13 – Propagation de parasites en mode différentiel

part. En pratique, une moyenne des mesures de tension entre chaque conducteur et la masse est effectuée.

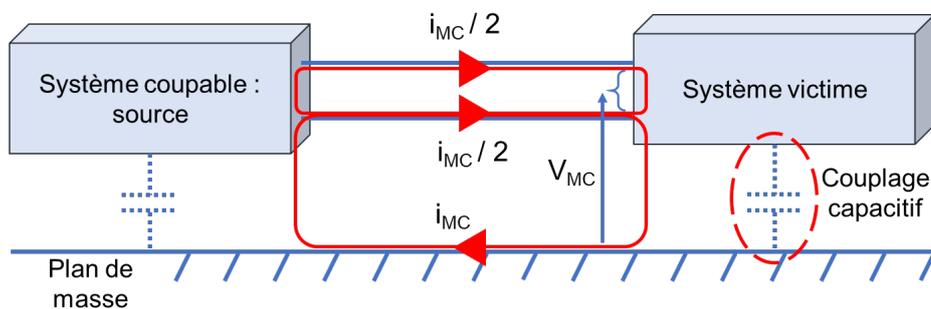


FIGURE 1.14 – Propagation de parasites en mode commun

De manière générale, les deux modes peuvent être présents sur une même victime. Par exemple, un équipement électronique est souvent alimenté en mode différentiel et une perturbation en mode commun peut s'y superposer. De plus, les deux modes peuvent également exister lorsque l'équipement présente un déséquilibre d'impédances entre phase / terre et neutre / terre. Dans ce cas, la perturbation de mode commun peut devenir, en partie, une perturbation de mode différentiel. Finalement, l'association d'un signal se propageant en mode différentiel (figure 1.13) avec une perturbation de mode commun (figure 1.14) donnerait donc les courants détaillés sur la figure 1.15.

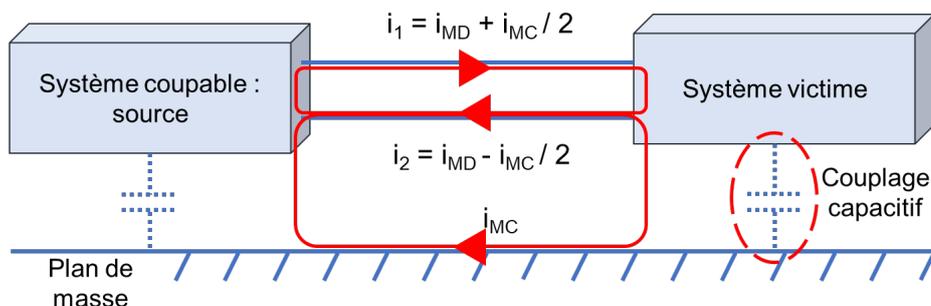


FIGURE 1.15 – Propagation de parasites en mode commun superposés à l'alimentation différentielle

Dans ce cas, en soustrayant les deux courants i_1 et i_2 , uniquement le courant de mode

différentiel peut être obtenu : $i_1 + i_2 = 2 i_{MD}$. Il se mesure grâce à une sonde de courant parcourue par les deux fils en sens opposé, comme présenté sur la figure 1.16.

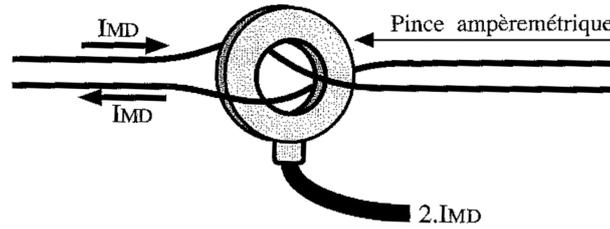


FIGURE 1.16 – Mesure du courant de mode différentiel [6]

De plus, en additionnant les deux courants i_1 et i_2 , uniquement le courant de mode commun est obtenu : $i_1 - i_2 = i_{MC}$. Il peut se mesurer facilement en faisant passer directement les deux fils dans une pince de courant, comme présenté sur la figure 1.17.

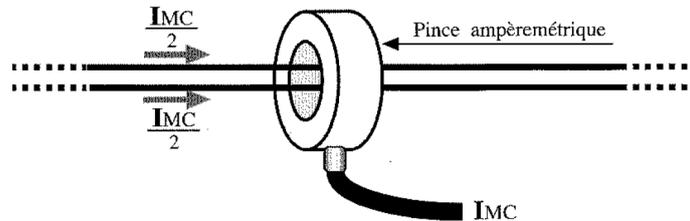


FIGURE 1.17 – Mesure du courant de mode commun [6]

Finalement, ces deux méthodes de mesure permettent de mesurer le courant dans chaque mode de propagation de manière indépendante.

1.1.4 Classification des effets des IEM

Les différentes sources de perturbations électromagnétiques ainsi que leurs modes de couplage et de propagation ont été détaillés. Le sujet de la victime, et notamment la classification des effets des IEM sur celle-ci, doit donc maintenant être abordé.

La victime représente tout équipement capable d'être perturbé. De manière générale, il s'agit d'un équipement comprenant une partie électronique qui dysfonctionne en présence de perturbations électromagnétiques émises par la source.

Les effets d'une IEM sur la victime peuvent être de diverses natures et sont classés différemment dans la bibliographie [21, 22, 23, 24, 25]. F. Sabath a notamment travaillé sur la classification de ces effets au niveau des systèmes électroniques [22]. Après avoir testé la susceptibilité de multiples équipements de différentes catégories (automobile, ordinateur, carte mère, etc.) et du fait de la grande diversité des effets observés, des classifications ont été proposées suivant trois approches.

La première est basée sur le mécanisme de la défaillance. À l'origine, les essais de susceptibilité face aux IEMI étaient réalisés afin de comprendre les mécanismes physiques de l'interférence ou de la destruction, ainsi que l'efficacité du couplage. Par conséquent, la classification utile pour analyser les données de susceptibilité se concentre sur le mécanisme physique de la défaillance observée.

La figure 1.18, issue de [22], détaille la classification proposée par F. Sabath dans ce cas.

| | Category | Effect | Description |
|---------------------|----------|---|--|
| | U | unknown | Unable to determine due to effects on another component or not observed. |
| | N | no effect | No effect occurs. |
| <i>Interference</i> | I.1 | noise | Raised noise level on signal and power lines, which results in flashing of displays or reduced data rates. |
| | I.2 | bit flip | Injected signals alternate bits of a datastream. |
| | I.3 | failure | Malfunction of the system / component due EM interference. |
| | I.4 | break down | Hang-up or crashing of software. |
| <i>Destruction</i> | D.1 | latch up | Injected signal causes latch up in semiconductor components. |
| | D.2 | flashover | On chip flashover / flashover in components. |
| | D.3 | on chip wire melting | Wires on chip are melted by injected energy. |
| | D.4 | bond wire destruction / wire melting on PCB | Wires on PCB and/or bond wires in semiconductor devices are melted by injected HPEM energy. |

FIGURE 1.18 – Classification des effets en fonction du mécanisme physique de la défaillance [22]

La première catégorie U est un niveau qui ne présente que peu d'intérêt pour des travaux de susceptibilité puisqu'aucun effet n'a pu être décelé. Cette catégorie correspond à un essai lors duquel un effet a eu lieu mais n'a pas pu être observé par manque de connaissances ou d'observables. La deuxième catégorie N est utilisée lorsqu'aucun effet n'a eu lieu sur l'équipement testé. Cette catégorie peut être utile dans des travaux de durcissement et de protection car elle donne le niveau d'immunité de l'équipement face à l'IEM considérée.

Toutes les autres classes sont divisées en deux grandes catégories : interférences et destructions. Ces deux principales catégories permettent de classer rapidement la défaillance visualisée lors d'un essai car il est facile de se rendre compte si l'équipement a dysfonctionné ou a été détruit. Dans une deuxième étape, le type d'interférence ou de destruction qui a eu lieu doit être déterminé. Concernant la destruction, la recherche est

aisée puisqu'elle est effectuée après l'essai, sans contrainte de temps. En revanche, pour la détermination du type d'interférence, la tâche est un peu plus complexe puisque des indicateurs en temps réel doivent être définis (mesures, vidéos, etc.).

Pour la deuxième approche, le groupe de travail OTAN RTO SCI 132 a essayé de définir une classification qui utilise comme indicateurs : la durée pendant laquelle la défaillance est présente dans l'équipement, le besoin ou non d'une intervention humaine et la destruction d'un composant. Cette classification permet de surmonter les difficultés exposées avec la classification précédente, notamment pour déterminer le type d'interférence. Ce système de classification a notamment été présenté par D. Nitsch et F. Sabath [25].

D'un point de vue méthode, il est préférable de n'utiliser qu'un seul indicateur pour faciliter le classement de l'effet observé. Par conséquent, la classification proposée par F. Sabath, présentée sur la figure 1.19 issue de [22], utilise uniquement la durée comme indicateur.

| Cat. | Duration | Description |
|------|---|--|
| U | unknown | No effect occurs or the duration of an effect has not been observed. (e.g. observer was unable to determine the duration due to effects on another component). |
| E | during exposure only | Observed effect is present only during exposure to HPEM environment; system functionality is completely available after HPEM environment has vanished. |
| T | some (follow-up) time after exposure | Effect is present some time after HPEM environment has vanished, but system recovers without human intervention. Follow-up time is shorter or equal to typical reaction/operation cycle of the system. |
| H | resistant until human intervention | Effect is present until human intervention (e.g. reset, restart of function). Due to the effect the system is not able to recover to normal operation within an acceptable period (e.g. typical reaction/operation cycle of the system). No replacement of hardware or reload of software is necessary. |
| P | permanent or until replacement of HW / SW | Effect is permanent; usual interactions of an operator or user does not recover normal operation. Effect has damaged hardware to the point that it must be replaced or software to the point that it must be reloaded. |

FIGURE 1.19 – Classification des effets en fonction de la durée pendant laquelle la défaillance est présente dans l'équipement [22]

Les avantages de cette classification sont que les effets sont caractérisés indépendamment du système et de sa fonction principale, par des critères objectifs et sans contrainte. À ceci près que le besoin d'intervention humaine doit être explicité. En effet, dans la plupart des cas, le dysfonctionnement d'un logiciel ou d'un programme peut être facilement résolu par un redémarrage manuel. Par ailleurs, la situation est plus complexe si, par exemple, le système d'exploitation d'un ordinateur effectue un redémarrage automatique alors qu'un retour au fonctionnement normal aurait uniquement nécessité un redémarrage manuel. Cette dernière situation est souvent classée dans la catégorie T, puisque l'équipement se remet dans une configuration fonctionnelle sans intervention humaine. Dans la réalité, le classement de cette situation dépend de la fonctionnalité testée. En effet, si l'essai se concentre uniquement sur le fonctionnement du logiciel, l'intervention humaine pour le redémarrer suffit et la situation est classée en H. Au contraire, si le fonctionnement de l'équipement complet est pris en compte, le retour à la normale est réalisé par son redémarrage automatique et l'essai peut être classé dans la catégorie T.

Finalement, le fait que la classification par durée ne donne pas d'informations sur l'impact opérationnel de l'effet de l'IEM peut être handicapant si l'objectif est d'évaluer la fonctionnalité principale de l'équipement ou la mission du système. Par exemple, un affichage temporairement défectueux après la disparition de la perturbation (catégorie T) peut être critique dans un cas et totalement inutile dans un autre. Au contraire, un affichage défectueux des données de maintenance d'un moteur (catégorie P) n'influence pas le fonctionnement de ce dernier et n'a donc aucun impact opérationnel.

La troisième approche de classification prend en compte les conditions opérationnelles (par exemple les performances minimales, les périodes critiques, etc.) afin d'évaluer et d'analyser les effets de l'IEM sur la fonctionnalité d'un système et sur l'impact opérationnel. Une telle analyse est possible sans une connaissance approfondie du système testé, puisqu'aucun détail sur le mécanisme physique réel de la défaillance n'est nécessaire.

Cet type de classification des effets, en fonction de leur criticité sur la mission principale de l'équipement, est fourni par F. Sabath sur la figure 1.20 issue de [22]. Cette classification fournit les informations essentielles sur les fonctionnalités, indépendamment de leur durée. C'est également la classification utilisée dans la norme CEI 61000-5-9 [24].

Par rapport aux classifications précédentes, la classification par criticité nécessite une analyse de l'effet observé et de son impact sur la fonction principale du système, en fonction de l'application étudiée. Par conséquent, cette classification dépend de l'application et de ses conditions de fonctionnement. L'intervention des concepteurs du système est donc souvent nécessaire afin de cartographier les effets en fonction de leur criticité.

| Level | Effect | Description |
|-------|--------------------------------------|---|
| U | unknown | Unable to determine due to effects on another component or not observed. |
| N | no effect | No effect occurs or the system can fulfill his mission without disturbances. |
| I | interference | The appearing disturbance does not influence the main mission. |
| II | degradation | The appearing disturbance reduces the efficiency and capability of the system. |
| III | loss of main function (mission kill) | The appearing disturbance prevents that the system is able to fulfill its main function or mission. |

FIGURE 1.20 – Classification des effets en fonction de la criticité de la défaillance [22]

Par ailleurs, cette classification présente des aspects intéressants pour les concepteurs du système. En particulier, la description de l'effet établit un lien entre l'effet observé et la robustesse du système. Par exemple, si aucun effet n'a été observé (N), le système peut être évalué comme étant immunisé face à la menace testée. Si des interférences (I) ou des dégradations (II) sont observées, le système est sensible à la menace. Enfin, si un système est détruit, il doit être qualifié de vulnérable.

De manière plus générale pour cette thèse, en se rapprochant de la classification par criticité [22, 23], les effets d'une IEM sont classés en cinq catégories qui correspondent à l'impact de la perturbation sur la fonction principale (ou critique) :

- absence d'effet : le système n'est pas affecté,
- interférence : une perturbation survient mais n'affecte pas significativement le fonctionnement du système,
- dysfonctionnement non rémanent : le fonctionnement du système est interrompu mais redevient normal après un court laps de temps une fois la perturbation passée,
- dysfonctionnement rémanent : le fonctionnement du système est interrompu même après le passage de la perturbation et une remise à zéro (reset) est nécessaire,
- destruction : le système ne fonctionne plus et des composants doivent être changés.

Cette classification est également proche de celle établie par E. M. Walling [21] (4D : Deny / Degrade / Damage / Destroy). La présente thèse s'intéresse principalement aux phénomènes de destruction et non de perturbation.

1.2 Cas particulier de l'IEMN-HA

1.2.1 Origine et importance de l'IEMN-HA

L'Impulsion ÉlectroMagnétique Nucléaire - Haute Altitude (IEMN-HA ou NEMP en anglais : Nuclear ElectroMagnetic Pulse) est un phénomène électromagnétique lié à l'explosion d'une arme nucléaire à une altitude supérieure à 50 kilomètres (figure 1.21). Contrairement à une explosion nucléaire à basse altitude, les effets mécaniques ou thermiques au niveau du sol sont inexistantes et seul un champ électromagnétique très intense et très bref est généré. Ce champ vient perturber ou endommager le matériel électronique.

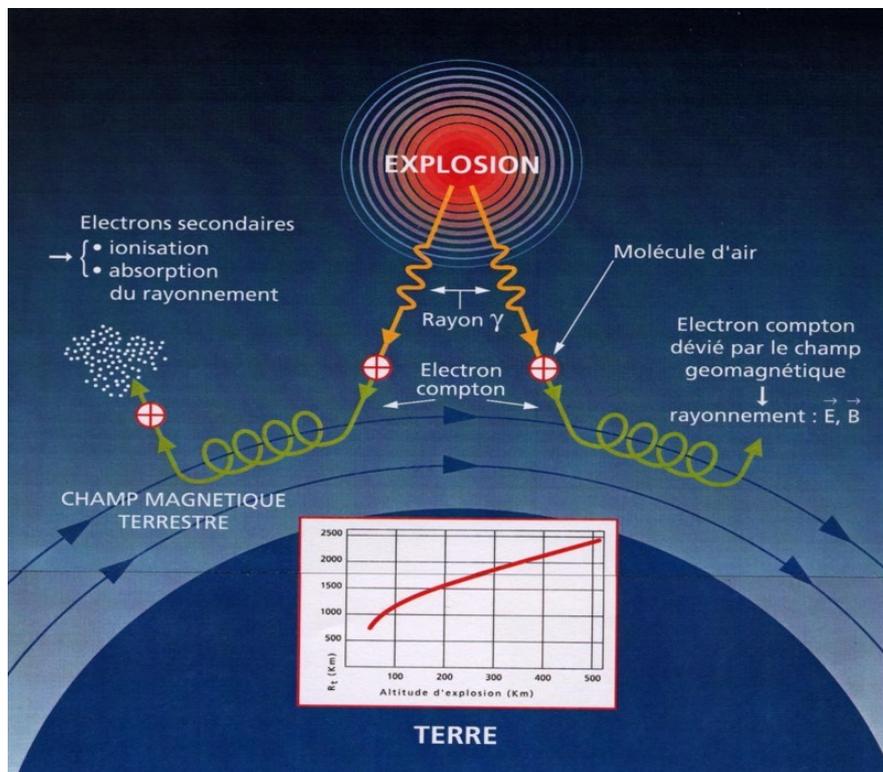


FIGURE 1.21 – Onde IEMN-HA lors d'une explosion haute altitude

Comme détaillé sur la figure 1.21, physiquement, les rayons gamma produits lors de l'explosion de l'arme nucléaire interagissent avec les molécules de l'atmosphère par effet Compton (effet photoélectrique). Des électrons Compton sont alors créés et leur déviation par le champ magnétique terrestre produit un fort rayonnement électromagnétique impulsionnel, appelé E1 pour onde initiale, sur une surface au sol importante.

L'IEMN-HA se décompose en trois parties qui produisent des effets différents [18, 26]. Ces différentes composantes du champ électrique sont présentées sur la figure 1.22 :

- E1 (onde initiale - de 0 à 1 ms) caractérise le champ électrique de très forte amplitude qui se propage à très grande vitesse et pendant une très courte durée, produisant des

effets destructeurs sur les composants électroniques. E1 est produit par la déviation des électrons Compton par le champ magnétique terrestre,

- E2 (onde intermédiaire - de 1 à 100 ms) caractérise les effets électromagnétiques dont les caractéristiques sont proches de celles de la foudre. E2 provient d'une ionisation supplémentaire, après E1, de rayons gamma différés,
- E3 (onde finale - de 100 ms à quelques minutes) caractérise une impulsion qui se propage à une vitesse relativement lente, de très faible amplitude et de très longue durée. Ces caractéristiques sont proches de celles d'une tempête géomagnétique, comme celle causée par les éruptions solaires. E3 impacte principalement les lignes aériennes de plusieurs milliers de kilomètres telles que celles du réseau électrique américain. E3 est issue de la magnétohydrodynamique qui décrit les interactions de la boule de feu de l'explosion (plasma composé de gaz chauds ionisés et de débris de la tête nucléaire) sous l'action d'un champ magnétique. Ce plasma déplace momentanément le champ géomagnétique, qui reprend ensuite sa place. La vitesse de ce changement du champ géomagnétique est la source d'E3 [4].

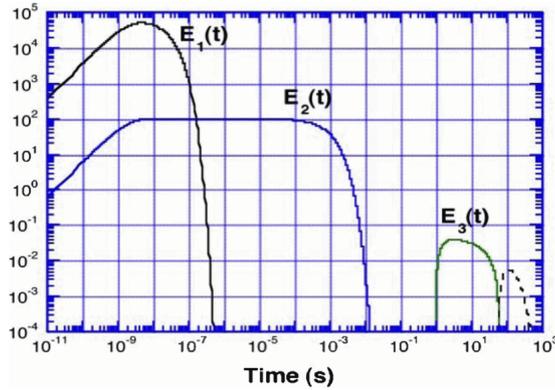


FIGURE 1.22 – Les trois composantes de l'IEMN-HA [27]

Dans cette thèse, uniquement la composante E1 est considérée car elle est la plus destructrice pour les composants électroniques et donc pour les systèmes électroniques de manière générale.

La composante E1 est assimilée à une forme bi-exponentielle détaillée sur la figure 1.23. Cette forme est décrite par l'équation (1.1) où k , E_{01} , a et b sont des scalaires définis dans les normes civiles ou militaires [27, 28, 29].

$$E_1(t) = k E_{01} (e^{-at} - e^{-bt}) \quad (1.1)$$

La composante E1 de l'IEMN-HA est définie par un temps de montée de quelques nanosecondes, une durée à mi-hauteur de quelques dizaines de nanosecondes et une

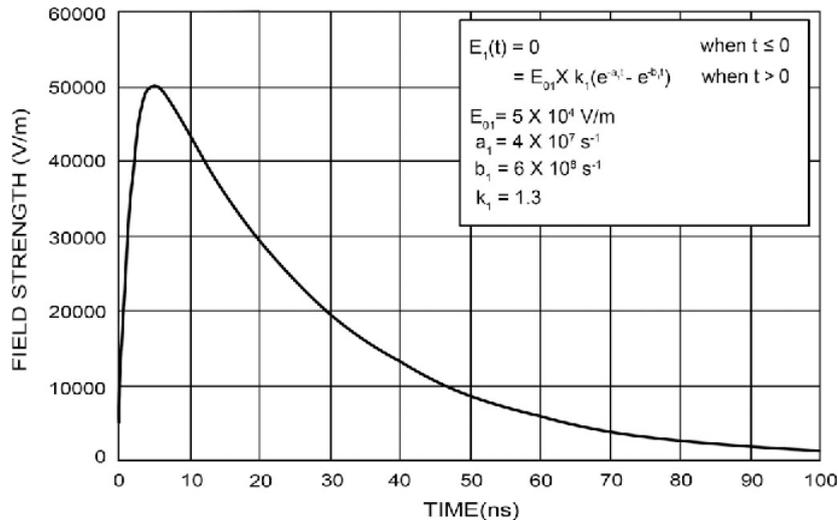


FIGURE 1.23 – Forme d’onde de l’IEMN-HA issue de la norme IEC 61000-2-9 et MIL-STD-464 [27]

amplitude crête de plusieurs dizaines de kilovolts par mètre.

Du fait de ces caractéristiques, l’IEMN est un phénomène majeur car elle couvre une zone très vaste et occupe un large spectre de fréquences : du quasi continu jusqu’au gigahertz ; avec des niveaux importants, de plusieurs dizaines de kilovolts par mètre (figure 1.24).

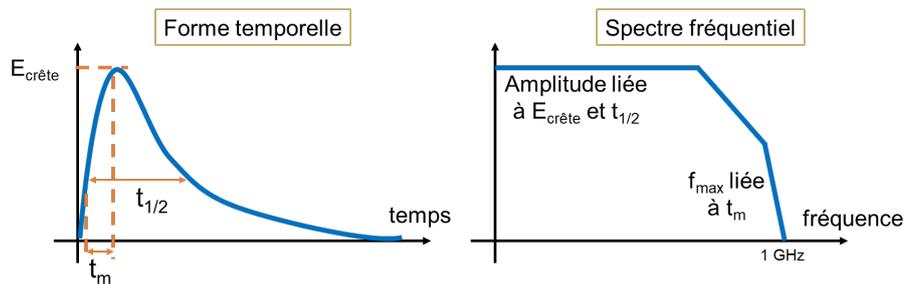


FIGURE 1.24 – Forme d’onde de l’IEMN-HA associée à son spectre

La conjugaison de la très grande zone couverte et du large spectre lui permet d’impacter de nombreux systèmes, et particulièrement les lignes aériennes de distribution en électricité.

Entre le début des essais nucléaires en 1945 et jusqu’en 1980, plus de 2400 essais nucléaires dont 543 essais à haute-altitude ont pu être effectués par les États-Unis, la Russie, le Royaume-Uni, la France et la Chine (figure 1.25). Depuis 1996, 36 États dont la France ont ratifié le traité d’interdiction complète des essais nucléaires (TICEN). Dorénavant, seule la simulation numérique est utilisée pour étudier les effets d’une arme nucléaire (programme simulation de la Direction des Applications Militaires). De même pour les environnements EM, des simulateurs expérimentaux permettent de générer des contraintes rayonnées ou conduites.

Depuis une trentaine d’années, la menace des impulsions électromagnétiques provoquées par une explosion en altitude d’une arme nucléaire est devenue un sujet de préoccupation pour les États Occidentaux [31]. Celle-ci n’est pourtant pas contemporaine car la production

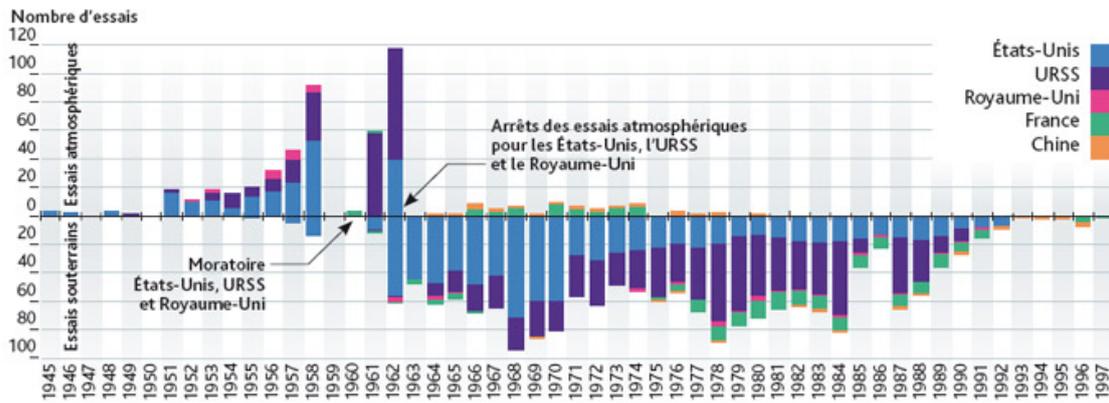


FIGURE 1.25 – Chronologie et nombre d'essais nucléaires par pays [30]

d'IEM dans le cadre de frappes nucléaires était envisagée depuis les années 1945 [32, 33], notamment pour perturber les systèmes de détection adverses et neutraliser une partie des systèmes de communication.

Beaucoup de données sur les essais nucléaires, effectués aux États-Unis notamment, sont maintenant dans la littérature publique et l'essai exo-atmosphérique le plus significatif a été réalisé en Amérique en 1962 sous le nom de Starfish Prime (figure 1.26). Celui-ci a consisté à l'explosion à 400 km d'altitude d'une arme nucléaire de 1,4 mégatonnes équivalent TNT. Les effets obtenus ont été plus importants que prévus car ils se sont faits sentir jusqu'à Hawaï, à 1445 km de la zone d'essai, endommageant partiellement l'éclairage public et provoquant l'interruption des émissions de radio [34]. De plus, de nombreux satellites ont également été perturbés voire détruits. Starfish Prime est cependant un cas particulier parmi les explosions nucléaires haute-altitude du fait des nombreuses particularités inhérentes à chaque explosion. En effet, en fonction de l'altitude de l'explosion, de la puissance de l'arme, de sa conception ou encore des caractéristiques du champ magnétique terrestre, les effets de l'explosion varient en intensité et en portée.



FIGURE 1.26 – Starfish Prime : 45 à 90 secondes après la détonation (Laboratoire National de Los Alamos)

La figure 1.27 présente le rayon en kilomètre de la zone touchée par une explosion nucléaire en fonction de la hauteur de l'explosion en kilomètre. Le rayon de propagation de l'impulsion

électromagnétique augmente donc avec l'altitude à laquelle l'explosion nucléaire est déclenchée [4, 28].

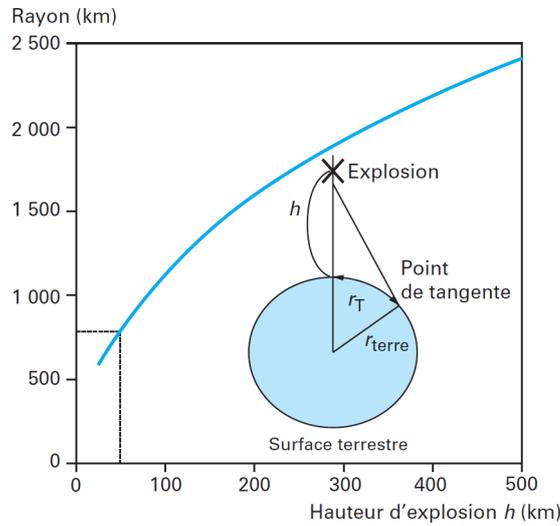


FIGURE 1.27 – Rayon du cercle limite d'action de l'IEMN-HA [4]

Par exemple, une charge explosant entre 80 et 130 kilomètres d'altitude au-dessus de Paris pourrait produire une IEM dans un rayon d'au moins 800 kilomètres, et donc affecter une grande partie de l'Europe de l'ouest (figure 1.28). Du fait de leur grand rayon d'action, l'IEMN-HA inquiète donc les armées et les gouvernements. Par exemple, le Congrès américain a nommé une commission spéciale en 2004 afin d'évaluer le risque d'une frappe nucléaire haute altitude sur les États-Unis [35].

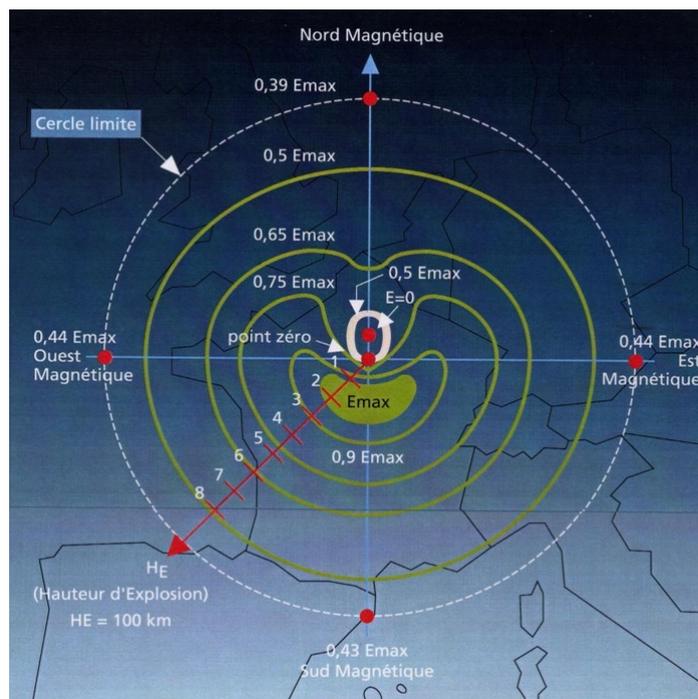


FIGURE 1.28 – Étendue de l'IEMN-HA au-dessus de l'Europe

Afin de prendre en considération cette menace et de se prémunir d'un tel scénario, le sous-comité technique SC 77C de la CEI travaille sur les normes CEI 61000 qui décrivent notamment les paramètres de l'impulsion. Par ailleurs, ces normes abordent différents aspects des IEM de manière générale. La norme est divisée en plusieurs parties présentées sur la figure 1.29.

| | | | | |
|--|---------------------------------------|---|--|---|
| 61000-1- (General) | -3 HEMP Effects On Systems | | -5 HPEM Effects On Systems | |
| 61000-2- (EM Environment) | -9 HEMP Radiated Environment | -10 HEMP Conducted Environment | -11 Classification Of HEMP Environments | -13 HPEM Environments |
| 61000-4- (Testing and Measuring Techniques) | -23 Test Methods Radiated | -24 Test Methods Conducted Amdt | -25 HEMP Immunity Tests | -32 HEMP Simulator Compendium |
| | -35 HPEM Simulator Compendium | | -36 IEMI Immunity Test Methods | |
| 61000-5- (Installation and Mitigation Guidelines) | -3 HEMP Protection Concepts | -4 Specifications For Radiated Protection | -5 Specifications For Conducted Protection | -6 Mitigation Of External EM Influences |
| | -7 EM Code | -8 HEMP Protection Methods For The Distributed Civil Infrastructure | -9 System-level Susceptibility Assessments For HEMP and HPEM | |
| 61000-6- (Generic Standards) | -6 Generic Standard For HEMP Immunity | | | |

FIGURE 1.29 – Normes développées par l'IEC SC 77C [36]

Certaines de ces parties sont détaillées et expliquées dans les articles de W. A. Radasky qui fait partie du comité SC 77C : [36, 37, 38].

Concernant les normes militaires qui répertorient les paramètres de la menace, beaucoup sont classifiées. Malgré tout, un certain nombre sont exposées dans [28, 39].

1.2.2 Moyens de simulation expérimentaux de l'IEMN-HA

Afin d'observer les effets nucléaires sur des systèmes, des simulations informatiques sont réalisées ou des essais sont effectués grâce à des simulateurs qui reproduisent des contraintes similaires, rayonnées ou conduites. Dans ce cadre, de nombreux simulateurs IEMN, rayonnés et conduits, ont été développés afin de reproduire localement cette menace et de tester différents systèmes plus ou moins volumineux.

Moyens de perturbations en mode rayonné

En 2002, la CEI a publié un recueil d'informations techniques sur un panel de 42 simulateurs rayonnés répartis dans 14 pays [40, 41, 42]. Le simulateur IEMN parfait n'existant pas, différents simulateurs répartis en trois catégories par C. E. Baum [43] ont été réalisées, dont chacune présente ses avantages et ses inconvénients.

La première catégorie correspond aux simulateurs à onde guidée qui reproduisent localement l'environnement de type espace libre lors d'une explosion nucléaire haute-altitude. Ils sont constitués de deux surfaces conductrices planaires, excitées par un ou plusieurs générateur(s) haute tension, afin de produire et propager une onde TEM (Transverse ÉlectroMagnétique) dans une région appelée « zone de travail » où l'équipement sous test (EST) est situé. La majorité des simulateurs à onde guidée produisent un champ électrique polarisé verticalement (avec un champ magnétique horizontal associé) en référant l'une des deux plaques conductrices à la terre.

Ce type de simulateur IEM est le plus répandu et génère une forme « double exponentielle » grâce à un générateur de puissance pulsée. À titre d'exemple, un générateur de Marx de 1 MV, utilisé sur un simulateur à onde guidée, peut fournir des champs d'une amplitude d'au moins 100 kV/m sur des objets d'une longueur maximale de quelques mètres.

Ce type de structure peut propager des impulsions avec des temps de montée de l'ordre de quelques nanosecondes en fonction du générateur. Ils sont parfaitement adaptés pour tester des missiles ou des avions dans des configurations simulées de vol. Bien que ces simulateurs soient parfois utilisés pour tester d'autres systèmes (camions ou trains par exemple), la prise en compte de la réflexion du sol est manquante pour obtenir des résultats fidèles à la réalité pour des systèmes au sol. Un traitement des résultats est alors nécessaire dans ce cas. De plus, ce type de simulateur est rarement transportable ; l'objet à tester est généralement amené au simulateur.

Il existe deux types de simulateurs à onde guidée :

- ceux avec des sections d'alimentation d'entrée et de sortie coniques et connectées symétriquement à une plaque parallèle, se terminant par l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (simulateurs référencés sur la figure A.1 en annexe A.1),
- ceux avec une seule section d'alimentation fixée à une charge résistive et distribuée entre plusieurs conducteurs, généralement sans plaque parallèle intermédiaire (simulateurs référencés sur la figure A.2 en annexe A.1).

En France, le CEA/Gramat (Lot - 46) possède un simulateur à onde guidée, appelé SSR (Simulateur Semi Rhombique), présenté sur la figure 1.30. La liste des autres simulateurs à onde guidée, issue du compendium de la CEI [40, 41], est donnée en annexe A.1, figures A.1 et A.2.



FIGURE 1.30 – Simulateur à onde guidée (SSR) du CEA/Gramat [40]

La deuxième catégorie de simulateurs est constituée de ceux à dipôle, qui peuvent être mobiles ou fixes, et qui sont capables d'émettre des impulsions de temps de montée très rapides, inférieur à la dizaine de nanoseconde. Cependant, ils ont tendance à être inefficaces pour convertir la puissance des impulsions en champs rayonnés en raison de leur diagramme de rayonnement isotrope. Ils sont donc moins nombreux dans le monde et sont généralement utilisés pour tester des systèmes au sol (camions, trains, etc.), car ils permettent de simuler l'onde incidente avec sa réflexion sur le sol.

La majorité de ces simulateurs sont des dipôles équivalents sur une surface conductrice. Ils produisent un champ électrique polarisé verticalement avec un seul angle d'incidence.

La liste des autres simulateurs à dipôle, issue du compendium de la CEI [40, 41], est donnée en annexe A.1, figures A.3. À titre d'exemple, les États-Unis possèdent un simulateur à dipôle à polarisation verticale appelé VPD-II et présenté sur la figure 1.31. Il a notamment été utilisé pour tester différents avions et hélicoptères.



FIGURE 1.31 – Simulateur à dipôle vertical VPD-II de l'armée américaine [40]

Par ailleurs, un simulateur appelé EMPRESS II de la marine américaine était unique car

il avait été construit sur une barge qui pouvait être déployée en mer afin de tester de gros navires. Il est maintenant démantelé.

Enfin, la troisième catégorie correspond aux simulateurs hybrides qui reproduisent l'onde plane incidente d'une IEMN ainsi que sa réflexion sur le sol [44]. Ces simulateurs fournissent la meilleure approximation de l'environnement rencontré par un système au sol suite à une explosion nucléaire à haute altitude. La source d'émission, généralement biconique, produit des champs électriques hautes fréquences polarisés horizontalement. Les courants et les charges répartis sur une grande structure (antenne) entourant l'objet à tester produisent des champs basses fréquences. La source biconique est généralement associée à une antenne composée d'un réseau de fils chargés avec des résistances, afin de réduire les interactions avec l'objet à tester ainsi que les résonances.

La liste des autres simulateurs hybrides, issue du compendium de la CEI [40, 41], est donnée en annexe A.1, figures A.4. Plusieurs simulateurs utilisent une antenne dipôle à polarisation horizontale (DPH) de forme elliptique, déployée pour la première fois par l'armée de l'air américaine au milieu des années 70, et suivie peu après par la marine américaine. Le CEA/Gramat possède également un simulateur DPH, présenté sur la figure 1.32, qui est en grande partie identique aux versions américaines. L'antenne DPH standard a un diamètre de 5 m, une longueur de 150 m et contient des résistances discrètes spécialement conçues et uniformément réparties sur un réseau de 12 fils afin d'obtenir le rapport souhaité des amplitudes du champ électrique et magnétique à basses fréquences [44]. Les résistances amortissent également les résonances indésirables dans la structure.



FIGURE 1.32 – Simulateur hybride (DPH) du CEA/Gramat [40]

Moyens de perturbations en mode conduit

Les générateurs d'impulsions hautes tensions ont deux applications dans le domaine de la recherche IEMN. La première est leur utilisation comme excitation des simulateurs IEMN rayonnés décrits dans la partie 1.2.2. La seconde est leur utilisation comme source d'injection directe de courants et / ou de tensions sur les équipements à tester.

En mode conduit, l'objectif est d'injecter une perturbation similaire au résultat du couplage de l'onde E1 de l'IEMN-HA sur un ou des câbles. Pour ce faire, l'impulsion représentative de ce couplage et produite par le générateur, de forme « double exponentielle », peut être injectée au travers d'une pince de couplage capacitive ou inductive. La figure 1.33, issue de la norme CEI 61000-4-25 [45] relative aux essais d'immunité à l'IEMN-HA, présente la configuration du dispositif expérimental recommandée pour effectuer ce genre d'essais.

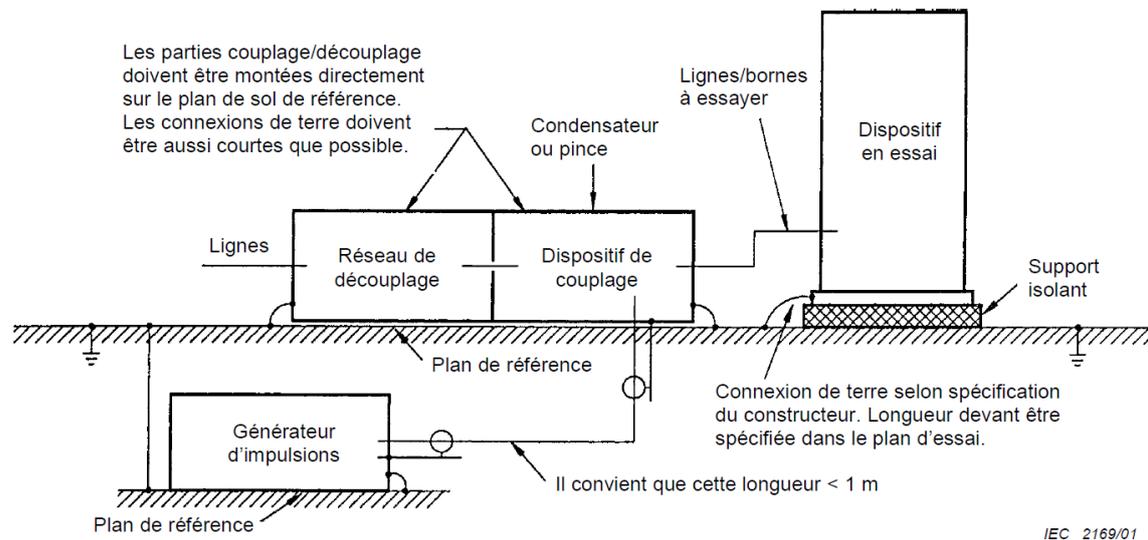


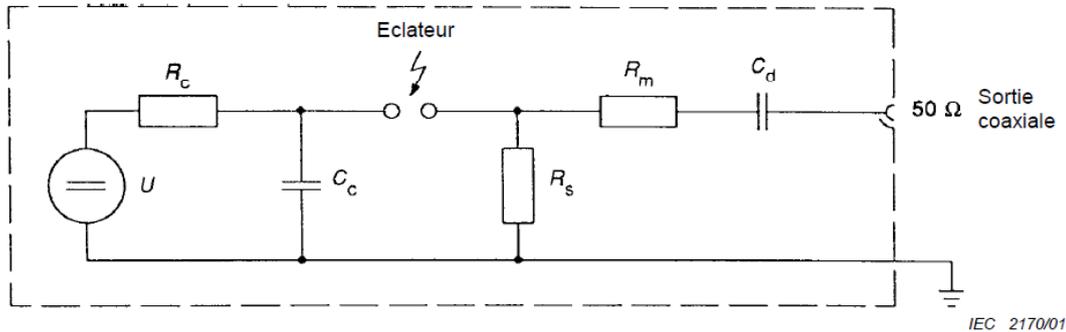
FIGURE 1.33 – Recommandations de test en laboratoire dans le cadre d'essais d'injections sur des équipements [45]

Concernant ces générateurs de perturbations conduites, la CEI décrit également dans la norme CEI 61000-4-25 [45], le fonctionnement et les performances de deux types de générateurs, nommés EC10 et EC11, capables de reproduire une forme « double exponentielle » possédant des paramètres concordants avec ceux de l'IEMN-HA.

La figure 1.34 décrit le schéma électrique d'un générateur de type EC10. Il se compose de trois parties :

- à gauche de l'éclateur : une source haute tension permet, dans une première phase, de charger un condensateur de stockage d'énergie à travers une résistance de charge,
- lorsque le condensateur de stockage atteint une certaine tension, l'éclateur permet de le décharger de manière instantanée vers la sortie,

- à droite de l'éclateur : une résistance en parallèle permet de régler la durée de l'impulsion, une résistance en série réalise l'adaptation d'impédance et un condensateur en série filtre le courant continu.



Légende:

- U = source à haute tension
- R_c = résistance de charge
- C_c = condensateur de stockage d'énergie
- R_s = résistance de dimensionnement de la durée d'impulsion
- R_m = résistance d'adaptation d'impédance
- C_d = condensateur de blocage du courant continu

FIGURE 1.34 – Schéma électrique d'un générateur de type EC10 [45]

Ce type de générateur fonctionne de manière identique aux générateurs utilisés dans la norme CEI 61000-4-4 relative à l'immunité aux transitoires électriques rapides (EFT) [46]. Les performances du générateur EC10 sont les suivantes :

- gamme de tension en circuit ouvert : 1 à 25 kV,

Caractéristiques pour le fonctionnement dans des conditions de charge de 50 Ω :

- énergie maximale : 6 J / impulsion à 16 kV sur une charge de 50 Ω ,
- temps de montée (10 % à 90 %) de l'impulsion : 25 ns \pm 30 %,
- durée d'impulsion (50 % de la valeur) : 500 ns \pm 30 % ,

L'autre générateur de type EC11 est détaillé sur la figure 1.35 issue de la norme CEI 61000-4-25 [45]. Son fonctionnement se base sur un générateur de Marx et sur un schéma un peu plus complexe étant donné les amplitudes plus importantes et les constantes de temps plus faibles que pour le générateur EC10. En effet, ses performances sont les suivantes :

- gamme de tension en circuit ouvert : 20 à 160 kV,

Caractéristiques pour le fonctionnement dans des conditions de charge de 50 Ω :

- énergie maximale : 50 J / impulsion à 160 kV sur une charge de 50 Ω ,
- temps de montée (10 % à 90 %) de l'impulsion : 10 ns \pm 30 %,
- durée d'impulsion (50 % de la valeur) : 100 ns \pm 30 % ,

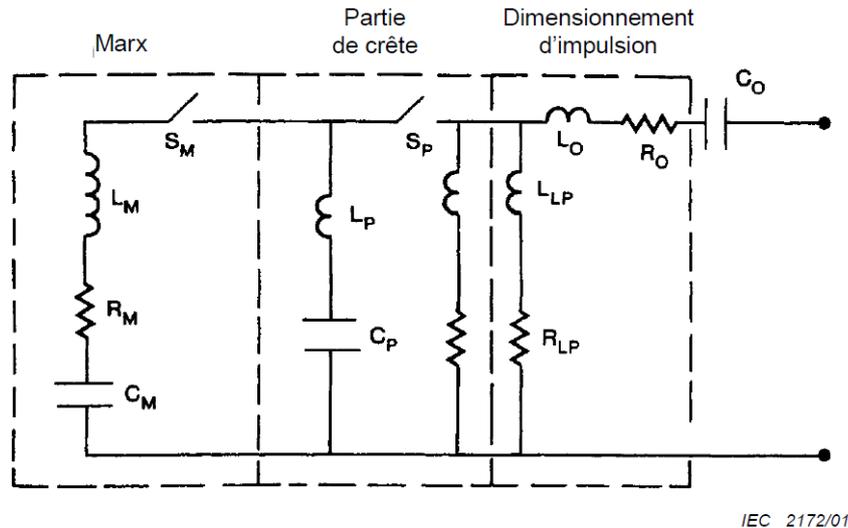


FIGURE 1.35 – Schéma électrique d'un générateur de type EC11 [45]

Les deux schémas décrits sur les figures 1.34 et 1.35 sont ceux principalement utilisés pour concevoir des générateurs de perturbations conduites. Quelques industriels ont conçu ce type de générateur comme par exemple la société EM TEST qui propose un générateur électrique de transitoires rapides (EFT) appelé « EFT 500N8 ». Il peut générer des tensions atteignant 7 kV avec un temps de montée de 5 ns et une largeur à mi-hauteur de 50 ns. De plus, la société Haefely EMC Technology propose également un générateur électrique de transitoires rapides (EFT) appelé « PEFT 8010 ». Il est capable de générer des tensions atteignant 7,3 kV avec un temps de montée de 5 ns et une largeur à mi-hauteur de 50 ns. Ce générateur et le précédent ont des formats assez compacts et similaires à celui de la figure 1.36.



FIGURE 1.36 – Générateur d'EFT « PEFT8010 » de Haefely EMC Technology

Ces deux générateurs sont plus appropriés à la norme CEI 61000-4-4 relative aux EFT [46] mais, par leurs caractéristiques, ils peuvent avoir des applications dans le domaine de l'IEMN-HA.

Par ailleurs, la société Montena conçoit de nombreux générateurs adaptés aux essais conduits IEMN comme par exemple le « EMP10K-5-500 ». Ce dernier est capable de générer une double exponentielle d'amplitude comprise entre 200 V et 12 kV, avec un temps de montée inférieur à 20 ns et une largeur à mi-hauteur d'environ 500 ns. Le « EMP300K-5-500 », plus volumineux (figure 1.37), possède les mêmes caractéristiques mais sur une gamme de tension

comprise entre 100 et 300 kV. Enfin, le « PPG-E1-1200 » possède les mêmes constantes de temps mais dans un moyen portable, comme présenté sur la figure 1.38, capable d'injecter des tensions comprises entre 5 et 80 kV.



FIGURE 1.37 – Générateur d'impulsions électromagnétiques « EMP300K-5-500 » de Montena



FIGURE 1.38 – Générateur d'impulsions électromagnétiques portable « PPG-E1-1200 » de Montena

Enfin, des générateurs uniques et plus spécifiques ont pu être développés comme au CEA/Gramat avec le générateur d'impulsions nommé « PIC » pour Plateforme d'Injection en Courant. Ce moyen, basé sur un schéma similaire à ceux d'EC10 et d'EC11, permet d'injecter jusqu'à 30 kV (1 kA) sur 30 Ω avec un temps de montée compris entre 3 et 75 ns et une largeur à mi-hauteur comprise entre 30 ns et 1 μ s. L'amplitude, le temps de montée et la largeur à mi-hauteur sont autant de paramètres modifiables pour configurer l'impulsion souhaitée. En contrepartie, ce moyen est volumineux car il est contenu dans un container, comme présenté sur la figure 1.39.

Le moyen d'injection PIC est utilisé dans le cadre de cette thèse et est détaillé dans la partie 2.4 du chapitre 2.

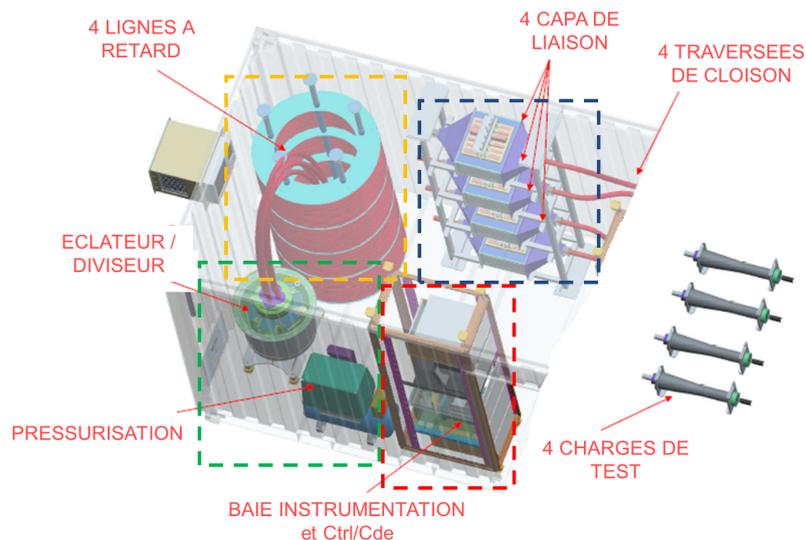


FIGURE 1.39 – Plateforme d’Injection en Courant (PIC) du CEA/Gramat, entièrement paramétrable et développé par Thales Gerac

1.3 Études existantes de susceptibilité face aux IEM

L’objectif de la conception de simulateurs électromagnétiques de perturbations rayonnées et conduites est la réalisation d’essais de susceptibilité sur de nombreuses victimes de différentes dimensions : des immeubles, des ordinateurs, des composants électroniques en particulier, etc. Ces essais sont importants afin d’évaluer la susceptibilité, de déterminer des méthodes de protection et de vérifier leurs efficacités sur des systèmes. Les résultats des études dont la menace est l’IEMN-HA sont présentés. De plus, les études en lien avec les effets de la foudre et des ESD sur des systèmes électroniques sont également analysées, car ils peuvent présenter localement des similitudes, mais sont sans commune mesure en termes de zone impactée.

1.3.1 Études en mode rayonné

Comme mentionné dans la partie 1.2.2, les simulateurs de perturbations IEMN rayonnées à onde guidée sont les plus présents dans le monde. Il est donc naturel qu’une majorité d’articles traitant de la susceptibilité de systèmes ou de composants évoquent des essais menés avec ce type de simulateur [47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56].

Des formes de type « double exponentielle » sont utilisées dans ces articles afin de perturber voire de détruire les équipements testés. Dans certaines des études, le temps de montée du signal a été modifié afin de tester son influence sur la valeur du seuil de perturbation [47, 48, 49, 54, 55]. Il en résulte que plus le temps de montée du signal rayonné est court et plus le seuil de perturbation est bas. Cette conclusion est valable pour des

études variées comme sur des ordinateurs [48, 49], des téléphones [57] ou des micro-contrôleurs [47]. L'explication donnée dans [48] est qu'une perturbation avec un temps de montée plus rapide (autour de 100 ps au lieu de 5 ns par exemple) a une densité spectrale d'énergie plus importante, notamment entre 100 MHz et 1 GHz où la majorité de l'énergie est couplée sur le système étudié de par ses dimensions.

Les études réalisées en mode rayonné peuvent être variées (composants, réseaux de distribution en électricité, etc.) et de nombreux équipements grand public ont pu être testés, mais les essais sur des ordinateurs sont les plus présents [48, 49, 50, 51, 52, 55, 56]. La majorité du temps dans ces études, des ordinateurs de technologies de générations différentes sont testés afin d'évaluer s'ils sont plus ou moins vulnérables au fil du temps.

Dans [51, 56], R. Hoad *et al.* ont testé des ordinateurs dans leur boîtier et avec les périphériques sous un simulateur à onde guidée. Des défaillances de deux types ont été rencontrées :

- des perturbations nécessitant une intervention manuelle afin de retrouver un fonctionnement normal, pour des champs électriques à partir de 22 kV/m,
- des dommages pour des champs à partir de 45 kV/m. Dans ce cas, il a été montré que les alimentations étaient souvent mises en cause.

En revanche dans [48, 55], M. Camp *et al.* ont testé uniquement la partie électronique des ordinateurs, sans boîtier ni périphériques : la carte mère avec la RAM, le processeur et l'alimentation. Ces essais ont été réalisés sous un simulateur à onde guidée avec l'alimentation en dehors de la zone de test. Dans ce cas, les résonances qui peuvent se créer dans le boîtier ont été évitées et seulement la vulnérabilité de la partie électronique du PC a été testée (hors alimentation). Afin d'identifier la partie de l'ordinateur la plus susceptible, un programme de test avec différentes routines faisant intervenir le fonctionnement de différents composants de l'ordinateur a été utilisé. Durant chaque sous-routine, une perturbation rayonnée a été générée et il a été montré que les composants de la carte mère sont plus susceptibles que la RAM ou le processeur seul.

Par ailleurs, des analyses au microscope optique de processeurs détruits ont été effectuées (figure 1.40). Pour de faibles valeurs de champ électrique, des composants tels que des diodes ou des transistors sont détruits, comme sur l'image (b) de la figure 1.40. Si l'amplitude du champ augmente, la fusion de pistes de circuits intégrés ont lieu, en plus de multiples destructions de composants, comme sur l'image (a), (c) et (d) de la figure 1.40. Enfin, une augmentation supplémentaire du champ à une valeur d'environ 1300 kV/m, entraîne la destruction des fils de bonding, en plus des multiples composants et pistes de circuits intégrés.

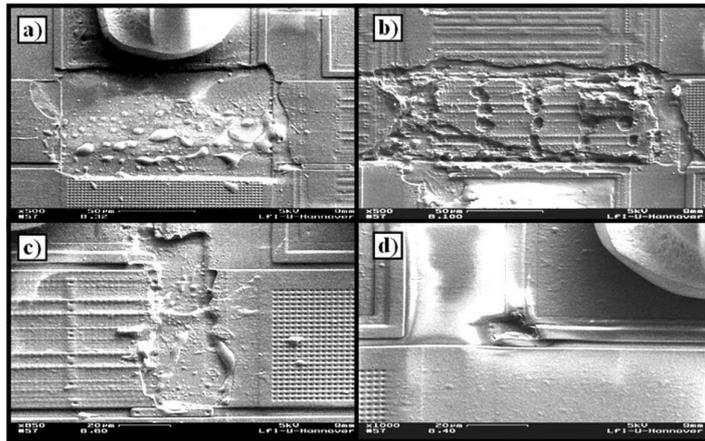


FIGURE 1.40 – Détails de la destruction d'un processeur observé au microscope optique [48]

Finalement, la principale conclusion de ces essais sur des ordinateurs de technologies de générations différentes est que les PC modernes sont généralement moins vulnérables. En effet, les valeurs des seuils de perturbation obtenues diminuent considérablement avec la modernité du PC. D'après R. Hoad *et al.* dans [51, 56], ceci peut être expliqué par l'amélioration de la conception des circuits électroniques d'un point de vue CEM et par la limitation des émissions Radio Fréquences (RF). M. Camp *et al.* ont ajouté dans [48, 55] que l'augmentation de la fréquence du signal d'horloge dans les PC, mais aussi la réduction de la taille des structures sont autant d'arguments pouvant expliquer cette tendance.

Des études sur des systèmes de dimensions plus importantes ont également pu être réalisées et apportent plusieurs conclusions intéressantes. Des lignes électriques moyenne tension, incluant les transformateurs, ont été testées avec un simulateur à onde guidée générant un champ électrique maximal de 50 kV/m [53]. Le principal objectif de l'étude était la mesure des tensions et courants induits sur les lignes et les transformateurs. Il a été montré que pour un champ IEMN de 20 kV/m, des tensions induites de 400 kV et des courants de 600 A sont possibles lorsque la ligne est chargée aux deux extrémités par son impédance caractéristique.

Une ligne d'alimentation de train a été testée avec un simulateur hybride [34], générant un champ électrique horizontal représentatif de l'onde Bell. Pour ce faire, une ligne a été placée directement au-dessus de rails (chargés aux deux bouts par leur impédance caractéristique) sur lesquels une locomotive était positionnée. Il a été montré que le courant couplé, mesuré au-dessus de l'extrémité de la locomotive, avait une valeur de 272 A avec un temps de montée de 20 ns. Ce courant pourrait donc être un sujet de préoccupation pour les systèmes électroniques associés au train.

Une ligne triphasée (en circuit ouvert aux deux extrémités) associée à un quatrième fil de terre (court-circuité à la terre aux deux extrémités) a été testée avec un simulateur hybride [58]

généralant un champ électrique crête de 26 kV/m. Dans ce cas, il a été montré que le courant circulant sur un seul fil de phase avait une amplitude de 240 A.

Toutes ces études sur des lignes électriques présentent des résultats assez similaires en termes de courants induits. Elles ont permis de réaliser des modèles de couplage d'une IEMN sur des lignes avec précision.

Par ailleurs, des études de vulnérabilité face aux IEM rayonnées ont également été menées sur des composants comme des micro-contrôleurs [47, 49], dans des simulateurs à onde guidée. Face à une impulsion électromagnétique rayonnée (quelques nanosecondes de temps de montée et entre 20 et 400 ns de durée à mi-hauteur), il a été montré que les micro-contrôleurs sont perturbés à partir d'un champ électrique d'une valeur de 30 kV/m [47] ou de 42 kV/m [49] suivant le modèle. Celle-ci passe à 12 kV/m dans le cas d'un champ possédant un temps de montée de 100 ps. Par ailleurs, la susceptibilité des micro-contrôleurs s'avère être très influencée, notamment par la longueur de leur ligne d'alimentation. Dans [50], de petits contrôleurs digitaux ont été testés et il a été montré que les petits composants, de manière générale, sont susceptibles pour des valeurs très élevées de champs, de plusieurs dizaines de kilovolts par mètre, car leur petite surface ne capte que très peu d'énergie.

Enfin, dans la littérature relative aux essais de susceptibilité face aux IEM, quelques articles [47, 48, 49, 59] utilisent deux paramètres afin de décrire les différents effets de défaillance rencontrés sur les composants ou les systèmes étudiés :

- Breakdown Failure Rate (BFR) qui correspond au taux de défaillance, c'est-à-dire lorsque la fonction pour laquelle a été conçu le système n'est plus remplie. Dans ce cas, aucun dommage physique n'est observé et le système fonctionne de nouveau normalement après un reset ou un certain temps. Le BFR est défini comme étant le nombre de dysfonctionnements rencontrés lors de la série d'essais, divisé par le nombre d'impulsions appliquées. Il est calculé pour chaque valeur de tension choisie pour l'impulsion,
- Destruction Failure Rate (DFR) qui correspond au taux de destruction, c'est-à-dire lorsqu'un dommage physique a lieu et qu'une réparation matérielle doit être effectuée. Il est défini, à chaque niveau de tension, comme étant le nombre de destructions divisé par le nombre d'impulsions appliquées, .

Ces deux notions sont illustrées et les allures des courbes généralement obtenues sont présentées sur la figure 1.41. Le BFR et le DFR fournissent donc le seuil de perturbation et de destruction d'un équipement ou d'un composant.

De nos jours, des thèmes émergents sont étudiés comme les systèmes photovoltaïques [60] ou encore les Smart Grids [61]. L'inquiétude de W. A. Radasky concernant les Smart

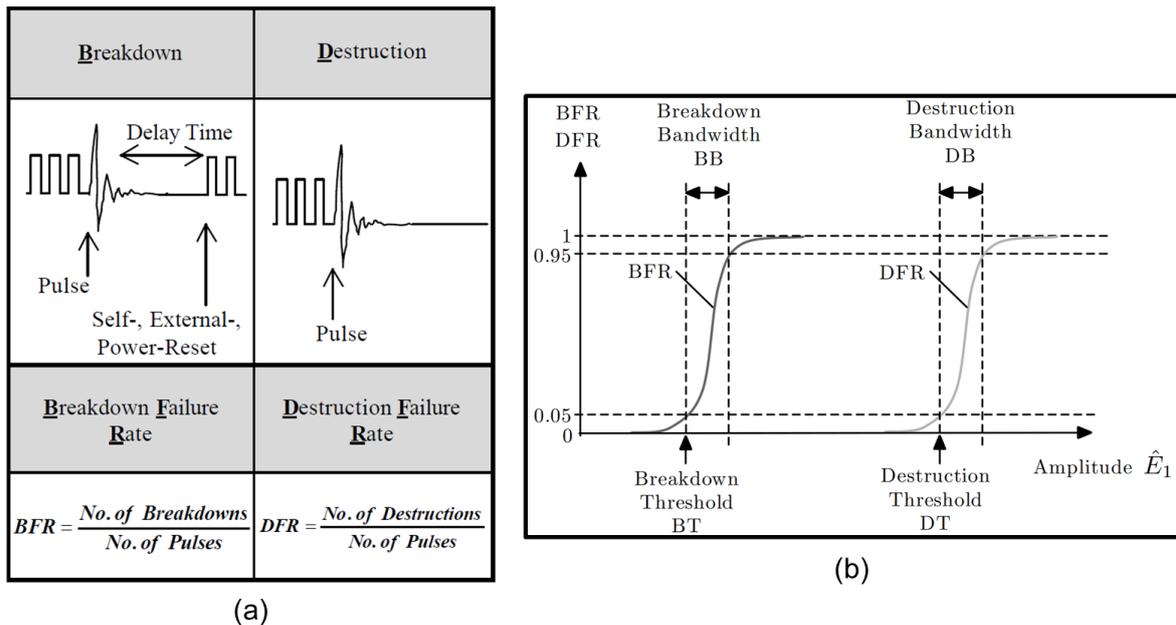


FIGURE 1.41 – Définitions du BFR et du DFR (a) et allures des courbes généralement obtenues (b) [47]

Grids est que la volonté de rendre intelligent les réseaux de distribution en électricité, par l'introduction de systèmes électroniques, pourrait les rendre plus vulnérables. Ceci pourrait créer des pannes électriques étendues. En effet, les lignes aériennes ou les relais de transmission hyperfréquences avec leurs câbles s'étendant vers le sol possèdent une géométrie de couplage idéale pour l'ITEMN. À titre d'exemple, une telle impulsion se couplant sur les câbles de contrôle basse tension d'un poste source pourrait entraîner des niveaux de l'ordre de 20 kV sur les composants électroniques du système de contrôle. Par conséquent, les capteurs de distribution ou encore les SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition : système de supervision industrielle qui traite en temps réel un grand nombre de mesures et contrôle à distance les installations) qui contrôlent les flux électriques pourraient être endommagés. Sur des lignes desservant les particuliers, plusieurs centaines de kilovolts pourraient être couplés et endommager les équipements connectés, dont notamment les compteurs intelligents à semi-conducteurs.

1.3.2 Études en mode conduit

Contrairement au mode rayonné présenté dans la partie 1.3.1, peu d'études réalisées en mode conduit sont présentes dans la littérature. Pourtant, d'après [59, 62, 63], les interférences conduites sont la principale cause de dommages sur les systèmes.

Des conclusions intéressantes peuvent être extraites de [59, 64, 65]. Une étude sur des ordinateurs connectés au réseau électrique a été réalisée en utilisant une impulsion de type foudre [64]. Plusieurs instants de l'injection de l'impulsion ont été choisis par rapport au

signal sinusoïdal secteur de 230 V afin d'évaluer l'impact de la synchronisation sur ce dernier. Le déphasage de l'impulsion par rapport au signal sinusoïdal secteur vaut 0° lorsqu'elle est injectée au 0 V du sinus et sur un front montant, comme sur la figure 1.42. Plus de 100 essais ont été menés sur des ordinateurs. Il a été montré que les cas les plus critiques (interférences nécessitant une intervention manuelle ou endommagements irréversibles) ont lieu lorsque le déphasage est de 90° ou de 270° , c'est-à-dire lorsque l'impulsion est injectée sur un minimum ou un maximum du signal sinusoïdal.

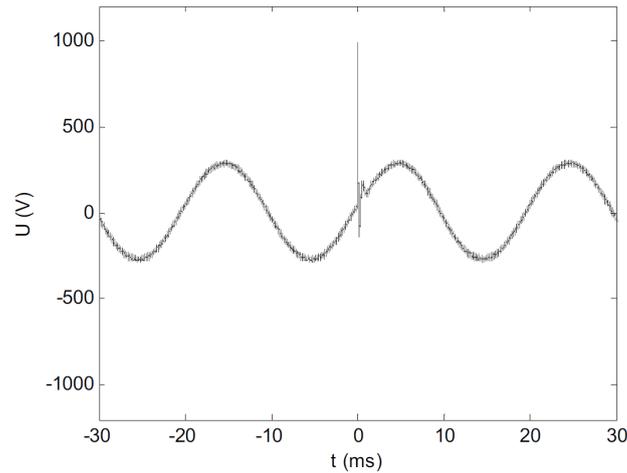


FIGURE 1.42 – Cas du déphasage de 0° entre l'impulsion et le signal sinusoïdal secteur de 230 V [64]

Une autre étude sur des appareils de contrôle et de mesure utilisés dans des systèmes de gestion automatique [59] a permis d'étudier l'impact du temps de montée sur la vulnérabilité du système pour des injections réalisées avec une pince de couplage capacitive. Il a été montré que l'impulsion double exponentielle possédant le temps de montée le plus rapide (3 ns avec une largeur à mi-hauteur de 25 ns) engendrait plus de perturbations du système qu'une plus lente (temps de montée de 10 ns et une largeur à mi-hauteur de 100 ns). La principale raison est qu'une impulsion rapide se couple de manière plus efficace sur les câbles au travers de la pince de couplage capacitive choisie dans l'étude. En effet, les formes d'onde de tensions mesurées sur les fils en entrée de l'équipement sont similaires quelque soit l'agression (car elles dépendent de l'impédance intrinsèque du câble et du connecteur d'entrée) mais, malgré tout, la tension obtenue pour l'impulsion la plus rapide aura une amplitude plus élevée.

Dans [65], des transformateurs standards du réseau de distribution 7,2 kV, 25 kVA ont été testés afin de déterminer la vulnérabilité de leur système d'isolation face à une IEMN conduite. Le générateur d'impulsions utilisé était capable de produire des tensions jusqu'à 1000 kV, avec un temps de montée de 60 ns et une largeur à mi-hauteur de 2 μ s. Lors de l'injection d'une IEMN dans le transformateur hors tension, une résistance série de 400 Ω a été utilisée pour simuler l'impédance pour le courant de surtension de la ligne de distribution

attendue dans des conditions réalistes. Les transformateurs testés étaient des transformateurs de distribution monophasés haute tension (7,2 kV) / basse tension (240 V) avec un niveau d'isolation de base de 95 kV, pouvant être non protégés ou auto-protégés contre la foudre et les hautes tensions. Il a été montré que les transformateurs non protégés tombaient en panne entre 250 et 300 kV (avec des courants de 625 A à 750 A). Dans la majorité des cas, le mode de défaillance était une perforation interne entre les premiers tours de la couche externe de l'enroulement haute tension et ceux de l'enroulement basse tension. Il a également été mentionné que ces essais étaient hors tension et que des essais sous tension pourraient entraîner des niveaux de défaillance plus faibles, comme dans [66] sur des lignes haute tension.

Enfin, d'autres études sur des onduleurs de systèmes photovoltaïques [67] ont été réalisées, mais aucun dommage n'a été rencontré en injectant directement une impulsion de 7 kV. L'étude n'a pas pu aboutir à des résultats de susceptibilité étant donné la limite du niveau injecté fixée par la source. Par conséquent, l'unicité et la complexité des générateurs d'impulsions performants peut être l'explication du faible nombre d'études en mode conduit présentes dans la littérature.

1.3.3 Études spécifiques aux alimentations électroniques

Concernant le sujet de cette thèse sur les alimentations électroniques face à l'IEMN en mode conduit [68], mais aussi en incluant les effets de la foudre / surtensions [69, 70, 71, 72, 73] et des IEMI [62], le nombre de publications est très restreint. Néanmoins, quelques conclusions intéressantes peuvent en être extraites.

Une étude sur un immeuble de cinq étages [62], alimenté par un transformateur 10 kV / 380 V, 1 MW, a été réalisée en injectant une impulsion possédant un temps de montée de 30 ns et une largeur comprise entre 30 ns et 10 μ s au secondaire du transformateur non alimenté. L'impulsion a été injectée en mode commun et en mode différentiel et, dans tous les cas, les mesures ont été réalisées dans le bâtiment entre la phase et le neutre au niveau des prises murales du premier et du quatrième étage. La vulnérabilité d'alimentations d'ordinateurs a été testée en mode conduit. Il a été montré qu'elles étaient défaillantes à partir de 6 kV injectés entre la phase et le neutre. La principale conclusion est que les circuits d'alimentation et de mise à la terre sont des canaux efficaces de pénétration des perturbations voire de destruction dans les bâtiments. Par exemple, une impulsion de 20 kV dans un circuit de mise à la terre d'un poste source de distribution en électricité pourrait entraîner des pannes à long terme pour les consommateurs, comme la défaillance de l'alimentation d'une ville de taille moyenne.

Dans les quelques articles présents dans la bibliographie, la majorité traite de la

vulnérabilité d'alimentations à découpage d'ordinateurs face à la foudre. Une grande partie [68, 69, 70, 71] s'accorde à dire que le mode commun est le mode le plus destructeur et le plus dangereux pour les alimentations. Par ailleurs, les analyses des destructions dans [62, 69, 70] ont montré que les composants détruits étaient souvent dans la partie AC / DC de l'alimentation avec le fusible, le filtre d'entrée, le pont de diodes redresseur mais aussi le transistor de puissance. Quelques-uns des résultats sont présentés sur la figure 1.43. De plus, la technologie de fabrication des alimentations a une importance dans leur susceptibilité [69].

| Differential Mode Surges | | | | |
|--------------------------|------------------------------------|------------------------------|----------------------------|--|
| Surge Amp | Destroyed Component | Block Diagram Reference area | Surges required to destroy | Comments |
| 6.6 kV | Fuse | A | 2 | Once destroyed, component was replaced with a short circuit to allow for further testing. |
| 6.6 kV | EMI suppression capacitor | B | 6 | Destruction did not result in failure of power supply unit. |
| 6.0 kV | EMI suppression inductor | B | 6 | Destruction did not result in failure of power supply unit. |
| 6.6kV | Inrush current limiting thermistor | C | 5 | Destruction resulted in failure of unit. |
| 4.0 kV | Bridge Rectifier | D | 1 | AC was injected directly into the bridge unit – given that frontend had now been destroyed. Destruction resulted in failure of unit. |
| Common Mode Surges | | | | |
| 4.0 kV | Bridge Rectifier | D | 1 | Destruction resulted in failure of unit. |
| 4.0 kV | MOSFET Switch | E | 1 | Destruction resulted in failure of unit. |

Note: In the case of common mode surge application, both components failed simultaneously. However, with differential mode surge application the components failed one after each other (with each new row indicating the order of destruction).

FIGURE 1.43 – Échantillon des résultats des essais obtenus en appliquant des surtensions en mode différentiel et en mode commun sur des alimentations d'ordinateurs [70]

L'article de S. James *et al.* [70] est très intéressant car il est le seul à avoir présenté des mesures réalisées lors de la destruction de l'alimentation. Lors de ces essais, étant donné le nombre limité d'alimentations testées, chacune a été réutilisée en court-circuitant les parties défectueuses jusqu'à ce qu'elle ne fournisse plus l'alimentation continue en sortie, c'est-à-dire jusqu'à la destruction du pont de diodes redresseur ou du transistor de puissance.

Une étude un peu plus précise du contrôleur PWM (Pulse Width Modulation ou Modulation de Largeur d'Impulsion en français), qui commande le transistor de puissance présent dans les alimentations à découpage, a été réalisée dans [71]. Il a été montré que l'injection d'une impulsion en entrée d'une alimentation provoquait l'arrêt momentané du contrôleur et donc le saut d'une impulsion du signal PWM. L'impact sur la tension de sortie de ce saut d'impulsion a été analysé sur trois alimentations à découpage (forward, flyback et half-bridge). L'impact est surtout observable sur une alimentation de type forward où une perturbation oscillante de 1,2 V se retrouve sur la tension 15 V continue de sortie.

Le seul article analysant l'effet d'une IEM sur une alimentation est celui de J.-M. Lopez *et al.* [68] où différentes alimentations AC / AC, composées d'un transformateur 50 Hz abaisseur, et AC / DC à découpage sont étudiées en mode différentiel et en mode commun,

en augmentant de manière progressive la tension injectée en entrée à travers une pince de couplage inductive. Il a été montré que les alimentations AC / AC avaient une impédance d'entrée élevée comparée aux alimentations AC / DC, sur la bande [10 kHz ; 10 MHz]. Ces deux familles ont des comportements différents face à une IEM conduite en mode différentiel. Pour les alimentations haute impédance (AC / AC), le courant de phase mesuré en entrée augmente soudainement et la tension différentielle chute avant la destruction, alors que pour des alimentations à basse impédance (AC / DC), l'accroissement de ces deux grandeurs est linéaire jusqu'à la destruction.

Par ailleurs, il a été montré que la forme de l'impulsion injectée n'avait pas d'impact significatif sur les niveaux de destruction. De manière générale, des arcages entre les pistes ou avec les boîtiers entourant les circuits et des destructions de composants tels que des diodes du pont redresseur ont été observés.

1.4 Présentation et enjeux de la thèse

Du fait de l'étendue spectrale de l'IEMN-HA, l'impulsion rayonnée se couple de manière privilégiée sur les lignes aériennes de distribution en électricité qui alimentent les habitations, comme présenté sur la figure 1.44. Bien que l'enfouissement des lignes de distribution soit de plus en plus courant dans les villes, une grande partie du réseau français, environ 68 %, reste aérien. Par ailleurs, l'IEMN peut également se coupler et perturber directement l'alimentation électronique ou l'équipement, mais ce scénario n'est pas abordé dans cette thèse.

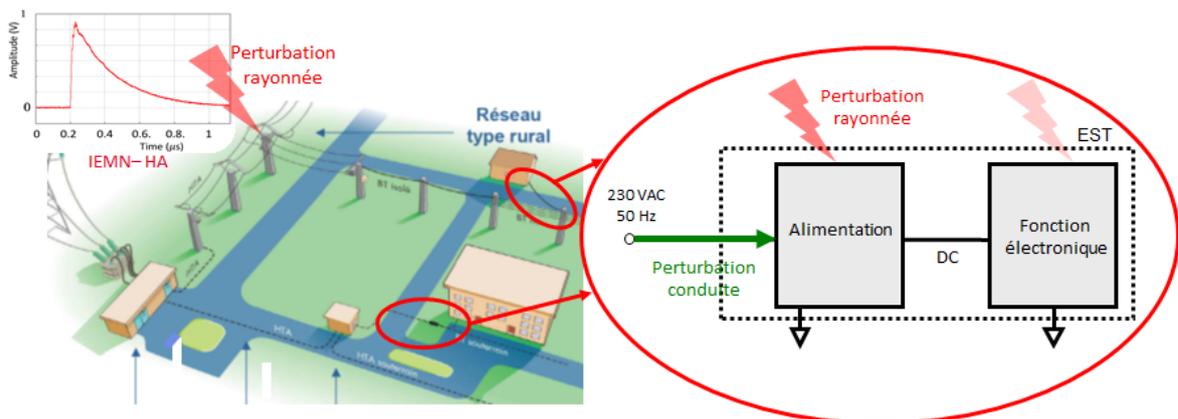


FIGURE 1.44 – Scénario général de la thèse

Le couplage de l'impulsion électromagnétique rayonnée sur les lignes aériennes engendre une contrainte (courant / tension) conduite sur ces dernières. Le problème est que ces tensions conduites peuvent atteindre jusqu'à 1 MV en mode commun avec un temps de montée de quelques dizaines de nanosecondes et une largeur d'impulsion de quelques centaines de nanosecondes [61].

La contrainte ainsi conduite, se propage ensuite jusqu'à l'intérieur des habitations à travers les câbles et rencontre, dans un premier temps, les tableaux de protection électrique (compteurs, disjoncteurs, etc.). Étant donné que la perturbation ne dure que quelques centaines de nanosecondes, ces protections n'ont pas le temps de se déclencher. Généralement, un disjoncteur réagit au bout de plusieurs dizaines de millisecondes. Ainsi, les alimentations des équipements électroniques sont les premiers systèmes à être impactés par l'impulsion, comme décrit sur la figure 1.44. Elle perturbe donc, voire détruit, de manière privilégiée les alimentations [74] et les équipements électroniques connectés sur le réseau de distribution. Un exemple de destruction d'une alimentation est présentée sur la figure 1.45.

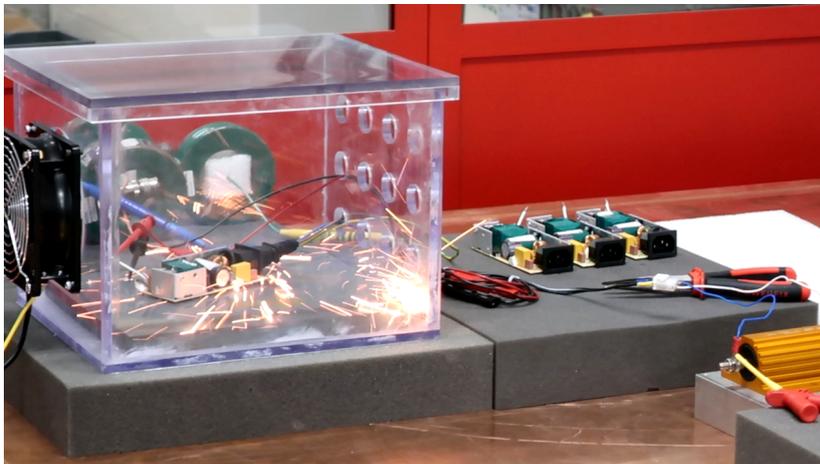


FIGURE 1.45 – Exemple de destruction d'une alimentation électronique

Dans la majorité des cas, comme mentionné dans [62] notamment, les câbles constituent le moyen le plus efficace pour transporter de l'énergie potentiellement dommageable dans les équipements. De même, il a été montré lors d'études précédentes réalisées en interne au CEA/Gramat que, sur des équipements alimentés, le mode conduit est prédominant et le plus destructeur pour les alimentations.

Par conséquent, cette thèse se concentre sur les alimentations électroniques et leur destruction face à une contrainte conduite, issue du couplage de l'IEMN sur le réseau de distribution. Le premier objectif est de définir les composants détruits lors d'une injection d'un fort courant en entrée de l'alimentation et de comprendre les phénomènes régissant ces destructions. Finalement, l'objectif global est de modéliser le comportement des alimentations étudiées lorsqu'une contrainte IEMN conduite est injectée à leur entrée.

Le travail de recherche proposé comprend donc plusieurs parties listées ci-dessous :

- étude d'alimentations grand public pour en concevoir une à étudier, entièrement maîtrisée et représentative. Cette alimentation conçue est appelée « DPS » pour

Designed Power Supply,

- prise en main et modélisation d'un moyen unique d'injection de courants forts niveaux représentatifs de l'IEMN-HA couplée sur des lignes aériennes,
- analyse des moyens métrologiques afin de mesurer des courants et des tensions de forts niveaux au sein de l'alimentation étudiée et dans un environnement électromagnétique bruyé,
- développement de modèles de composants retranscrivant le comportement observé lors d'une injection d'IEM,
- analyses physiques de composants détruits afin d'en comprendre la destruction.

Par ailleurs, lors des ces travaux de thèse, de nombreuses alimentations électroniques ont été détruites afin d'aboutir à la compréhension des phénomènes de destruction d'une alimentation à découpage. Concernant ces expérimentations, des essais préliminaires ont été réalisées sur des alimentations grand public et sur des alimentations « DPS », en mode commun et également en mode différentiel. Ces essais ont permis de comparer les résultats de destruction des deux catégories d'alimentations et également des deux modes d'injection.

Dans la suite, des essais de destruction ont été réalisés uniquement en mode différentiel et la compréhension des mécanismes de défaillances a été réalisée dans ce mode. En effet, bien que le mode commun soit le plus destructeur, le mode différentiel est le mode de propagation usuel du courant dans tout système électrique. Par conséquent, dans un premier temps, il était plus aisé d'aborder et de comprendre des destructions dues à une perturbation se propageant en mode différentiel. L'objectif de la thèse étant avant tout de valider une démarche permettant d'aboutir à la compréhension de la destruction complète d'une alimentation lors d'une injection de courant de fort niveau. Une fois la démarche validée en mode différentiel, elle pourra être appliquée en mode commun lors d'une étude future.

Conclusion

Ce chapitre introduit des notions sur les perturbations électromagnétiques, en classant et en détaillant notamment les principales sources pouvant perturber voire détruire de nombreux systèmes électroniques. Différentes méthodes de classement des effets des IEM sur ces derniers sont également présentées. La menace de l'IEMN-HA est détaillée, son origine est expliquée et l'importance de la menace à l'échelle d'un pays voire d'un continent est mise en lumière. Il est notamment présenté que l'IEMN-HA se couple de manière privilégiée sur les lignes aériennes de distribution en électricité. Les premiers systèmes

rencontrés sont les alimentations des équipements électroniques. L'intérêt d'étudier le mode conduit plutôt que le mode rayonné est prouvé, car des études exposent que le mode conduit est le plus destructeur pour des équipements électroniques alimentés. L'alimentation étant l'entrée de tout équipement électronique, il est naturel de s'orienter vers l'étude de ce système. Par ailleurs, la bibliographie démontre l'impact important, de perturbation voire de destruction d'un système, d'une impulsion en mode commun par rapport à une impulsion en mode différentiel. Malgré tout, la compréhension des phénomènes de destruction de l'alimentation test « DPS », conçue pour la thèse, a été réalisée en mode différentiel afin de valider la démarche utilisée sur un mode qui est, a priori, plus facilement compréhensible. Enfin, une discussion sur les études existantes de susceptibilité face aux IEM et face à l'IEMN-HA en particulier est effectuée. Il est montré que peu d'études publiques sont présentes sur la susceptibilité d'équipements électroniques de manière générale et peu, voire pas, sur les alimentations à découpage face à l'IEMN. Cet état de l'art justifie donc l'intérêt d'étudier la vulnérabilité des alimentations à découpage face au résultat du couplage d'une IEMN-HA sur une ligne aérienne de distribution en électricité. Néanmoins, cette analyse bibliographique permet de tirer des conclusions intéressantes, notamment sur l'instant de la synchronisation de l'injection de l'impulsion sur le signal sinusoïdal d'alimentation du secteur, mais aussi sur les composants qui sont le plus souvent détruits dans les alimentations lors de ces essais. En effet, lors des futures expérimentations, il faudra probablement s'attendre à voir des éléments du filtre d'entrée être endommagés ou, de manière plus systématique, des diodes du pont redresseur, des condensateurs de filtrage ou le transistor de découpage.

Chapitre 2

Présentation de la configuration expérimentale

Sommaire

| | |
|--|-----------|
| Introduction | 48 |
| 2.1 Détails sur les alimentations électroniques | 48 |
| 2.1.1 Alimentations à découpage | 48 |
| 2.1.2 Différents modes de fonctionnement et de contrôle | 53 |
| 2.1.3 CEM des alimentations à découpage | 57 |
| 2.2 Études préliminaires pour choisir l'alimentation test | 59 |
| 2.2.1 Étude des topologies | 60 |
| 2.2.2 Étude des composants | 63 |
| 2.3 Conception de l'alimentation test et validation | 66 |
| 2.3.1 Choix des composants | 66 |
| 2.3.2 Routage | 67 |
| 2.3.3 Validation par des mesures | 68 |
| 2.4 Présentation du moyen d'injection PIC | 71 |
| 2.4.1 Environnement global | 71 |
| 2.4.2 Principe de fonctionnement | 74 |
| 2.4.3 Formes possibles | 75 |
| Conclusion | 76 |

Introduction

Dans le cas d'une explosion nucléaire à haute altitude, des courants parasites peuvent être générés sur les conducteurs du réseau électrique des bâtiments. Ces courants peuvent alors perturber, voire détruire, les alimentations des systèmes électroniques branchés sur les prises du réseau.

L'objectif de la thèse est de comprendre les phénomènes de destruction d'alimentations mais, au vu du nombre important de types d'alimentations électroniques, il a été décidé de restreindre les essais à une seule alimentation test. Le choix de l'alimentation doit donc être pertinent vis-à-vis de toutes les alimentations grand public présentes sur le marché actuel. Il est donc nécessaire de mener des analyses sur ces alimentations.

Par conséquent, la première partie de ce chapitre présente des caractéristiques sur les alimentations à découpage, avec notamment la présentation des divers types et les différents modes de fonctionnement et de contrôle. La CEM de ce type d'alimentation est abordée dans cette même partie. La deuxième partie consiste à étudier les topologies d'alimentations à découpage les plus utilisées à l'heure actuelle, et les composants les plus présents, en termes de dimensionnement et de technologie. Cette partie a pour but de cibler une topologie et des composants afin de concevoir une alimentation cohérente et représentative de la majorité des alimentations grand public. La conception de cette alimentation (choix des composants, routage et validation fonctionnelle par des mesures) est présentée dans la troisième partie. Finalement, afin d'identifier les seuils de destruction d'alimentations électroniques, un générateur paramétrable de perturbations conduites, appelé PIC (Plateforme d'Injection en Courant), est utilisé dans cette thèse. La dernière partie du chapitre consiste donc à présenter PIC avec notamment son environnement, son principe de fonctionnement et les formes générées possibles.

2.1 Détails sur les alimentations électroniques

2.1.1 Alimentations à découpage

Fonctionnement d'une alimentation à découpage

Depuis les années 75, la technique du « découpage » a été mise en œuvre dans les alimentations afin de palier aux problèmes de mauvais rendement et d'encombrement des alimentations linéaires.

Le schéma fonctionnel global d'une alimentation à découpage isolée est présenté sur la figure 2.1.

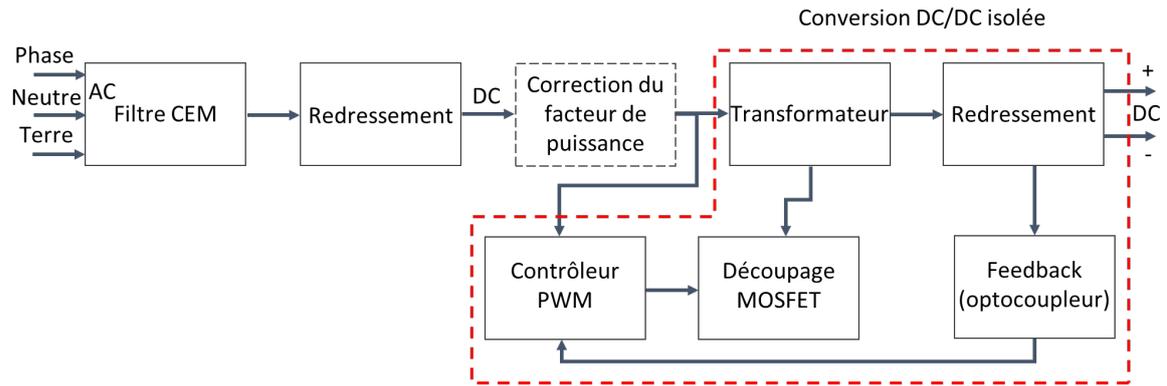


FIGURE 2.1 – Schéma fonctionnel d'une alimentation à découpage

Dans une alimentation, un filtre CEM est présent en entrée. Il permet d'atténuer les impulsions électromagnétiques entrant sur l'alimentation, mais aussi le bruit conduit sortant de l'alimentation qui pourrait être réinjecté sur le réseau de distribution en électricité (les causes du bruit des alimentations à découpage sont présentées dans la partie 2.1.3). Ce filtre est détaillé ci-après.

À la suite du filtre CEM, une partie redressement permet d'obtenir une tension quasi-continue d'une amplitude de 330 V à partir de la tension alternative (AC) de 230 V entrant dans l'alimentation. Un pont de diodes redresseur et un condensateur de filtrage / lissage permettent de réaliser ce redressement.

La tension continue est ensuite découpée en une tension carrée grâce à un transistor de puissance (MOSFET par exemple) commandé par un contrôleur PWM. L'amplitude est adaptée en fonction du niveau attendu en sortie de l'alimentation. La tension est finalement transmise en sortie par l'intermédiaire d'un transformateur haute fréquence. Ce dernier permet également d'assurer l'isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Il suffit ensuite de redresser et de lisser la tension carrée au secondaire pour obtenir une tension continue. De plus, afin d'assurer l'amplitude désirée, une boucle de régulation, appelée « feedback » ou rétroaction, permet de mesurer la tension en sortie et de la comparer au niveau de tension voulue. L'erreur entre ces deux tensions est transmise au contrôleur PWM par l'intermédiaire d'un opto-coupleur qui assure l'isolation galvanique. En fonction de la valeur de l'erreur, le rapport cyclique du signal PWM de commande du transistor est modifié pour obtenir la bonne tension de sortie. Toute partie correspond à la conversion DC / DC à découpage et peut être décrite par différentes topologies. Celles-ci sont présentées ci-après.

Par ailleurs, un correcteur de facteur de puissance (PFC : Power Factor Correction) est obligatoire dans toutes les alimentations utilisées pour des applications domestiques supérieures à 75 W, comme défini dans la norme CEI/EN 61000-3-2 [75, 76, 77]. Lorsqu'il est présent, il est inséré entre la partie redressement et l'étage de conversion DC / DC

isolée. Son fonctionnement est détaillé ci-après.

Finalement, l'intérêt d'utiliser une alimentation à découpage par rapport à une alimentation linéaire est double. Le transistor de puissance est utilisé en commutation : soit il est passant, soit il est bloqué. Les commutations sont très rapides et les pertes générées par ce mode de fonctionnement sont donc beaucoup moins importantes que dans une alimentation linéaire. Par conséquent, les alimentations à découpage atteignent des rendements compris entre 80 et 95 %. Par ailleurs, du fait de la fréquence de fonctionnement (des commutations) de ces alimentations qui est de quelques dizaines voire centaines de kilohertz et de la faible quantité d'énergie stockée à chaque instant, les éléments réactifs, tels que les composants magnétiques et les condensateurs, sont de dimensions moins importantes. En effet, pour une même impédance ces composants peuvent avoir des valeurs plus faibles et donc être beaucoup plus compacts que dans une alimentation linéaire fonctionnant à 50 Hz. Les dimensions et le poids de l'alimentation sont donc considérablement réduits. Ces points d'améliorations rendent les alimentations à découpage les plus utilisées de nos jours [78, 79].

En revanche, les inconvénients de ce type d'alimentation sont que leur mise en œuvre est beaucoup plus complexe, mais aussi que les commutations à hautes fréquences engendrent des perturbations, rayonnées ou conduites, sur de nombreux signaux et notamment sur la sortie.

Filtre d'entrée

Le filtre CEM présent en entrée des alimentations est détaillée sur la figure 2.2. Il est constitué de différents composants détaillés ci-après.

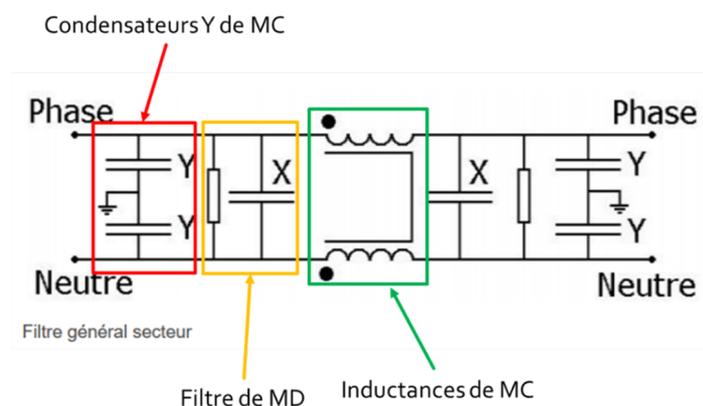


FIGURE 2.2 – Filtre secteur d'entrée d'une alimentation électronique (MC : mode commun et MD : mode différentiel)

Si l'alimentation possède une référence de terre, des condensateurs de mode commun « Y » sont présents. À haute fréquence, ils forment une impédance réduite entre la terre

et le secteur et permettent donc d'éliminer vers la terre les parasites de mode commun qui traversent la phase et le neutre. Ce sont des condensateurs de type « Y » qui, dans leur mode de défaillance, ne doivent pas être en court-circuit afin de ne pas détruire l'alimentation, ils sont dits autocicatrisants. De plus, en fonction de leur classe, ils peuvent supporter des pics de tension de mode commun de plusieurs kilovolts : 5 kV pour les condensateurs de type Y2 et 8 kV pour ceux de type Y1.

À la suite des condensateurs de mode commun, un filtre de mode différentiel qui inclut un condensateur « X » est placé. Étant donné que le signal sinusoïdal 50 Hz du secteur se propage en mode différentiel, ce condensateur ne doit pas le bloquer et seulement les courants différentiels de hautes fréquences doivent être éliminés. Par conséquent, il présente une très grande impédance à 50 Hz qui devient faible à hautes fréquences, afin de réduire les courants parasites différentiels. Une résistance élevée, appelée résistance de saignée, est souvent placée en parallèle pour décharger rapidement le condensateur lorsque l'alimentation est débranchée. Les condensateurs « X » sont également autocicatrisants et peuvent supporter des pics de tension de mode différentiel de 2,5 kV pour les types X2, et 4 kV pour ceux de type X1.

Enfin, une inductance de mode commun, composée de deux bobinages identiques montés sur le même circuit magnétique, est présente pour atténuer les perturbations dans ce mode. En mode différentiel, les courants circulant dans ces deux bobinages sont de même amplitude mais en opposition de phase. Au total, le flux magnétique couplé entre les deux bobinages est donc nul. De ce fait, le filtre de mode commun est transparent en mode différentiel. En mode commun, les courants circulant dans les deux bobinages sont de même amplitude et en phase. Au total, les contributions de chaque bobinage s'ajoutent et le flux magnétique s'accumule, ce qui engendre une forte impédance permettant de réduire ces courants de mode commun.

À ce filtre secteur peuvent également s'ajouter une varistance entre phase et neutre, qui écrête les surtensions courtes (de l'ordre de la microseconde) au-delà d'une tension de seuil, ou une thermistance en série sur un des conducteurs d'entrée qui permet de limiter les appels de courants de mode différentiel dans l'alimentation. Enfin, un fusible est présent sur la phase pour ouvrir le circuit lors d'une surcharge ou d'un court-circuit de quelques millisecondes dans l'alimentation.

Power Factor Correction (PFC)

Le PFC est le plus souvent un système actif qui permet de répondre aux normes d'efficacité énergétique. Comme présenté sur la figure 2.3, il emploie fréquemment une topologie dite « boost » (fonction d'élevateur) [80, 81].

De manière générale, le but du PFC est de réduire les harmoniques qui sont néfastes et

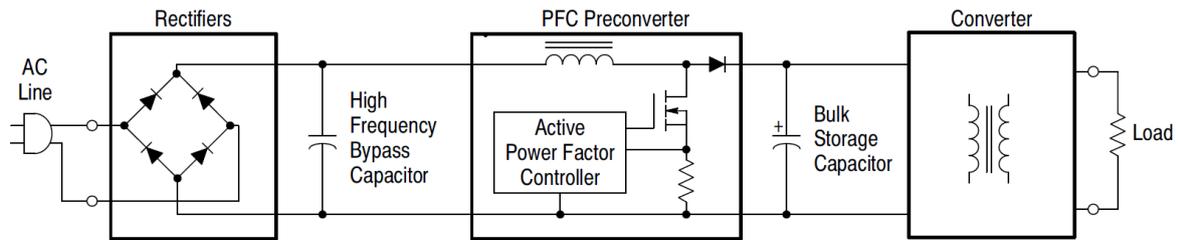


FIGURE 2.3 – Topologie boost d'un PFC [80]

gènèrent du bruit, mais également d'améliorer le rendement en remettant en phase le courant et la tension d'entrée de l'alimentation. Idéalement, les apports d'un PFC permettent que l'alimentation soit vue comme une résistance pure du côté du réseau.

Topologies de convertisseur DC / DC à découpage

L'étage de conversion DC / DC isolée peut être décrit par différentes topologies suivant la puissance de sortie de l'alimentation. Parmi toutes celles existantes [82, 83], les plus employées sont la flyback, la forward, la half-bridge et la full-bridge. Ces quatre topologies sont détaillées sur la figure 2.4.

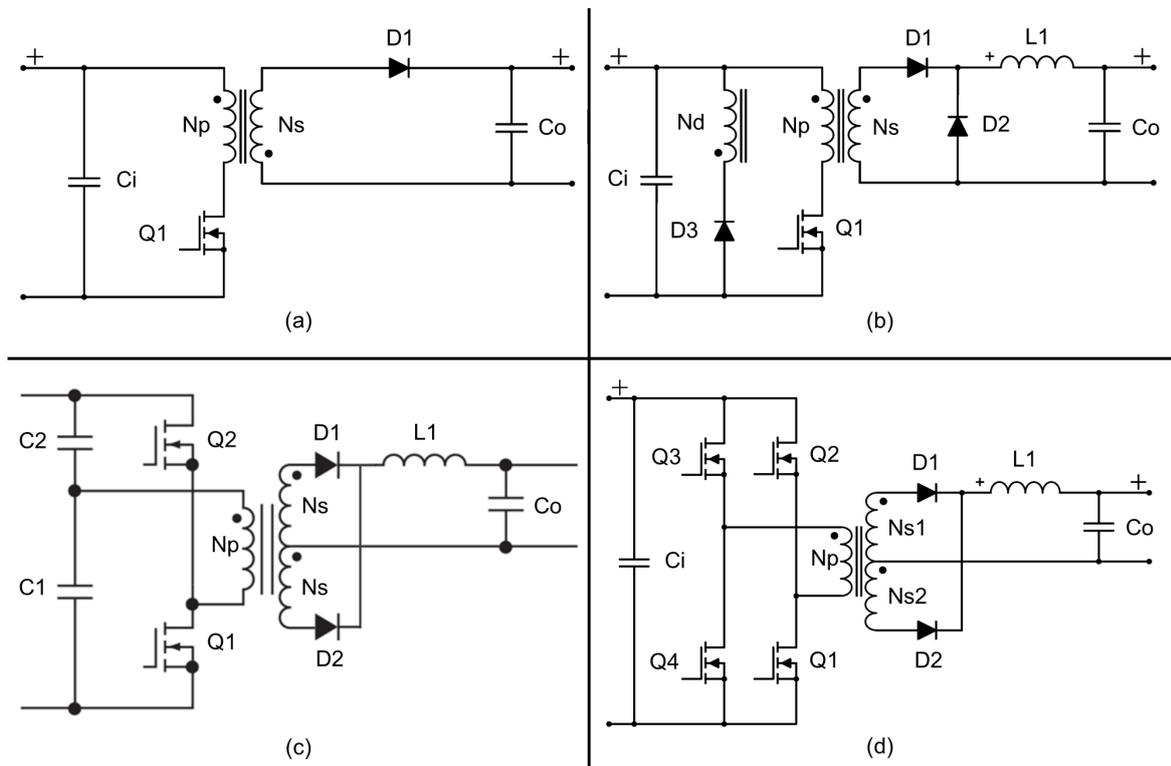


FIGURE 2.4 – Étage de conversion DC / DC placée en aval de l'étage d'entrée (filtre + redresseur + PFC); (a) : flyback, (b) : forward, (c) : half-bridge, (d) : full-bridge [82]

Les alimentations de type flyback possèdent l'étage de conversion DC / DC présenté sur la figure 2.4 (a). Cette topologie ne comporte qu'un seul composant magnétique. Elle ne se base pas sur un transformateur mais sur une inductance à deux enroulements fortement

couplés avec un entrefer qui permet de stocker de l'énergie. En effet, il n'y a pas de transfert d'énergie instantané entre le primaire et le secondaire. Il est réalisé en deux étapes. Un troisième enroulement, appelé auxiliaire, peut éventuellement être présent afin d'alimenter le contrôleur PWM. Cette topologie est particulièrement avantageuse pour les alimentations à sorties multiples car l'inductance est toujours unique, seul son nombre d'enroulements secondaires varie.

Les alimentations de type forward possèdent l'étage de conversion DC / DC présenté sur la figure 2.4 (b). Cette topologie comporte deux composants magnétiques : un transformateur à trois enroulements et une inductance. Le troisième enroulement du transformateur permet d'évacuer le courant magnétisant lors de son fonctionnement, afin d'éviter la saturation du circuit magnétique du transformateur sous peine d'observer une augmentation incontrôlée du courant primaire (due à l'effondrement de la valeur de son inductance). Par ailleurs, l'étage de sortie est constitué d'un circuit abaisseur. Cette alimentation peut comporter plusieurs sorties mais dans ce cas, une inductance par sortie est nécessaire.

Les alimentations de type half-bridge, en demi-pont, sont des alimentations classiques car elles possèdent une topologie qui fait partie des plus anciennes. Cette topologie, présentée sur la figure 2.4 (c), utilise deux transistors de puissance qui fonctionnent en alternance et qui connectent respectivement les deux condensateurs C_1 et C_2 sur l'enroulement primaire du transformateur. De ce fait, le transformateur est alimenté une fois dans un sens et une fois dans l'autre, ce qui permet de se passer d'une étape de démagnétisation nécessaire à l'alimentation forward. Le transformateur, dont le bobinage secondaire avec point milieu peut être vu comme deux bobinages séparés, peut être traité comme un transformateur à trois bobinages.

Les alimentations de type full-bridge, en pont complet, ont une structure très semblable à la topologie en demi-pont puisqu'elle correspond à l'imbrication de deux de ces structures. Comme présenté sur la figure 2.4 (d), c'est une topologie qui comporte 4 interrupteurs de puissance (souvent des IGBT) et qui est donc plus robuste et plus adaptée à des puissances plus importantes qu'une structure en demi-pont.

2.1.2 Différents modes de fonctionnement et de contrôle

Chaque topologie de conversion DC / DC à découpage peut fonctionner dans un mode de conduction différent : mode de conduction continue (CCM) ou mode de conduction discontinue (DCM) [84, 85, 86]. De plus, le contrôleur PWM, qui gère le rapport cyclique commandant le ou les transistors de puissance de l'alimentation, peut fonctionner en mode tension ou en mode courant.

Modes de fonctionnement

La figure 2.5 présente la différence entre le mode de conduction continue (CCM - continuous conduction mode) et le mode de conduction discontinue (DCM - discontinuous conduction mode) dans le cas d'une alimentation de type flyback. Le principe est le même pour les autres topologies.

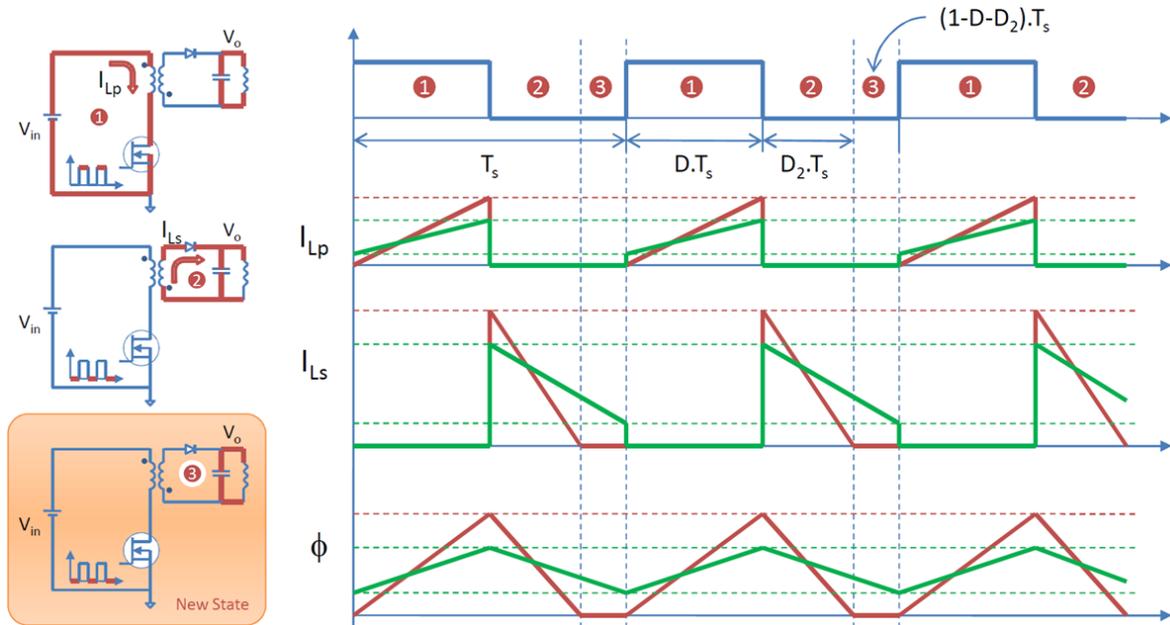


FIGURE 2.5 – Comparaison entre le mode de conduction continue et le mode de conduction discontinue d'une alimentation de type flyback [87]

Sur la première courbe de la figure 2.5, le signal en bleu représente la commande de l'interrupteur de puissance. Concernant les autres signaux, ceux en vert correspondent au CCM et ceux en rouge sont liés au DCM. La deuxième courbe représente le courant dans l'inductance du primaire, la troisième courbe est le courant dans l'inductance du secondaire et enfin la dernière courbe décrit le flux magnétique présent dans le transformateur, constitué de la bobine primaire et de la bobine secondaire. Tous ces signaux sont tracés en fonction du temps.

Dans une première phase, lorsque l'interrupteur est « ON », le courant traversant le primaire du transformateur augmente de manière linéaire tout comme le flux magnétique du transformateur. Dans le même temps, le condensateur en sortie, au préalable chargé, se décharge pour alimenter la charge.

Dans une seconde phase, l'interrupteur passe à l'état « OFF » et le courant s'annule brusquement au primaire. Il diminue donc de manière linéaire au secondaire. Dans cette phase, le condensateur en sortie se charge et la charge est directement alimentée. Dans ce cas, le flux dans le transformateur diminue. Cette diminution est différente en fonction du mode de conduction :

- en mode de conduction continue CCM (courbes en vert), le flux diminue sans s'annuler jusqu'au cycle suivant. Une énergie résiduelle est donc présente dans le transformateur au début et à la fin de chaque cycle,
- en mode de conduction discontinue DCM (courbes en rouge), le flux diminue jusqu'à son annulation et, en attendant le début du cycle suivant, une troisième étape (figure 2.5) a lieu pendant laquelle la charge commence déjà à être alimentée par le condensateur de sortie.

En mode DCM, le transistor de commutation et la diode de redressement sont plus sollicités qu'en CCM (niveaux crêtes de courant plus élevés). Mais, en contrepartie, le transformateur est plus petit et donc plus léger. Finalement, le mode DCM est souvent utilisé pour des alimentations de faible puissance dans lesquelles les courants sont faibles. Dans ce cas, les niveaux crêtes ne sont pas forcément très sévères pour les composants. A contrario, le mode CCM est souvent utilisé pour des alimentations de plus fortes puissances dans lesquelles les niveaux crêtes beaucoup plus élevés du mode DCM ne seraient pas supportables par les composants.

Modes de contrôle

Le contrôleur PWM permet de commander le transistor de puissance présent dans l'alimentation. Pour le commander, le rapport cyclique du signal PWM est adapté en fonction de la tension de sortie qui est en permanence contrôlée par une boucle de rétroaction. Ce mode de contrôle peut s'effectuer en courant ou en tension suivant les types de contrôleur [88].

Le principe de fonctionnement du contrôle en mode tension est présenté sur la figure 2.6. La tension de sortie V_{out} de l'alimentation est mesurée et comparée à la valeur de référence (tension souhaitée en sortie). L'erreur V_e entre ces deux tensions est amplifiée puis comparée à un signal en dents de scie V_r . Par l'intermédiaire d'une bascule de type RS (Reset avec le signal d'erreur comparé au signal en dent de scie et Set avec un signal d'horloge), le signal PWM est donc généré.

En mode courant, comme présenté sur la figure 2.7, au début du cycle de commutation, un signal d'horloge (Clock) déclenche une bascule de type RS (Reset/Set) et le transistor de puissance passe à l'état passant. La tension de sortie V_{out} est mesurée et comparée à la tension de référence souhaitée en sortie afin d'obtenir un signal d'erreur V_e . Une tension supplémentaire V_s est mesurée grâce à un shunt qui fournit une image du courant traversant le transistor de puissance. Cette tension mesurée est comparée au signal d'erreur V_e . Dès que V_s atteint la valeur du signal d'erreur, la commutation est réinitialisée par l'intermédiaire de

la bascule RS et le transistor de puissance se bloque. Ce processus est ensuite répété au signal d'horloge suivant.

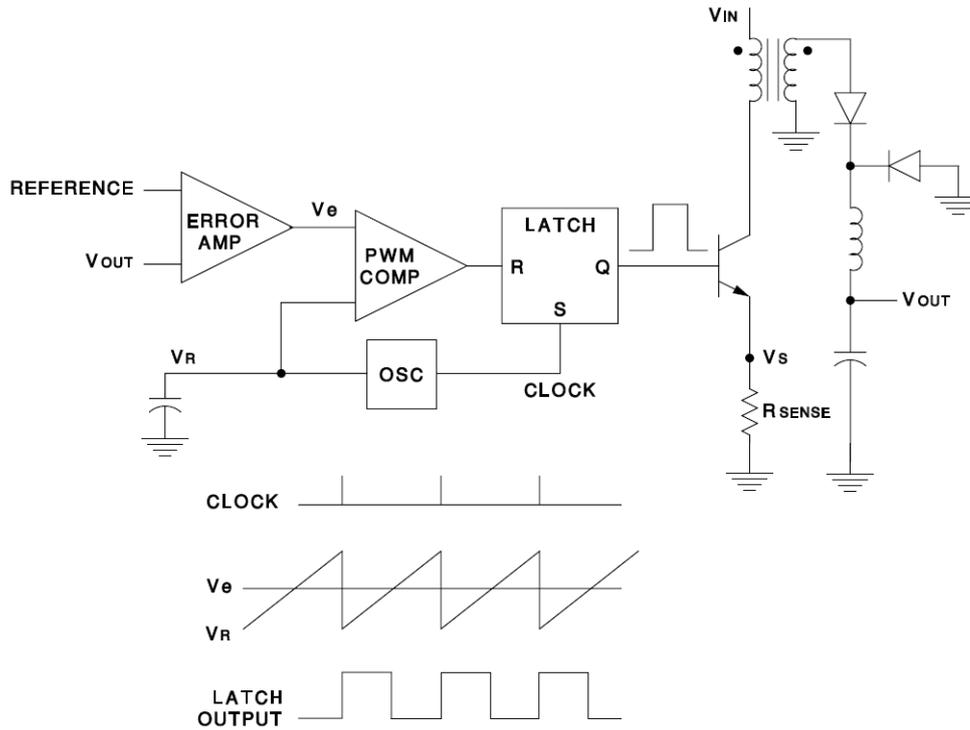


FIGURE 2.6 – Principe de fonctionnement du contrôle en mode tension d'une alimentation à découpage [88]

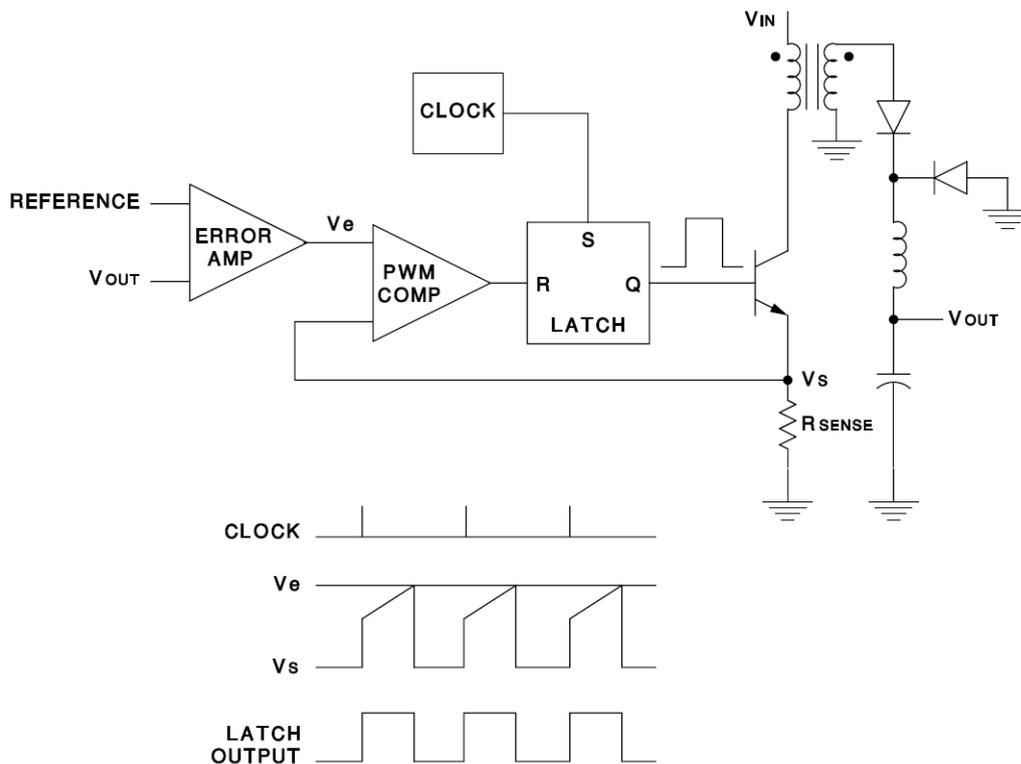


FIGURE 2.7 – Principe de fonctionnement du contrôle en mode courant d'une alimentation à découpage [88]

Ces deux modes de contrôle sont souvent utilisés et chacun présente des avantages et des inconvénients. L'avantage du mode tension est qu'il dispose d'une seule boucle de retour contre deux pour le mode courant. Sa mise en œuvre et son analyse sont donc plus faciles. Par ailleurs, l'inconvénient du mode tension est que lorsqu'un changement de charge a lieu, il doit être détecté comme un changement de sortie par la boucle de retour. Sa réponse sera, de facto, plus lente qu'en mode courant où la réponse est quasi immédiate par l'intermédiaire de la mesure du courant traversant le transistor de puissance. Pour que le mode courant fonctionne correctement, le rapport cyclique doit être inférieur à 50 % sinon la régulation sera instable. Il est donc limité à cette valeur.

L'utilisation d'un mode plutôt qu'un autre dépend des applications [89]. De manière générale le mode tension est utilisé lorsque :

- de grandes variations de tension d'entrée ou de charges de sortie sont possibles,
- la charge en sortie est faible,
- plusieurs tensions de sortie sont requises afin d'assurer une inter-régulation correcte.

Par ailleurs, le mode courant est recommandé pour des applications dans lesquelles :

- la sortie de l'alimentation présente un fort courant ou une très haute tension,
- les variations de tension d'entrée sont limitées,
- les coûts et le nombre de composants doivent être réduits.

2.1.3 CEM des alimentations à découpage

Le principal inconvénient des alimentations à découpage est le fort bruit rayonné et conduit émis [90, 91] qui en fait les alimentations les plus perturbatrices. Ces perturbations sont synthétisées sur la figure 2.8 :

- ① : perturbations conduites en mode commun entrée-à-châssis,
- ② : perturbations conduites en mode commun entrée-à-sortie,
- ③ : perturbations conduites en mode différentiel en entrée,
- ④ : perturbations conduites en mode différentiel en sortie,
- ⑤ : perturbations rayonnées (électriques et magnétiques), détaillées sur la figure 2.9.

Perturbations dues aux commutations au primaire

Les alimentations à découpage fonctionnent à des fréquences de plus en plus élevées. De ce fait, les transistors de puissance sont de plus en plus rapides avec de forts « $\frac{di}{dt}$ » et « $\frac{dv}{dt}$ » qui génèrent de plus en plus d'harmoniques de la fréquence de découpage dans les tensions et les courants. De manière générale, ces commutations très rapides des interrupteurs de

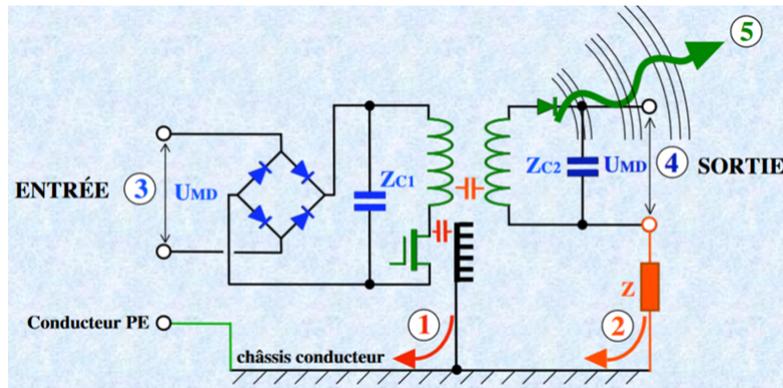


FIGURE 2.8 – Principales sources de bruit émanant d’une alimentation à découpage [90]

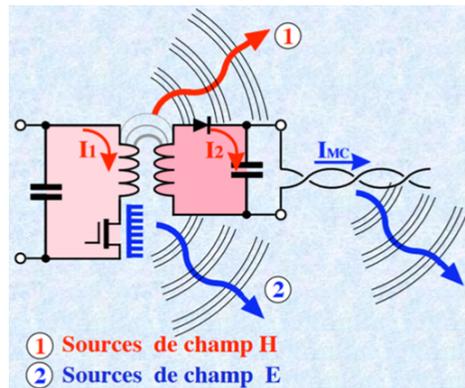


FIGURE 2.9 – Principales sources de rayonnements électromagnétiques émis par une alimentation à découpage [90]

puissance génèrent un rayonnement du champ magnétique dû à la boucle de courant qui se trouve au primaire du transformateur, comme présenté sur la figure 2.9. Cette boucle est équivalente à une antenne non adaptée aux fréquences parasites. Par conséquent, la puissance rayonnée reste très faible et ne perturbe pas l’environnement. De plus, un rayonnement du champ magnétique dû aux imperfections des composants magnétiques (inductances et transformateurs) ou des éléments parasites, tels que les capacités inter-enroulements, est également produit. En effet, comme présenté sur la figure 2.9, le transformateur qui fonctionne à une fréquence élevée (plusieurs dizaines de kilohertz) rayonne un champ magnétique qui peut perturber l’environnement voire l’alimentation elle-même en se couplant sur les pistes proches du transformateur, entraînant des perturbations conduites. Par ailleurs, des perturbations conduites en mode commun dues à la capacité parasite entre la semelle du MOSFET et son dissipateur relié au châssis (et/ou à la terre) sont également générées, comme présenté sur la figure 2.8. Enfin, des oscillations parasites dues aux capacités et inductances de câblage peuvent apparaître et générer le bruit de câblage.

Afin de réduire les niveaux des perturbations rayonnées et conduites dues aux fréquences de découpage élevées, des alimentations à découpage, appelées à commutation

douce (ou résonantes), sont utilisées. En effet, en plus de réduire les pertes pendant la commutation et donc d'améliorer le rendement, ces structures permettent notamment de supprimer les surtensions induites au primaire [92]. Par ailleurs, des circuits d'aide à la commutation peuvent être utilisés afin de réduire les pentes des fronts des courants et des tensions pour diminuer les oscillations parasites.

Perturbations dues aux commutations au secondaire

Les perturbations rencontrées au secondaire du transformateur sont assez similaires à celles du primaire. En effet, comme présenté dans la partie 2.1.1, le redressement au secondaire du transformateur est effectué par des diodes, souvent de type Schottky, qui, contrairement aux diodes PIN, ne présentent pas de phénomène de recouvrement inverse consistant à évacuer les charges stockées dans leur jonction. Dans le cas des diodes Schottky, le courant inverse, uniquement dû à la capacité de grille, disparaît de manière quasi-instantanée ce qui génère des surtensions parasites importantes et des sur-oscillations. Afin de réduire ces parasites, et bien que leur chute de tension à l'état passant soit plus élevée, des diodes de type PIN, appelées « soft recovery », peuvent être utilisées afin que la variation de courant à la commutation soit la plus douce possible (pendant son recouvrement inverse).

De plus, la diode Schottky au secondaire est souvent fixée sur un dissipateur, ce qui peut générer un courant parasite de mode commun au travers de la capacité parasite avec le châssis. Par ailleurs, un courant parasite de mode commun peut également exister à travers une impédance parasite entre la masse de la sortie (point froid du transformateur) et le châssis, comme présenté sur la figure 2.8.

Enfin, comme l'illustre la figure 2.9, la boucle de courant présente au secondaire peut également rayonner un champ magnétique.

2.2 Études préliminaires pour choisir l'alimentation test

L'objectif des travaux est de modéliser la susceptibilité d'alimentations d'équipements électroniques grâce à une compréhension claire des phénomènes de destruction de ces alimentations. Pour ce faire, il a été décidé dans un premier temps de se concentrer sur une seule alimentation dont la conception soit entièrement maîtrisée. Afin de généraliser les résultats obtenus, il est donc important que cette alimentation soit représentative d'une majorité d'alimentations présentes sur le marché à l'heure actuelle, en termes de topologie et de composants.

2.2.1 Étude des topologies

Afin de concevoir une alimentation représentative, une étude des topologies a été réalisée [84, 86]. En contactant de grands fabricants de contrôleurs PWM d'alimentations : Infineon, Texas Instrument et ON Semiconductor, des conclusions intéressantes ont pu être obtenues.

D'après Infineon et Texas Instrument, pour des puissances de sortie de 0 à 75 W, des alimentations de type flyback sont utilisées. De 75 à 150 W des flyback sont toujours présentes mais avec PFC puis, jusqu'à 1 kW, ce sont des topologies half-bridge (resonant LLC) qui sont en majorité fabriquées. Au-dessus de 1 kW, les alimentations sont de type full-bridge mais peu d'applications nécessitant une telle puissance sont présentes dans le milieu domestique.

D'après ON Semiconductor, les alimentations de type flyback sont maintenant présentes dans 90 % des cas. Il existe par exemple des chargeurs de PC portables jusqu'à 90 W et même des alimentations pour des télévisions perfectionnées qui consomment moins de 90 W. La tendance générale étant de réduire les puissances, les topologies flyback seront de plus en plus présentes. Les alimentations de puissances plus élevées restent spécifiques aux plus grosses télévisions et aux PC fixes notamment.

Afin de vérifier les chiffres et les gammes de puissances donnés par ces constructeurs, des datasheets de 162 cartes d'évaluation d'alimentations à découpage, ayant une puissance de sortie inférieure à 1 kW, ont été collectées et analysées. Ces cartes d'évaluation permettent aux utilisateurs de tester les capacités des contrôleurs PWM vendus et comportent donc des topologies représentatives.

Dans un premier temps, les cartes d'évaluation ont été classées suivant deux gammes de puissance de sortie : de 0 à 150 W et de 150 W à 1 kW. Les graphes de la figure 2.10 confirment donc les conclusions fournies par Infineon et Texas Instrument avec la présence majoritaire de topologies flyback dans la première gamme de puissance et de half-bridge dans la seconde.

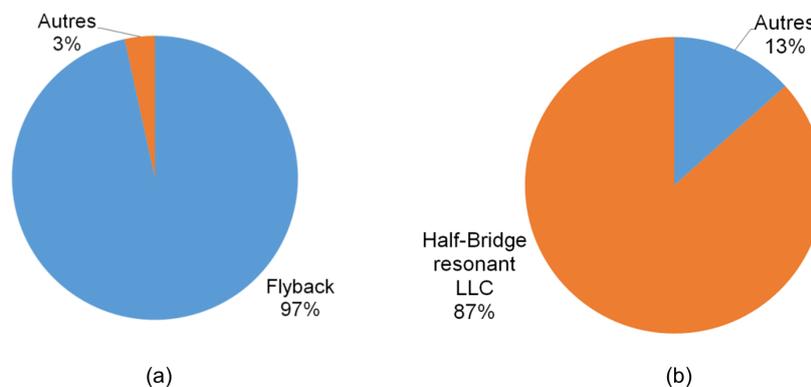


FIGURE 2.10 – Topologies des cartes d'évaluation suivant la gamme de puissance ; (a) : de 0 à 150 W, (b) : de 150 W à 1 kW

La figure 2.11, où les topologies des alimentations connectées au secteur sont présentes sur la partie haute, confirme également ces conclusions.

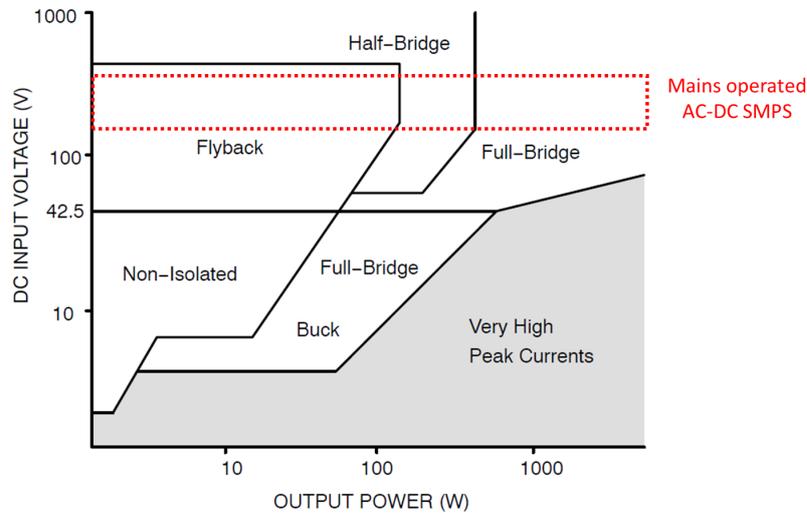


FIGURE 2.11 – Topologies des alimentations en fonction de leur puissance de sortie [83]

Dans un second temps, l'étude des topologies des cartes d'évaluation a permis d'obtenir un graphique supplémentaire en ne faisant aucune distinction de puissance. Ce graphique de la figure 2.12 est en concordance avec les conclusions de ON Semiconductor. En effet, en raison de la volonté générale de réduire les puissances des alimentations grand public, environ 90 % de celles-ci sont de type flyback.

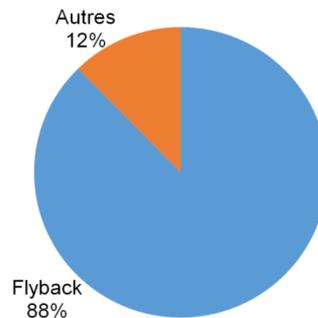


FIGURE 2.12 – Proportion d'alimentations de type flyback parmi les 162 alimentations d'évaluation de puissance de sortie comprise entre 0 et 1 kW

Cette étude a permis de sélectionner une carte d'évaluation représentative d'une majorité d'alimentations grand public en termes de topologie. L'alimentation ON Semiconductor choisie : NCP1271ADAPGEVB, présentée sur la figure 2.13, est basée sur une topologie flyback relativement simple, sans PFC et d'une puissance de 57 W. Elle a été sélectionnée car elle possède une documentation complète, avec le schéma du PCB (Printed Circuit Board) et la liste des composants avec leur référence. De plus, le modèle Spice du contrôleur PWM NCP1271 est disponible sur le site du constructeur ; ce qui permet de faciliter la modélisation de l'alimentation et sa simulation. Cette alimentation fonctionne en

mode de conduction discontinue (DCM) et le contrôle se fait en mode courant.

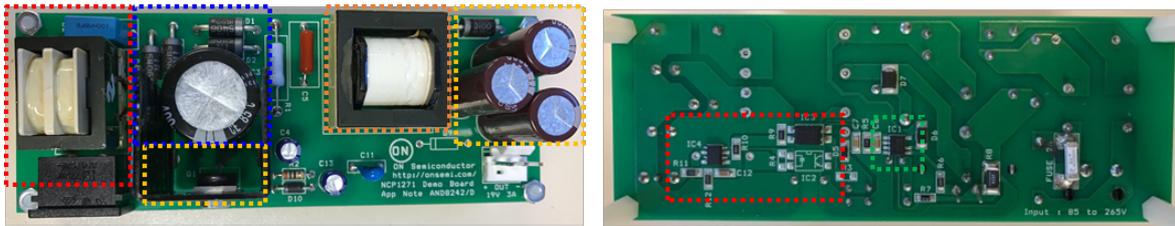


FIGURE 2.13 – Alimentation flyback NCP1271ADAPGEVB

Le schéma électrique de l'alimentation sélectionnée est présenté sur la figure 2.14. C'est une topologie simple et typique d'une alimentation de type flyback qui fonctionne autour de son contrôleur PWM.

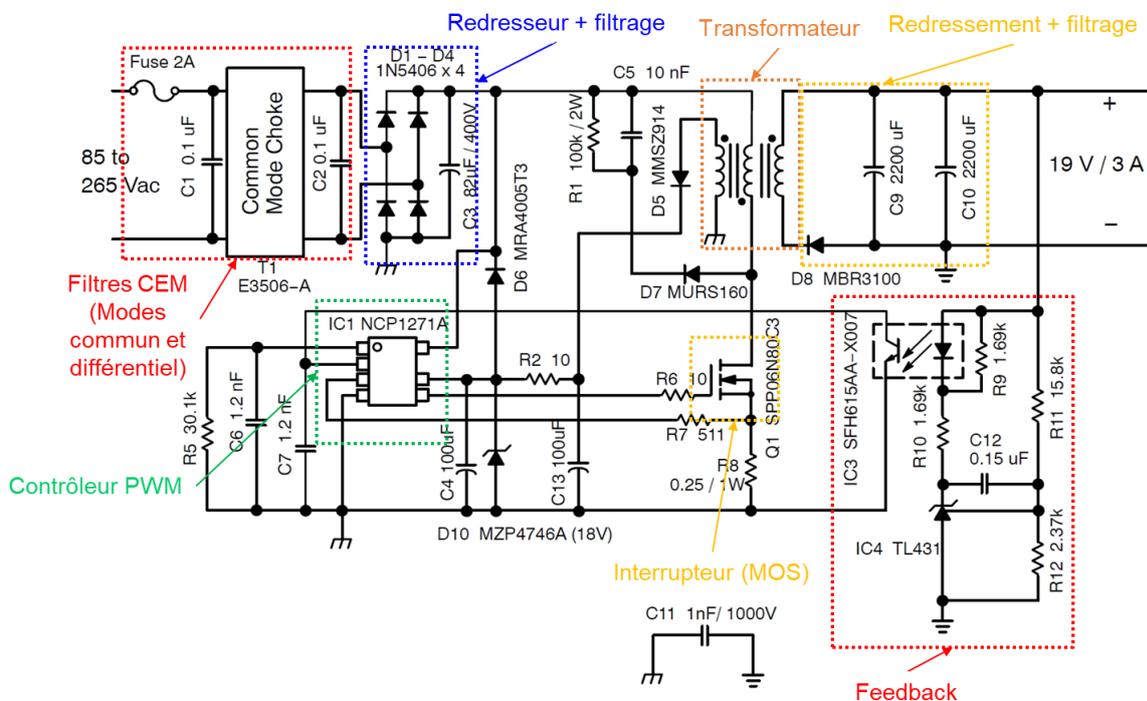


FIGURE 2.14 – Schéma électrique de l'alimentation ON Semiconductor NCP1271ADAPGEVB

Les principales parties décrivant le fonctionnement ont été repérées sur les figure 2.13 et 2.14. En entrée, les éléments du filtre CEM (mode commun et mode différentiel) sont identifiés en rouge. En aval des protections, la tension secteur 230 V sinusoïdale est redressée par un pont de diodes, composé de 4 diodes discrètes (identifiées en bleu), puis filtrée et lissée par un condensateur qui possède souvent un volume important. Il est facilement détectable sur l'alimentation. Une tension continue de 330 V est donc obtenue. Cette tension continue est ensuite découpée à une fréquence de 65 kHz par l'intermédiaire du MOSFET, identifié en jaune. Ce dernier est commandé par le contrôleur PWM (identifié en vert) qui est le composant central de ce type d'alimentation. Par l'intermédiaire des courants dans les enroulements du transformateur haute fréquence, l'énergie est transmise au secondaire, dont la tension est

redressée et filtrée en sortie, pour obtenir une amplitude continue de 19 V. Afin d'assurer cette amplitude en sortie, la partie feedback est identifiée en rouge. Grâce au transformateur haute fréquence et à l'optocoupleur (IC3) dans la partie feedback, l'entrée est isolée galvaniquement de la sortie.

2.2.2 Étude des composants

L'étude précédente sur les topologies d'alimentations a permis d'en sélectionner une représentative. En revanche, cette étude n'a pas permis d'isoler des composants qui sont représentatifs de ceux trouvés dans les alimentations flyback (diodes, filtres d'entrée, etc.).

Aussi, l'achat de 26 alimentations grand public issues des plus grands fabricants a été décidé sur la base du tableau de la figure 2.15. Ces alimentations de type flyback, comprises entre 5 et 65 W, proviennent de chez Delta Electronics, Artesyn (anciennement Emerson), Mean Well, Murata et TDK Lambda. À titre d'exemple, quelques-unes sont présentées sur la figure 2.16. Elles sont sans PFC et possèdent donc des topologies proches de celle choisie.

| Total merchant power supply market shares | | | | |
|---|--------------------|------------|------------|-------------------------|
| 2013 Rank | Company | 2012 Share | 2013 Share | Percentage point change |
| 1 | Delta Electronics | 18.0% | 17.3% | -0.7 |
| 2 | Emerson | 9.1% | 8.5% | -0.6 |
| 3 | Lite-On Technology | 7.1% | 7.1% | 0.0 |
| 4 | Acbel Polytech | 3.4% | 3.3% | -0.1 |
| 5 | Salcomp | 2.3% | 3.1% | 0.8 |
| 6 | Mean Well | 2.3% | 2.8% | 0.5 |
| 7 | Eltek | 2.7% | 2.6% | -0.1 |
| 8 | Murata | 2.9% | 2.6% | -0.3 |
| 9 | TDK Lambda | 2.8% | 2.6% | -0.2 |
| 10 | GE Energy | 2.3% | 2.5% | 0.2 |
| | Others | 37.7% | 38.2% | 0.5 |
| Revenues (\$B) | | 20.35 | 20.65 | |

Source: IHS

FIGURE 2.15 – Parts de marché des fabricants d'alimentations [93]

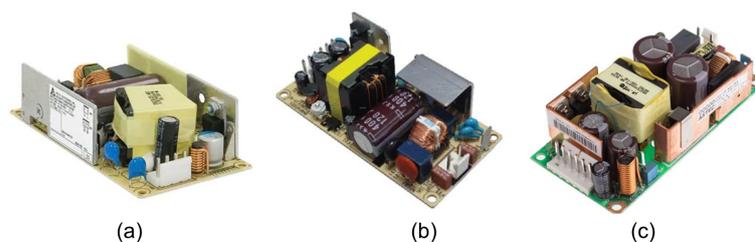


FIGURE 2.16 – Exemples d'alimentations achetées; (a) : alimentation Delta Electronics 65 W, (b) : alimentation Murata 60 W, (c) : alimentation Artesyn 65 W

Ces alimentations ont été analysées afin d'extraire des composants qui sont représentatifs,

en termes de technologie et de dimensionnement, de ceux utilisés dans les alimentations flyback grand public. Les conclusions de cette étude sont détaillées ci-dessous.

Le fusible d'entrée est dans tous les cas traversant et dans une majorité des cas parallélépipédique ou rond (17 cas sur 26), comme présenté sur la figure 2.17.



FIGURE 2.17 – Fusible présent dans la majorité des cas

Concernant les éléments de protection en entrée, une thermistance CTN (Coefficient de Température Négatif ou NTC en anglais pour Negative Temperature Coefficient) est dans la majorité des cas trouvée en série en entrée (18 cas sur 26). Sa valeur plus importante à froid permet de réduire le fort courant d'appel au démarrage de l'alimentation dû au condensateur de lissage en amont du pont de diodes.

La partie filtres de mode commun et de mode différentiel en entrée est souvent composée d'un condensateur de mode différentiel et de deux inductances de mode commun (14 cas sur 26). Concernant les valeurs et les technologies de ces composants, sont trouvés dans la majorité des cas :

- pour le condensateur de mode différentiel : 330 nF (9 cas sur 26) ou 470 nF (8 cas sur 26),
- pour les inductances de mode commun : une entre 20 et 30 mH associée avec une de plus faible valeur de quelques mH ou centaines de μH . Dans la majorité des cas (32 cas sur 38), ces deux inductances sont de type tore comme sur la figure 2.18 (a) et non de type circuit magnétique IE ou IC comme sur la figure 2.18 (b).



FIGURE 2.18 – Topologies d'inductances de mode commun ; (a) : de type tore, (b) : de type circuit magnétique IE ou IC

Lorsque cette partie filtrage est présente sur l'alimentation, 2 ou 4 résistances CMS de valeurs élevées, de l'ordre du $\text{M}\Omega$, sont présentes entre le conducteur de phase et celui de neutre (21 cas sur 24). Celles-ci permettent de décharger rapidement les condensateurs de

l'étage d'entrée lors de l'arrêt de l'alimentation. Cette décharge permet à l'utilisateur de toucher l'alimentation (dont le connecteur) sans risque d'électrisation après l'avoir débranchée.

Le pont de diodes redresseur est dans tous les cas de figure intégré (et non quatre diodes discrètes) et le plus souvent traversant. Il est de type CMS uniquement pour des alimentations de faibles puissances (5 à 18 W). Parmi les ponts redresseurs traversant trouvés, ceux de la figure 2.19 sont présents dans une majorité de cas avec notamment la référence GBU4K (7 cas sur 22, sur la figure 2.19 (a)) ou UD4KB (9 cas sur 22, sur la figure 2.19 (b)).

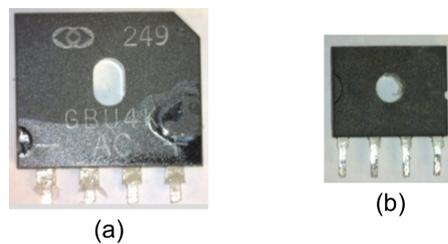


FIGURE 2.19 – Ponts de diode présents dans la majorité des cas (proportions conservées pour les tailles relatives des deux composants); (a) : GBU4K, (b) : UD4KB

La terre est toujours présente pour les alimentations d'une puissance supérieure à 20 W. Elle est reliée dans la majorité des cas (10 cas sur 19) en entrée, respectivement avec la phase et le neutre, au travers des condensateurs de mode commun de type Y, mais aussi au point froid du secondaire grâce à un conducteur (fil) traversant l'alimentation à partir du connecteur d'entrée.

En complément et dans la majorité des cas (plus de 20 cas sur 26) :

- un condensateur de type Y1 est présent entre le point froid du primaire et celui du secondaire du transformateur,
- la diode Schottky de redressement au secondaire du transformateur est en boîtier TO220, fixé sur un dissipateur flottant,
- un optocoupleur est toujours présent entre le primaire et le secondaire pour retourner la valeur de tension de sortie de l'alimentation au contrôleur PWM, tout en assurant l'isolation galvanique,
- en sortie, plusieurs condensateurs parallèles et une inductance série sont souvent présents pour filtrer la tension de sortie.

2.3 Conception de l'alimentation test et validation

2.3.1 Choix des composants

Afin de concevoir l'alimentation test, une première étape a été de choisir des composants représentatifs en termes de technologie et de dimensionnement, en accord avec les conclusions de l'étude menée sur les alimentations grand public. Ces composants sont utilisés dans la topologie choisie de l'alimentation ON Semiconductor.

De manière générale et en accord avec cette étude, les principaux composants suivants ont été sélectionnés :

- l'étage de filtrage en entrée comprend une inductance de mode commun d'une valeur de 33 mH, puis un condensateur de mode différentiel d'une valeur de 330 nF et enfin une autre inductance de mode commun de plus faible valeur de 1 mH,
- la partie redressement est réalisée par un pont de diodes intégré de référence UD4KB,
- la sortie de l'alimentation est composée d'une inductance série de 4,7 μ H, insérée entre deux condensateurs de 1000 μ F et un de 470 μ F,
- la diode Schottky en sortie est un boîtier de type TO220, de référence STPS20H100CT qui est souvent utilisée. Un dissipateur thermique est ajouté à cette diode,
- la référence SPA11N65C3 de chez Infineon est utilisée comme MOSFET,
- enfin, les autres composants, comme par exemple le condensateur de filtrage / lissage en aval du pont redresseur, la résistance (shunt) sur la source du MOSFET et les condensateurs en sortie, sont en concordance, en valeur et en technologie, avec les analyses faites sur les alimentations grand public.

Le schéma électrique de l'alimentation ainsi définie est présenté sur la figure 2.20. Tous les composants utilisés pour concevoir cette alimentation sont disponibles dans la nomenclature détaillée en annexe A.2.

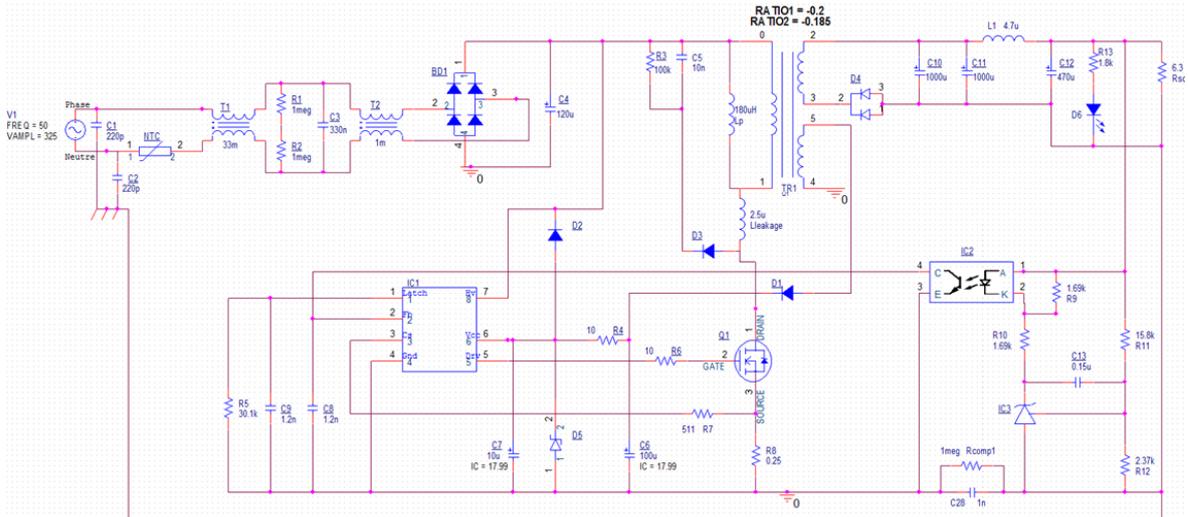


FIGURE 2.20 – Schéma électrique de l'alimentation flyback conçue

2.3.2 Routage

Le routage de l'alimentation définie a été réalisé sous le logiciel libre KiCad. Ce routage, présenté sur la figure 2.21, a été dessiné en accord avec les observations faites sur les alimentations grand public, dans un souci de cohérence et de représentativité.

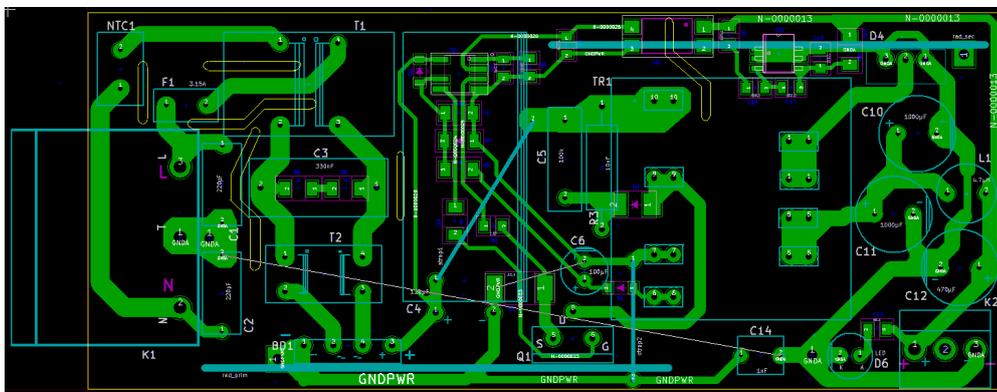


FIGURE 2.21 – Routage de l'alimentation flyback conçue pour la thèse

De plus, en accord avec les études sur les alimentations grand public, l'alimentation est conçue sur un PCB simple face et la compacité de l'alimentation conçue est dans la moyenne de celles étudiées. Malgré tout, afin de catégoriser les problèmes, le routage a été réalisé dans le but d'éviter les phénomènes d'arcage entre pistes.

L'alimentation ainsi conçue, présentée sur la figure 2.22, a été fabriquée en 100 exemplaires pour pouvoir assumer les essais de destruction envisagés. Des dissipateurs représentatifs en aluminium, au niveau du pont de diodes / MOSFET et de la diode Schottky en sortie, ont également été fabriqués pour cette alimentation. Cette alimentation est appelée « DPS » dans la thèse pour Designed Power Supply.



FIGURE 2.22 – Alimentation conçue et fabriquée pour la thèse, appelée « DPS »

2.3.3 Validation par des mesures

Afin de valider le fonctionnement de l'alimentation « DPS », des mesures de courants et de tensions ont été réalisées en certains points de l'alimentation en vérifiant leur concordance avec les signaux théoriques d'une alimentation de type flyback.

Tension après redressement

Comme détaillé sur la figure 2.20, l'étage d'entrée de l'alimentation est composé d'un filtre CEM puis d'une partie redressement et filtrage / lissage avec le pont de diodes (BD1) et le condensateur de 120 μF (C4). Après cet étage d'entrée, la tension doit être quasi constante avec une ondulation due à la décharge du condensateur de lissage. La tension sinusoïdale du secteur ayant une valeur efficace de 230 V, la tension continue après redressement doit être au maximum de : $V_{eff} \times \sqrt{2} = 325 \text{ V}$. La figure 2.23, correspondant à la mesure de la tension aux bornes du condensateur de lissage, est bien en accord avec cette théorie.

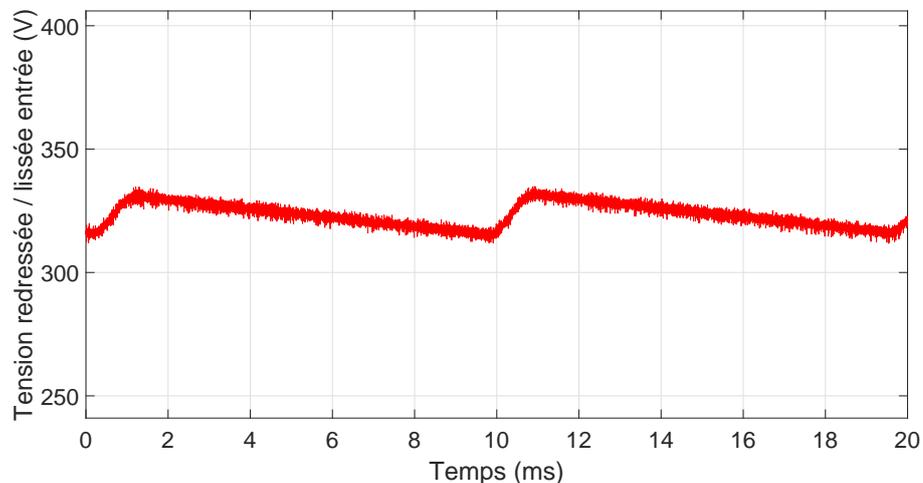


FIGURE 2.23 – Tension redressée et filtrée / lissée après l'étage d'entrée en l'absence de perturbation

Commande du MOSFET

Le contrôleur PWM (IC1 sur la figure 2.20) contrôle le MOSFET et modifie le rapport cyclique de la commande en fonction de la tension de sortie. La figure 2.24 présente la tension de commande du MOSFET entre la grille et la source, ainsi que le courant de grille associé. Cette tension correspond bien à un signal PWM (Pulse Width Modulation) dont l'amplitude est de 17,5 V, en lien avec l'amplitude d'alimentation V_{cc} du contrôleur, toutes les 15 μs environ, en accord avec la fréquence de découpage de 65 kHz du contrôleur.

Le courant est également cohérent car lorsque la tension commute à 17,5 V, le MOSFET passe à l'état passant et la charge du condensateur C_{gs} est visible. Lors du passage à l'état bloqué, la décharge de ce même condensateur est visible sur le courant de grille alors négatif.

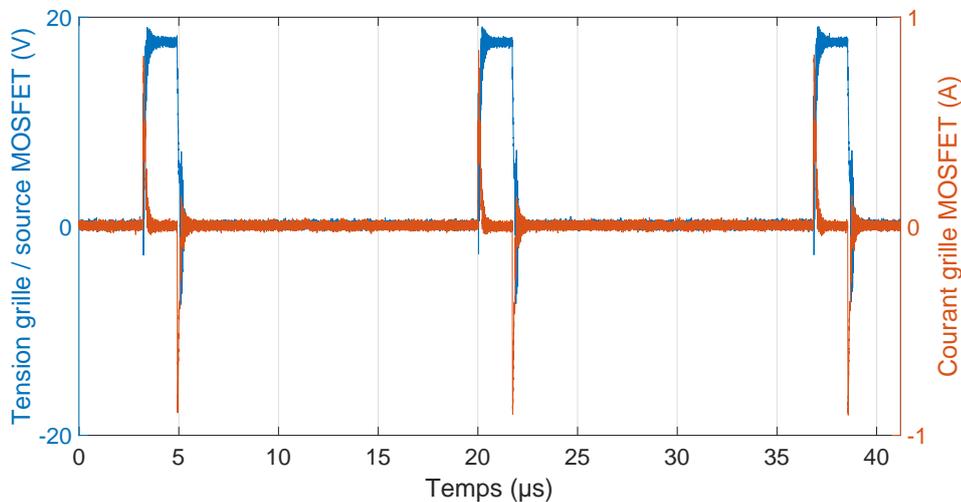


FIGURE 2.24 – Tension grille/source du MOSFET avec son courant de grille en l'absence de perturbation

Courant de drain du MOSFET

Le transformateur d'une alimentation flyback se comporte comme deux inductances couplées. Dans une première phase, l'énergie est accumulée dans l'inductance primaire. En début de deuxième phase, l'énergie accumulée est instantanément transvasée à l'inductance secondaire qui se décharge dans le reste du circuit jusqu'à la fin de la période de commutation. Le courant suit alors l'équation 2.1 pendant la durée où le MOSFET est passant (t_{ON} vaut environ 1,5/2 μs , comme l'indique le signal de commande de la figure 2.24).

$$i_{primaire}(t) = \frac{V_{cc}}{L_{primaire}} \times t = \frac{325}{180 \times 10^{-6}} \times t = 1.8 \times 10^6 \times t \quad (2.1)$$

Valable si la démagnétisation est complète, où V_{cc} est la tension continue aux bornes du

primaire donc 325 V dans ce cas, t est le temps et $L_{primaire}$ est l'inductance du primaire donc 180 μH dans ce cas.

La figure 2.25 présente la mesure du courant dans l'inductance primaire du transformateur. Cette mesure est cohérente avec la théorie car la charge de l'inductance primaire est visible pendant une durée de l'ordre de $1,5/2 \mu\text{s}$, correspondant au t_{ON} . Le courant du primaire progresse alors linéairement avec une pente respectant l'équation 2.1.

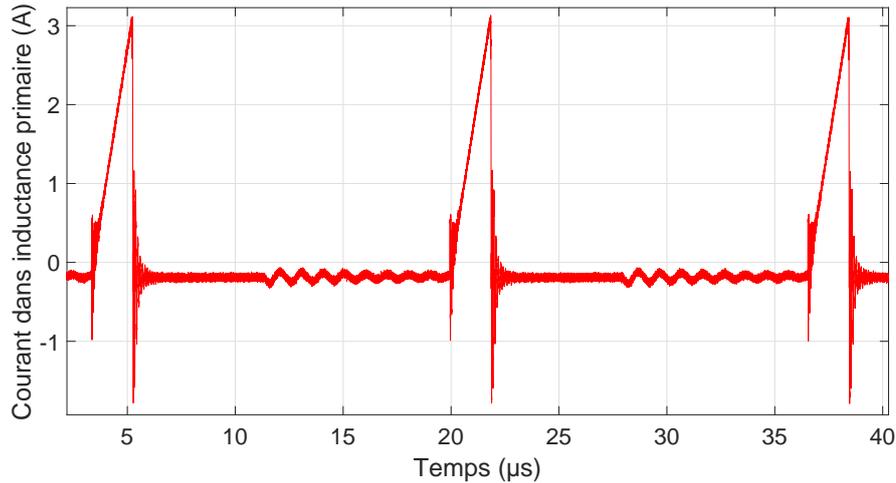


FIGURE 2.25 – Courant dans l'inductance primaire en l'absence de perturbation

Tension drain / source du MOSFET

La tension drain / source mesurée aux bornes du MOSFET est représentée sur la figure 2.26. L'allure schématisée de cette tension est décrite sur la figure 2.27. Elle est quasiment nulle pendant la durée t_{ON} du MOSFET. Puis, pendant la durée de décharge de l'inductance secondaire (durée de conduction de la diode secondaire), sa valeur est donnée par l'équation 2.2.

$$V_{ds} = V_{in} + V_{out} \frac{N_p}{N_s} + V_{spike} = 325 + 19 \times \frac{30}{6} + V_{spike} = 325 + 95 + V_{spike} \quad (2.2)$$

Où V_{in} est la tension continue appliquée aux bornes du MOSFET (primaire du transformateur) donc 325 V dans ce cas, V_{out} est la tension continue en sortie de l'alimentation donc 19 V dans ce cas, N_p et N_s sont, respectivement, le nombre de spires au primaire et au secondaire donc 30 et 6 dans ce cas, et V_{spike} est la surtension (oscillations amorties dues à l'inductance de fuite du primaire).

Les niveaux de la tension mesurée sur la figure 2.26 sont en accord avec la théorie de l'équation 2.2. En effet, le premier pallier correspond bien à la somme des deux premiers termes valant 420 V, et le second pallier a bien l'amplitude du premier terme correspondant

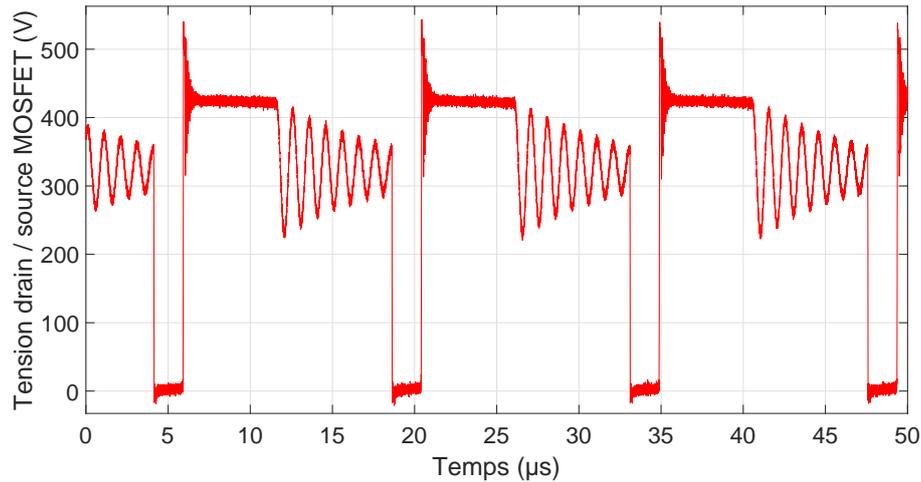


FIGURE 2.26 – Tension drain/source du MOSFET en l’absence de perturbation

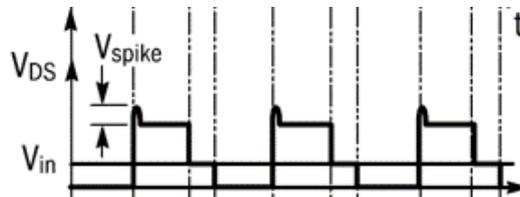


FIGURE 2.27 – Signal théorique de la tension drain / source d’un MOSFET dans une alimentation de type flyback

à la tension V_{in} de 325 V, en moyennant le régime amorti présent en l’absence de courant primaire et secondaire.

Finalement, toutes ces mesures de courants et tensions réalisées sur l’alimentation flyback « DPS » sont en accord avec la théorie. L’alimentation conçue fonctionne donc correctement et peut être utilisée pour les essais de destruction envisagés.

2.4 Présentation du moyen d’injection PIC

2.4.1 Environnement global

Les essais d’injection d’impulsion de fort courant conduit sont réalisés à l’aide d’un moyen appelé PIC pour Plateforme d’Injection en Courant.

Comme présenté sur la figure 2.28, ce moyen d’injection est composé de deux parties distinctes. Une première partie permet de générer une forme sinusoïdale amortie, présentée sur la partie droite du container (figure 2.28). Cette forme permet des études spécifiques en lien avec les effets d’une IEMN-HA. Dans le cadre de cette thèse, cette forme ne sera pas détaillée car elle n’est pas utilisée. En effet, elle ne correspond pas à celle présente en entrée des alimentations électroniques lors d’une IEMN.

Une seconde partie permet de générer une forme bi-exponentielle, présentée sur la partie

gauche du container (figure 2.28). Cette forme impulsionnelle est représentative du résultat du couplage d'une IEMN-HA sur une ligne aérienne de distribution en électricité. Seulement la partie bi-exponentielle de PIC a donc été utilisée dans cette thèse afin de tester les alimentations à découpage.

Ce moyen PIC est contenu dans un container, transportable, alimenté en 230 V et pilotable par un PC portable par l'intermédiaire d'une fibre optique. Dans la conception de ce moyen d'injection, l'objectif global était d'avoir des formes les plus paramétrables possibles.

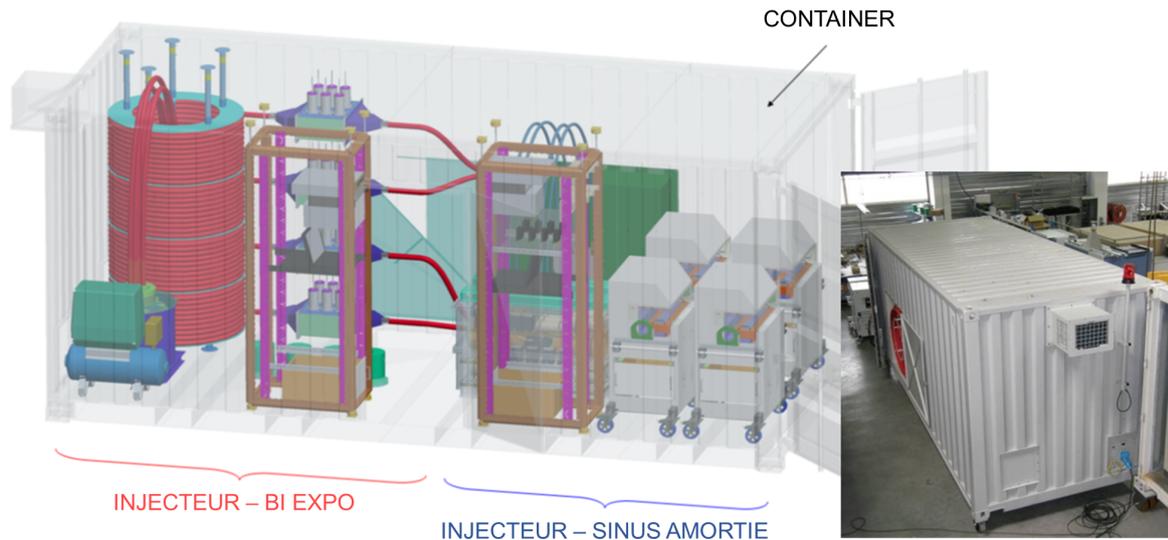


FIGURE 2.28 – Présentation globale de la Plateforme d'Injection en Courant (PIC)

Afin d'observer des évènements de destruction, les expérimentations doivent être menées sur des équipements alimentés. Le moyen d'injection PIC est donc inclus dans une installation plus globale, présentée sur la figure 2.29, qui comporte une chaîne autonome de génération-transformation-distribution en électricité. Cette dernière est représentative d'une distribution moyenne-tension / basse-tension (HTA / BT) conventionnelle qui est utilisée pour alimenter les habitations. Elle permet d'alimenter l'équipement sous test de manière indépendante afin de ne pas réinjecter de perturbations sur le réseau électrique, mais aussi pour simuler la charge amont des équipements.

Cette chaîne de distribution en électricité est composée des éléments suivants, présentés sur la figure 2.29 : un groupe électrogène triphasé 160 kVA, un transformateur élévateur 400 V / 20 kV, une cellule de protection (disjoncteur) sur le réseau 20 kV et un transformateur abaisseur 20 kV / 400 V.

Comme présenté sur la figure 2.29, la sortie de la source d'injection en courant PIC est connectée à une pince de couplage inductive. Cette pince, présentée sur la figure 2.30, permet de réaliser le couplage sur le ou les conducteur(s) d'alimentation de l'équipement sous test en aval du transformateur abaisseur.

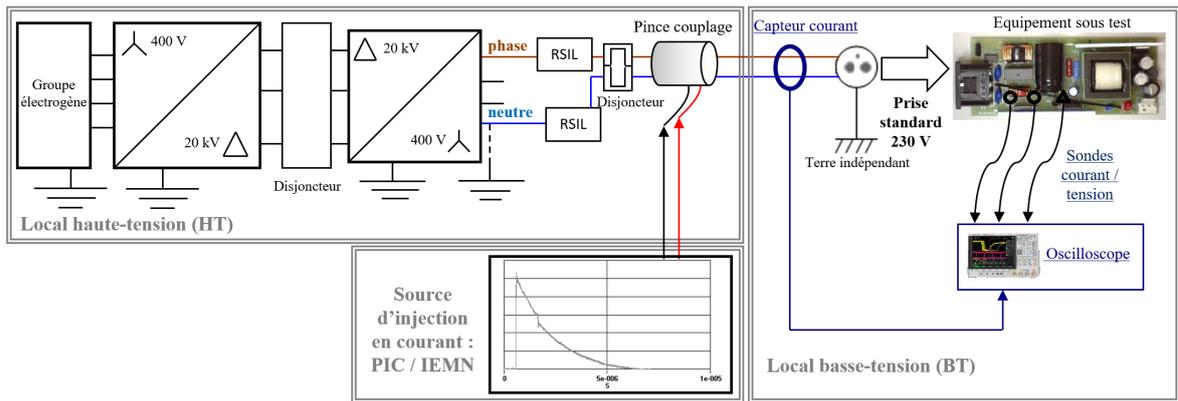


FIGURE 2.29 – Installation globale du moyen d'injection PIC



FIGURE 2.30 – Pince de couplage inductive utilisée avec le moyen d'injection PIC

Comme l'indique la figure 2.31, le couplage peut être réalisé, soit mode différentiel lorsqu'un conducteur (phase ou neutre) passe à travers la pince de couplage, soit en mode commun lorsque les deux conducteurs (phase et neutre) passent à travers la pince de couplage.

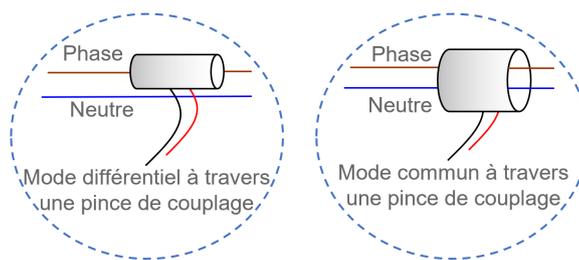


FIGURE 2.31 – Méthodes d'injection de l'impulsion de forme bi-exponentielle sur les conducteurs d'alimentation

Enfin, du côté basse tension, différentes mesures peuvent être réalisées et relevées temporellement par un oscilloscope protégé dans une cage de Faraday :

- des mesures de courants et de tensions réalisées au plus près de la prise secteur afin de déterminer les contraintes qui agressent l'équipement. Il s'agit du courant sur la phase et de la tension entre phase et neutre lors d'une injection en mode différentiel. Lors d'une injection en mode commun, le courant de mode commun (phase + neutre) et la

tension entre phase et terre, et neutre et terre, sont considérés,

- des mesures de courants et de tensions réalisées directement sur l'alimentation en certains points ou aux bornes de certains composants.

2.4.2 Principe de fonctionnement

D'un point de vue fonctionnel, les éléments qui composent la partie permettant de générer la forme bi-exponentielle sont détaillés sur la figure 2.32 (a).

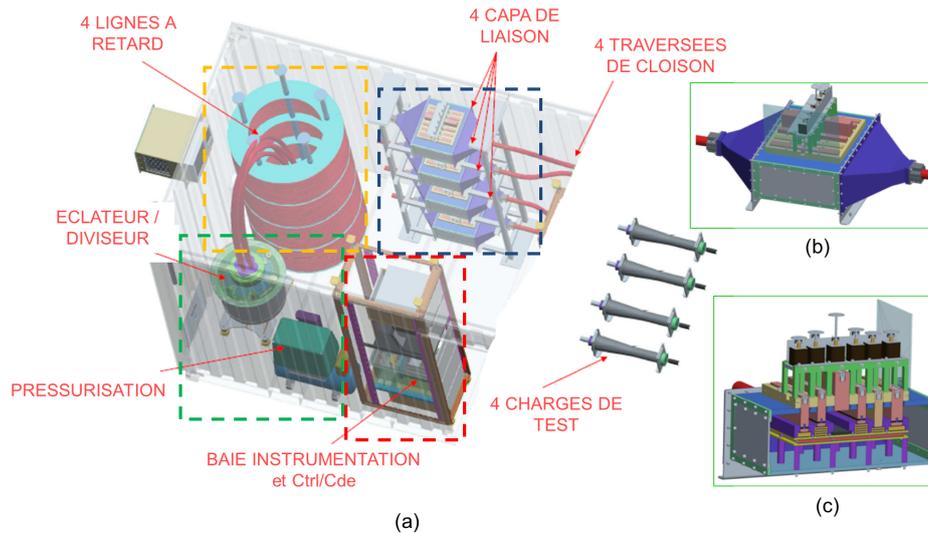


FIGURE 2.32 – Détail de la constitution du moyen d'injection de la forme bi-exponentielle; (a) : constituants du générateur de la forme bi-exponentielle, (b) et (c) : condensateurs de liaison conçues à partir de cellules de Crawford

Une baie d'instrumentation comporte un automate qui permet de piloter le moyen d'injection et une alimentation haute tension qui permet de modifier l'amplitude de l'impulsion. Ces éléments sont encadrés en rouge sur la figure 2.32 (a).

Un compresseur est associé à une cuve. Il permet de la mettre sous une pression de 10 bars afin d'augmenter la tension de claquage à l'intérieur de la cuve. En effet, dans cette dernière se trouvent un éclateur / diviseur et un condensateur variable qui vient se charger. La modification de la valeur de ce condensateur permet de modifier la durée à mi-hauteur de la forme bi-exponentielle. Ces éléments sont encadrés en vert sur la figure 2.32 (a).

Quatre lignes coaxiales à retard pour les trois phases et le neutre sont présentes. Le condensateur chargé dans la cuve sous pression se décharge dans ces lignes à retard qui font une longueur de 100 mètres chacune. Cette longueur permet d'avoir un temps clair de 1 μ s au niveau du signal généré, avant le retour de la réflexion du signal en bout de ligne. En effet la propagation du signal dans une telle ligne coaxiale est de 5 ns/m. La sortie de la cuve est adaptée à l'impédance des câbles. Ce sont des câbles hyper-fréquences de 30 Ω qui tiennent la haute tension et qui ont été spécialement conçus pour cette application. Ils sont encadrés

en orange sur la figure 2.32 (a). L'impédance de 30Ω a été choisie pour ce générateur car elle correspond à l'impédance caractéristique d'une ligne aéro-souterraine de distribution en électricité.

Quatre condensateurs de liaisons sont placés en sortie. Le signal des lignes à retard traverse ces quatre condensateurs avant de sortir du container et d'atteindre la pince de couplage. Ces condensateurs de liaison sont conçus à partir de cellules de Crawford qui permettent d'avoir des condensateurs coaxialisés. La conservation de la coaxialisation tout au long de la propagation permet de limiter l'inductance parasite et donc de laisser passer la haute fréquence, afin d'avoir le temps de montée le plus rapide possible. Comme le montrent les images (b) et (c) de la figure 2.32, des condensateurs supplémentaires peuvent être ajoutés aux condensateurs de liaison dans le but d'en modifier leur valeur. La modification de la valeur de ces condensateurs permet de faire varier le temps de montée. Tous ces éléments sont encadrés en bleu sur la figure 2.32 (a).

Finalement, le signal généré de forme bi-exponentielle est entièrement modifiable par son temps de montée, sa largeur à mi-hauteur et son amplitude.

2.4.3 Formes possibles

De par sa conception, PIC est capable de générer une impulsion de fort niveau avec un temps de montée très court. En effet, tous les supports de la propagation de l'impulsion dans le générateur sont coaxialisés dans ce but. La dé-coaxialisation n'a lieu que lors de la connexion du générateur sur la pince de couplage inductive.

En termes de réglages des différents paramètres de la forme bi-exponentielle, le tableau 2.1 récapitule les gammes de réglages possibles, valables sur une charge de 30Ω .

TABLEAU 2.1 – Gammes de réglages des paramètres de la forme bi-exponentielle

| Paramètre | Gamme de réglages |
|-------------------------|-----------------------------|
| Niveau crête de courant | 68 A à 1 kA (180 V à 30 kV) |
| Temps de montée | 3 ns à 75 ns |
| Largeur à mi-hauteur | 30 ns à 1 μ s |

Comme présenté sur la figure 2.33, quelques formes d'impulsions sont prédéfinies dans le logiciel de commande du moyen d'injection. Ces impulsions de forme bi-exponentielle sont définies par l'équation (1.1) décrite dans la partie 1.2.1.

Par ailleurs, l'instant de l'injection de l'impulsion peut être synchronisé sur la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur avec le moyen PIC. Par exemple, l'injection peut être effectuée lors d'un minimum ou d'un maximum de la tension.

La possibilité de modifier les paramètres de l'impulsion injectée et l'instant de l'injection

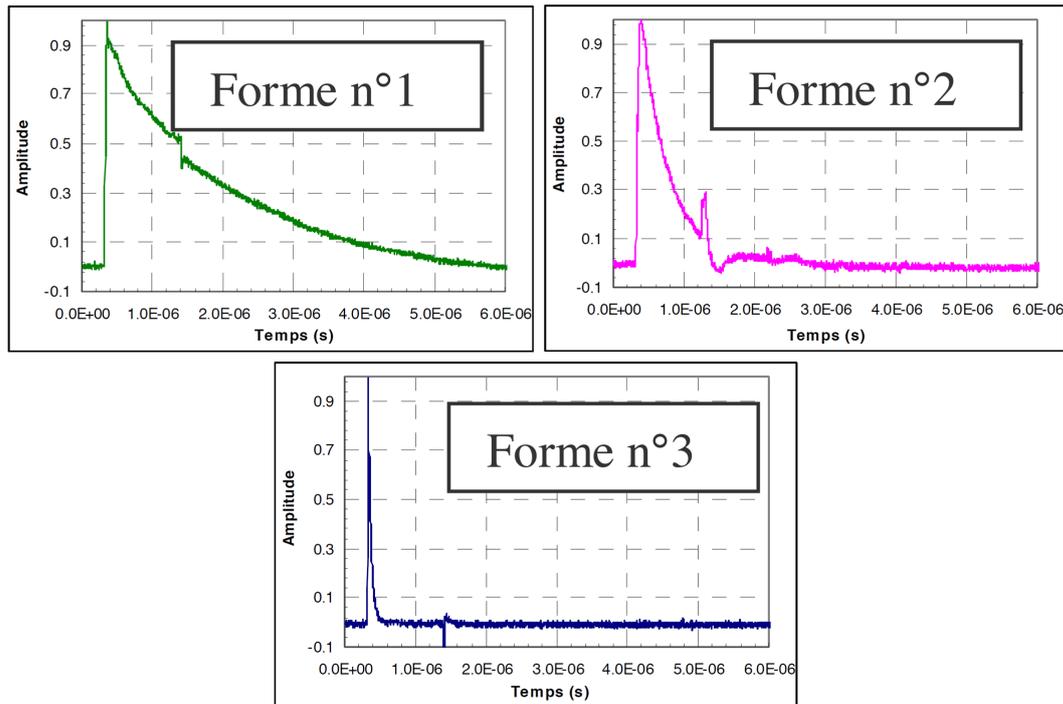


FIGURE 2.33 – Forme temporelle de quelques impulsions prédéfinies (normalisées par rapport à leur valeur crête)

permet de pouvoir tester l'influence de chacun des paramètres sur la susceptibilité conduite des alimentations électroniques testées.

Conclusion

Dans ce chapitre, un focus particulier est réalisé sur les différentes topologies d'alimentations à découpage qui sont les alimentations les plus utilisées à l'heure actuelle.

Dans le but de concevoir une alimentation à découpage représentative de la majorité des alimentations utilisées actuellement dans le domaine grand public, deux études sur les topologies les plus utilisées et sur les composants les plus représentatifs ont été réalisées. Celles-ci ont permis de concevoir une alimentation de type flyback, entièrement maîtrisée en termes de topologie et de composants, afin de réaliser les essais de destruction dans la suite de la thèse. L'alimentation conçue est appelée « DPS » dans la suite, pour Designed Power Supply. La maîtrise de l'alimentation permet de faciliter la compréhension des phénomènes de destruction rencontrés lors de l'injection d'un courant de fort niveau à son entrée.

Enfin, le moyen d'injection en courant utilisé dans la thèse est présenté. Il est nommé PIC pour « Plateforme d'Injection en Courant ». L'environnement global dans lequel il est placé et son fonctionnement sont détaillés. Enfin, les formes d'ondes que PIC est capable de générer sont exposées.

Chapitre 3

Susceptibilité en destruction de l'alimentation test

Sommaire

| | |
|---|------------|
| Introduction | 78 |
| 3.1 Moyens métrologiques | 79 |
| 3.1.1 Mesures de courants | 79 |
| 3.1.2 Mesures de tensions | 83 |
| 3.1.3 Capteurs et sondes retenus | 85 |
| 3.2 Résultats préliminaires de susceptibilité des alimentations | 86 |
| 3.2.1 Moyens d'analyses des composants détruits et stratégie pour comprendre les phénomènes de destruction | 86 |
| 3.2.2 Études préliminaires sur diverses alimentations | 90 |
| 3.2.3 Seuils de destruction et dispersion | 96 |
| 3.3 Analyses, mesures et simulations pour comprendre les détructions en mode différentiel | 100 |
| 3.3.1 Étude du pont de diodes | 101 |
| 3.3.2 Étude du MOSFET | 107 |
| 3.3.3 Étude du contrôleur PWM | 118 |
| 3.3.4 Étude de la diode de redressement D1 | 123 |
| 3.3.5 Synthèse et hypothèses sur le scénario de la destruction globale de l'alimentation | 130 |
| Conclusion | 133 |

Introduction

Une alimentation de test représentative d'une majorité d'alimentations grand public est proposée dans la partie 2.3 et a été conçue en plusieurs dizaines d'exemplaires. Elle est appelée « DPS » pour *Designed Power Supply*. Des essais de susceptibilité, et notamment de destruction, ont été réalisés grâce au moyen d'injection PIC présenté dans la partie 2.4.

L'objectif est maintenant de comprendre les phénomènes de destruction rencontrés sur l'alimentation test. Pour ce faire, des premiers essais d'injections ont été réalisés sur des alimentations grand public et sur des alimentations « DPS » afin de cibler les composants détruits le plus fréquemment. Ces composants ont été analysés afin de déterminer des hypothèses justifiant leur destruction. Par la suite, des essais en mode différentiel ont été réalisés sur un panel d'alimentations « DPS » en effectuant des mesures électriques directement dans l'alimentation, afin de comprendre l'origine de la destruction de chaque composant et d'établir un scénario de destruction global de l'alimentation.

La première partie de ce chapitre présente les moyens métrologiques de mesures de courants et de tensions utilisés dans ce travail. Ces moyens doivent permettre de mesurer les signaux issus du générateur d'impulsion, mais aussi ceux présents aux bornes de certains composants de l'alimentation. Les fortes amplitudes de ces signaux et l'environnement ambiant bruité sont autant de contraintes à prendre en compte dans les mesures. La deuxième partie de ce chapitre détaille les résultats des essais préliminaires de susceptibilité menés sur les alimentations grand public et sur des alimentations « DPS ». Ces premiers essais permettent d'extraire des conclusions intéressantes sur les composants détruits le plus fréquemment, ainsi que sur les seuils de destruction et leur dispersion. Une comparaison des résultats obtenus sur les alimentations grand public avec ceux obtenus sur les alimentations « DPS » est effectuée. Cette partie se termine par une présentation des moyens d'analyses disponibles des composants détruits et de la stratégie employée afin de comprendre les mécanismes de destruction de l'alimentation « DPS ». La dernière partie du chapitre présente les analyses des composants détruits, ainsi que des mesures électriques réalisées au sein de l'alimentation lors de l'injection et lors de la destruction. Ces analyses, notamment aux rayons X ou au microscope optique, associées aux différentes mesures dans l'alimentation, permettent d'expliquer la cause de la destruction de chaque composant. Enfin, un scénario de destruction de l'alimentation dans son ensemble est proposé. Certaines parties comportent des analyses fondées sur des hypothèses, d'autres portent sur des données d'entrée validées par des mesures expérimentales de courants et de tensions.

3.1 Moyens métrologiques

Pour comprendre les phénomènes de destruction des alimentations, des mesures de courants et de tensions en entrée et au sein de l'alimentation sont nécessaires. Pour cela, il est important de prendre en considération les perturbations issues de l'alimentation à découpage elle-même, mais aussi du générateur d'impulsion PIC dont le spectre du courant injecté peut atteindre plusieurs dizaines de mégahertz.

Le bruit ambiant généré par PIC au moment de l'injection est bien plus important que celui généré par l'alimentation. Une étude avec différents capteurs de courant et de tension a donc été menée afin de vérifier la sensibilité de chaque sonde dans cet environnement. Un effort important a été fourni afin d'identifier des sondes de courant et de tension qui puissent mesurer les signaux de très fortes amplitudes lors de l'injection, atteignant plusieurs dizaines voire centaines d'ampères et plusieurs centaines voire milliers de volts, le tout dans un environnement fortement bruité.

3.1.1 Mesures de courants

Afin de définir le ou les capteur(s) de courant adapté(s) aux contraintes de l'étude, plusieurs modèles disponibles, employant des technologies différentes, ont été testés.

Capteurs à base de transformateur de courant

De nombreux capteurs de courant fonctionnent sur le principe d'un transformateur de courant, comme présenté sur la figure 3.1. Ces capteurs acceptent souvent des courants d'amplitudes élevées.

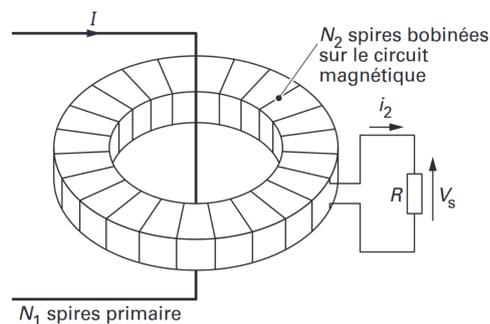


FIGURE 3.1 – Fonctionnement d'un capteur se basant sur un transformateur de courant [94]

En termes de fonctionnement, le conducteur parcouru par le courant à mesurer passe à l'intérieur d'un tore ferromagnétique qui comporte un enroulement de N_2 spires terminé par une charge résistive. L'enroulement primaire N_1 parcouru par le courant à mesurer se compose généralement d'un seul conducteur de section importante.

Son principe repose sur le théorème d'Ampère et la loi de Lenz : le courant parcourant le conducteur primaire crée un champ magnétique dans le tore ferromagnétique qui l'entoure. Ce champ induit un courant dans l'enroulement secondaire qui est proportionnel au courant mesuré dans le conducteur primaire, en fonction de N_1 et N_2 .

Dans ce type de capteurs, l'inductance de fuite et les capacités parasites limitent la fréquence haute. Par ailleurs, la saturation du transformateur en courant continu dépend de la perméabilité du matériau et de son induction de saturation.

En termes de références, la société Pearson développe de nombreux capteurs de courant à base de transformateur, comme par exemple les modèles 8585C et 110A. La société Tektronix emploie également cette technologie sur le capteur de courant CT2 notamment.

Il existe des transformateurs de courant qui peuvent s'ouvrir, comme le modèle 8585C présenté sur la figure 3.2 (c). De plus, le tore ferromagnétique qui comporte l'enroulement secondaire peut être moins sensible aux champs électromagnétiques par l'ajout d'un blindage métallique, comme réalisé sur les modèles 110A et 8585C présentés sur la figure 3.2 (a) et (c). Ce blindage permet également de réduire la capacité de couplage primaire / secondaire mais aussi d'améliorer les performances dynamiques du capteur en réduisant son inductance de fuite [94].

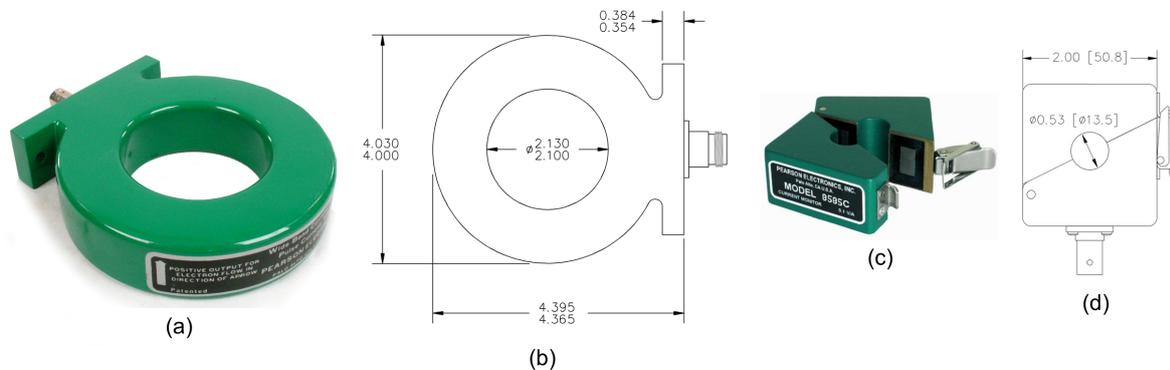


FIGURE 3.2 – Capteurs de courant de la marque Pearson associés à leurs dimensions (en pouces) ; (a) et (b) : modèle 110A, (c) et (d) : modèle 8585C

Les caractéristiques des capteurs 110A et 8585C sont récapitulées dans le tableau 3.1.

Le courant maximal admissible par le capteur 110A étant de 10 kA, ce modèle est parfaitement adapté aux forts courants injectés par PIC. Par ailleurs, sa bande passante à - 3 dB est comprise entre 1 Hz et 20 MHz ce qui correspond très bien à la fréquence d'injection de PIC qui ne dépasse pas les 10 MHz (comme démontré dans la partie 4.2.1). Cette bande passante et ce calibre en courant permettent également de mesurer le courant de fonctionnement issu de la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur. Malgré tout, ce capteur est plutôt volumineux, au vu des dimensions détaillées sur la figure 3.2 (b), avec un

diamètre extérieur d'environ 10 cm. Il n'est donc pas facilement intégrable dans toutes les situations de mesure.

Le capteur 8585C, présenté sur la figure 3.2 (c), permet de mesurer des courants jusqu'à 500 A crête. Comparé au capteur 110A, la fréquence basse est plus élevée avec une valeur de 1,5 kHz mais la fréquence maximale atteint 200 MHz. De plus, comme présenté sur la figure 3.2 (d), le modèle 8585C possède des dimensions plus réduites, avec une largeur de 5 cm. Il est donc plus facilement intégrable qu'un 110A, même si ses dimensions restent toujours conséquentes.

Enfin, le capteur CT2 de la marque Tektronix est le plus compact et le plus facile à intégrer dans une alimentation. En effet, comme présenté sur la figure 3.3, sa taille ne fait que 4 cm x 1,5 cm environ. En termes de caractéristiques, le capteur CT2 permet de mesurer un courant crête de 36 A sur une bande de fréquences proche de celle du 8585C. Ce type de capteur est très intéressant de par ses dimensions, bien que les courants acceptés soient bien plus faibles que ceux des capteurs de la marque Pearson.

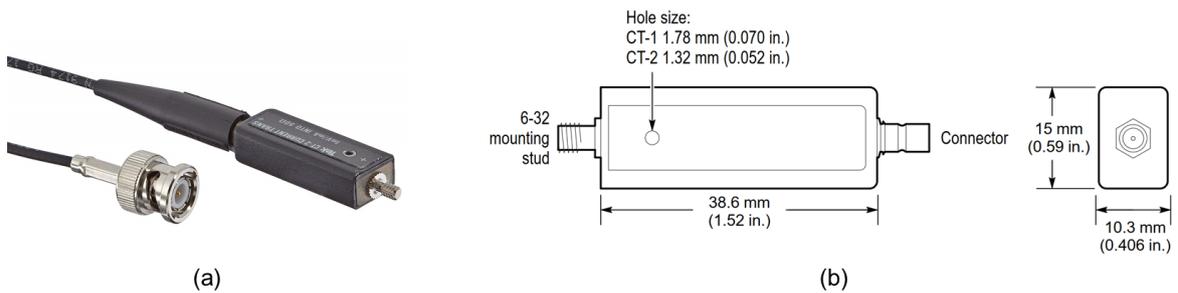


FIGURE 3.3 – Capteur de courant CT2 de la marque Tektronix; (a) : format du capteur, (b) : dimensions du capteur

Capteurs à boucle de Rogowski

Les capteurs de courant à base de boucle de Rogowski sont intéressants en raison de leur compacité et de leur facilité d'intégration. Leur fonctionnement repose sur une boucle de Rogowski, comme présenté sur la figure 3.4. Cette boucle est composée d'un enroulement hélicoïdal, généralement de plusieurs centaines à plusieurs milliers de spires, dont l'une des extrémités est ramenée par le centre de l'enroulement jusqu'à l'autre extrémité, afin d'avoir les deux bornes d'un même côté. Le sens de l'enroulement avec son retour est matérialisé en rouge sur la figure 3.4. Le conducteur parcouru par le courant à mesurer est entouré par ce bobinage.

Le fonctionnement de ce capteur repose sur la loi de Faraday. En effet, la tension induite en sortie de l'enroulement est proportionnelle à la dérivée du flux créé par le passage du courant dans le circuit. Par conséquent, le boîtier présent sur la sonde à boucle de Rogowski

de la figure 3.5 (a), correspond au circuit électronique déporté qui permet d'intégrer la tension mesurée afin d'avoir une image du courant. Finalement, la tension en sortie du boîtier est proportionnelle au courant. L'absence de noyau magnétique permet une large réponse en fréquence de ces capteurs.

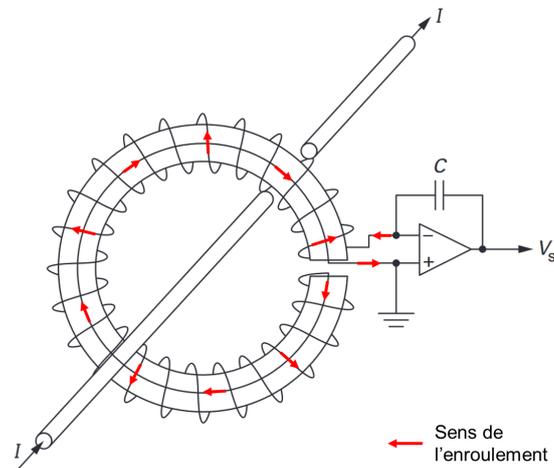


FIGURE 3.4 – Fonctionnement du capteur de courant à boucle de Rogowski avec le sens de l'enroulement en rouge [94]

La société PEM (Power Electronic Measurements) développe des capteurs de courant à base de boucle de Rogowski avec notamment les modèles CWT015, CWT03 et CWT06. Comme présenté sur la figure 3.5, ce type de capteur est très compact et peut être ouvert. Son conducteur d'un diamètre de 1,7 mm permet d'effectuer des mesures non intrusives en tout point d'une alimentation, par exemple sur la source d'un MOSFET, comme présenté sur la figure 3.5 (a).

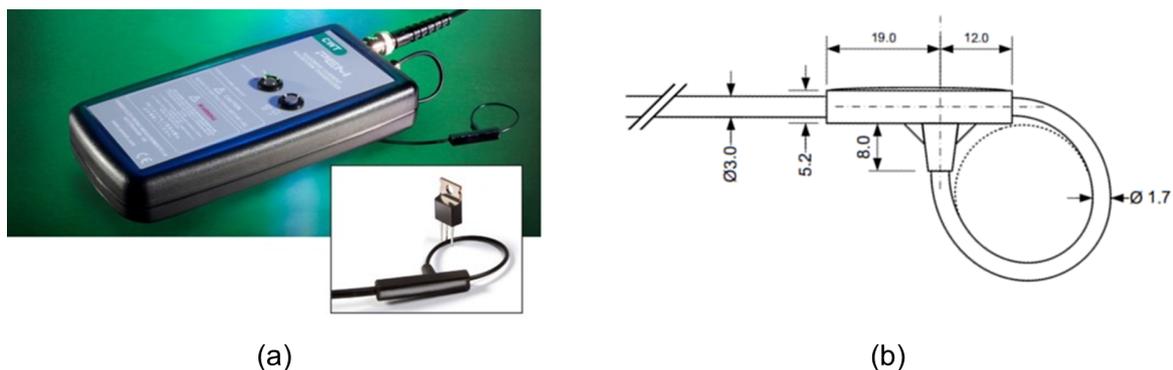


FIGURE 3.5 – Capteur de courant à boucle de Rogowski de la marque PEM ; (a) : format du capteur, (b) : dimensions (en mm) de la boucle

En termes de caractéristiques, comme présenté dans le tableau 3.1, les trois sondes CWT015, CWT03 et CWT06 ont une bande de fréquences à - 3 dB allant jusqu'à 30 MHz. La fréquence basse de ces 3 capteurs est respectivement de 116 Hz, 67 Hz et 34 Hz et leur courant crête maximal accepté est respectivement de 30 A, 60 A et 120 A.

Résumé des caractéristiques

Les principales caractéristiques intéressantes de chacun des capteurs de courant disponibles pour les travaux de thèse sont détaillées dans le tableau 3.1.

TABLEAU 3.1 – Principales caractéristiques des capteurs de courant disponibles

| Capteur | Courant max. | Fréq. min. | Fréq. max. | Sensibilité |
|-----------------|--------------|------------|------------|-----------------------------|
| 110A (Pearson) | 10 kA | 1 Hz | 20 MHz | 100 mV / A sur 50 Ω |
| 8585C (Pearson) | 500 A | 1,5 kHz | 200 MHz | 1 V / A sur 50 Ω |
| CT2 (Tektronix) | 36 A | 1,2 kHz | 200 MHz | 1 V / A sur 50 Ω |
| CWT015 (PEM) | 30 A | 116 Hz | 30 MHz | 200 mV / A sur 1 M Ω |
| CWT03 (PEM) | 60 A | 67 Hz | 30 MHz | 100 mV / A sur 1 M Ω |
| CWT06 (PEM) | 120 A | 67 Hz | 30 MHz | 50 mV / A sur 1 M Ω |

3.1.2 Mesures de tensions

Pour les mesures de tensions, en plus des contraintes liées à l'étude, l'attention doit être portée sur le fait que l'alimentation est connectée au secteur. Par conséquent, une mesure avec une sonde classique ne peut être réalisée que par rapport à la masse, qui doit être identique à celle de l'oscilloscope (en l'occurrence la terre), afin de ne pas détruire le matériel de mesure. Afin d'éviter tout problème, un transformateur d'isolement peut être placé sur l'alimentation de l'équipement sous test.

Sondes de tension passives

Les sondes de tension passives sont les sondes classiques d'oscilloscope. Elles sont composées uniquement d'éléments passifs qui permettent de diviser la tension à mesurer. Au vu des amplitudes de quelques kilovolt injectées en entrée des alimentations, des sondes haute tension sont utilisées dans la thèse.

Par conséquent, le modèle N2771 de la société Keysight, présenté sur la figure 3.6, peut être employé. Cette sonde est capable de mesurer une tension continue jusqu'à 15 kV et une tension crête jusqu'à 30 kV dans le cas d'une impulsion de largeur inférieure à 20 ns. Par ailleurs, sa bande de fréquences à - 3 dB est de 50 MHz.



FIGURE 3.6 – Sonde de tension passive N2771B de la marque Keysight

Sondes de tension différentielle

Les sondes de tension différentielle permettent d'effectuer facilement des mesures lors de la présence du secteur 50 Hz. Ces sondes sont donc très avantageuses pour l'application.

Les quatre sondes disponibles pour la thèse sont la N2790A, la N2791A et la N2891A de la société Keysight et la sonde isolée innovante et brevetée IsoVu TIVH05L de la société Tektronix. En termes de caractéristiques, récapitulées dans le tableau 3.2, ces sondes peuvent mesurer des hautes tensions différentielles tout en acceptant une tension de mode commun élevée.

Les trois modèles Keysight ont un format similaire, comme présenté sur la figure 3.7, et sont connectés à l'oscilloscope par un câble BNC. En outre, la sonde N2790A est alimentée directement par l'oscilloscope. Ce dernier point est contraignant lorsque l'oscilloscope est placé en cage de Faraday. Les trois sondes possèdent respectivement une bande passante à - 3 dB de 100 MHz, 25 MHz et 70 MHz. Concernant leur tension crête admissible en mode différentiel, elle est respectivement de 1,4 kV, 700 V et 7 kV.

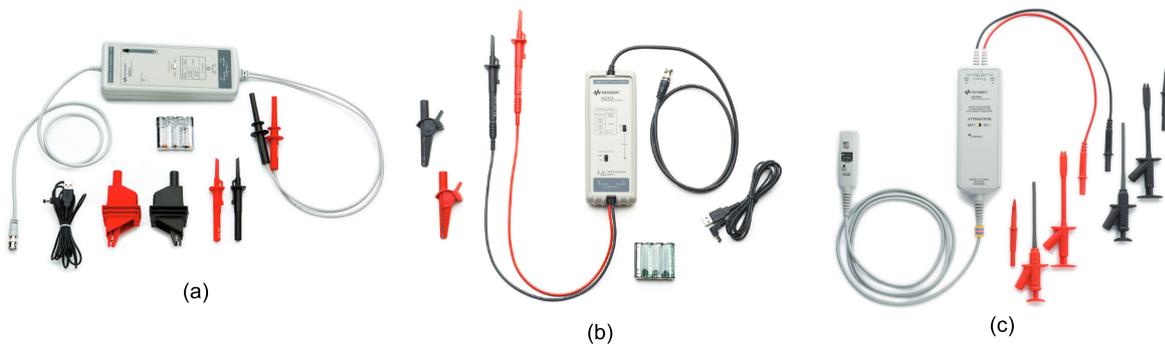


FIGURE 3.7 – Sondes différentielles de tension de la marque Keysight ; (a) : N2891A, (b) : N2791A, (c) : N2790A

La sonde IsoVu TIVH05L, présentée sur la figure 3.8, permet de mesurer des tensions différentielles allant jusqu'à ± 2500 V en fonction de la tête interchangeable de la sonde. De plus, elle peut accepter un mode commun très élevé, de l'ordre de 60 kV crête, le tout de manière isolé par l'utilisation d'une liaison optique vers l'oscilloscope. La bande passante atteint 500 MHz pour ce modèle.

Ces sondes correspondent donc aux gammes de tensions à mesurer sur les alimentations lors de l'injection d'une impulsion avec PIC.



FIGURE 3.8 – Sonde différentielle de tension IsoVu TIVH05L de la marque Tektronix

Résumé des caractéristiques

Les principales caractéristiques intéressantes de chacune des sondes de tension disponibles sont détaillées dans le tableau 3.2.

TABLEAU 3.2 – Principales caractéristiques des sondes de tension disponibles

| Sonde | Tensions max. | Fréq. max. | Ratio |
|---------------------|---|------------|----------------------|
| N2771B (Keysight) | DC : 15 kV AC : 10 kV rms Crête : 30 kV peak (pulse < 20 ns) | 50 MHz | 1000 : 1 |
| N2790A (Keysight) | Différentielle : ± 1400 V à 500 :1 Différentielle : ± 140 V à 50 : 1 Mode commun : ± 1000 V (CAT II) Mode commun : ± 600 V (CAT III) | 100 MHz | 500 : 1 50 : 1 |
| N2791A (Keysight) | Différentielle : ± 700 V à 100 :1 Différentielle : ± 70 V à 10 : 1 Mode commun : ± 700 V à 100 : 1 Mode commun : ± 700 V à 10 : 1 | 25 MHz | 100 : 1 10 : 1 |
| N2891A (Keysight) | Différentielle : ± 7000 V à 1000 : 1 Différentielle : ± 700 V à 100 : 1 Mode commun : ± 7000 V à 1000 : 1 Mode commun : ± 7000 V à 100 : 1 | 70 MHz | 1000 : 1 100 : 1 |
| TIVH05L (Tektronix) | Différentielle : ± 2500 V Mode commun : 60 kV crête | 200 MHz | Entre 1X et 2500X |

3.1.3 Capteurs et sondes retenus

Dans le but de sélectionner les capteurs les plus adaptés aux mesures sur l'alimentation lors de l'injection d'un courant de fort niveau et dans un environnement électromagnétique bruité, des essais de mesures ont été réalisés avec tous ces moyens. La majeure partie des mesures, présentées en annexe A.3, sont des mesures de courant de drain et de tension drain / source du MOSFET de l'alimentation test. En effet, ces signaux sont ceux qui sont le plus impactés

par les perturbations liées à l'alimentation elle-même, du fait des commutations très rapides du MOSFET notamment. Cette étude sur les capteurs est détaillée en annexe A.3 et les conclusions sont résumées dans les tableaux 3.3 et 3.4.

Les tableaux 3.3 et 3.4 présentent respectivement la liste des capteurs de courant et celle des sondes de tension, utilisés dans cette thèse, avec les conditions d'utilisation et les traitements éventuels des signaux.

TABLEAU 3.3 – Capteurs de courant utilisés dans cette thèse

| Capteur | Utilisation | Traitement |
|-----------------|---|-------------------|
| CT2 (Tektronix) | Courants < 36 A et fréquences $> 1,2$ kHz | Aucun |
| 8585C (Pearson) | Courants > 36 A et < 500 A et fréq. $> 1,5$ kHz | Filtrage à 30 MHz |
| 110A (Pearson) | Courants > 500 A ou fréquences $< 1,2$ kHz | Filtrage à 30 MHz |

TABLEAU 3.4 – Sondes de tension utilisés dans cette thèse

| Sonde | Utilisation | Traitement |
|--------------------------------|--------------------------------|-------------------|
| N2891A calibre 100 (Keysight) | Tensions < 700 V | Filtrage à 10 MHz |
| IsoVu TIVH05L (Tektronix) | Tensions < 2500 V | Aucun |
| N2891A calibre 1000 (Keysight) | Tensions > 2500 V | Filtrage à 10 MHz |
| N2771B (Keysight) | Vérification instant injection | Aucun |

3.2 Résultats préliminaires de susceptibilité des alimentations

3.2.1 Moyens d'analyses des composants détruits et stratégie pour comprendre les phénomènes de destruction

Les analyses des composants détruits sont nécessaires à l'étude afin de fournir des hypothèses sur la cause de leur destruction. Dans le but d'analyser les composants, plusieurs moyens sont disponibles dans le cadre de la thèse.

Une analyse visuelle est dans un premier temps possible pour observer à l'œil nu si des composants sont détruits. Malgré tout, cette analyse ne permet pas de connaître l'état du composant après sa destruction, en circuit ouvert ou en court-circuit par exemple. Cet état est pourtant nécessaire afin de comprendre la destruction globale d'une alimentation.

Dans un deuxième temps, une analyse électrique est possible sur les composants afin de définir leur état après leur destruction. Par exemple, le multimètre permet de vérifier si un composant est en circuit ouvert ou en court-circuit. De plus, le B1505A de Keysight, qui est un analyseur de composants et traceur de caractéristiques, permet également de mesurer l'état d'un composant, de manière plus précise, en traçant sa caractéristique i-v par exemple.

Enfin, une analyse non destructive plus évoluée est possible grâce aux rayons X. En effet, ce type d'analyse est de plus en plus utilisé du fait de la complexité croissante des cartes

et des composants électroniques. L'analyse aux rayons X permet d'analyser des composants détruits afin de détecter de manière détaillée la destruction, suivant les composants. Ce moyen d'analyse repose sur le fait qu'en traversant des matériaux de densités différentes, les rayons X émis sont plus ou moins absorbés par ces matériaux. Plus un corps est dense, plus il absorbe les rayons X et plus l'image résultante sera foncée. Un exemple est présenté sur la figure 3.9, la rupture d'un fil de bonding est clairement visible par sa différence de densité. En effet, les fils de bonding peuvent être en or avec une densité d'environ 19,3, alors que la puce électronique en silicium possède une bien plus faible densité d'environ 2,33. De plus, le boîtier plastique l'entourant a une densité proche de 1 et apparaît donc transparent aux rayons X, alors que les fils de bonding apparaissent très foncés. Par ailleurs, des court-circuits métalliques en parallèle d'une puce peuvent également être observés.

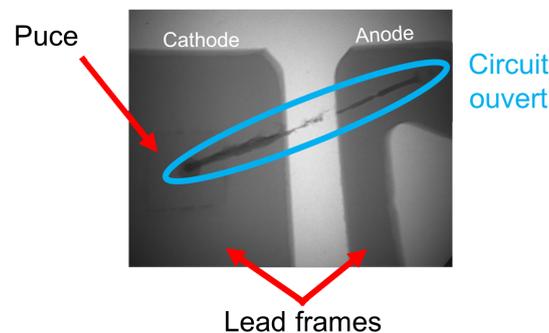


FIGURE 3.9 – Exemple d'observation de rupture d'un fil de bonding d'une diode de redressement CMS aux rayons X

Par son principe de fonctionnement, ce procédé peut s'avérer complexe pour observer certains composants. Par exemple, la détection de fils de bonding en aluminium par rapport au silicium peut être difficile en raison de leur densité respective de 2,71 et 2,33 qui sont proches. L'observation d'un composant tel qu'un MOSFET est également souvent complexe à cause du dissipateur thermique métallique, lié au drain, qui masque l'observation du composant et notamment des fils de bonding. Enfin, si la destruction est située sur la puce du composant, une telle analyse n'est pas adaptée.

En complément d'analyses aux rayons X, la puce d'un composant détruit peut être observée au microscope optique ou au microscope électronique à balayage. Ces deux techniques d'analyses sont complémentaires et permettent d'observer des effets différents. Afin d'extraire la puce du boîtier d'un composant en plastique, un procédé par attaque chimique peut être utilisé. Pour ce faire, le composant est plongé pendant plusieurs dizaines de secondes dans un volume d'acide nitrique fumant. Une fois le plastique du boîtier entièrement dissout par l'acide, la puce est neutralisée par une solution d'éthanol puis séchée à l'azote. Cette méthode permet d'extraire du matériau d'encapsulation l'ensemble

du composant constitué notamment de la puce et des fils de bonding.

Une fois la puce extraite, celle-ci peut être observée en 2D au microscope optique classique, comme présenté sur la figure 3.10 où la puce et les fils de bonding associés sont visibles. En modifiant le grossissement du microscope, des petites parties de la structure de la puce peuvent être observées afin de détecter une destruction. Malgré tout, le pouvoir séparateur, le grossissement limités et la faible profondeur de champ d'un microscope optique, respectivement d'environ 0,2 μm , 1500X et 1 μm pour les plus performants, ne permettent pas d'observer le micro-relief d'une surface de puce par exemple. L'observation avec un microscope optique se limite donc à une image 2D de la structure de la puce. Cette observation peut tout de même fournir, dans de nombreux cas, des informations intéressantes sur la destruction du composant.

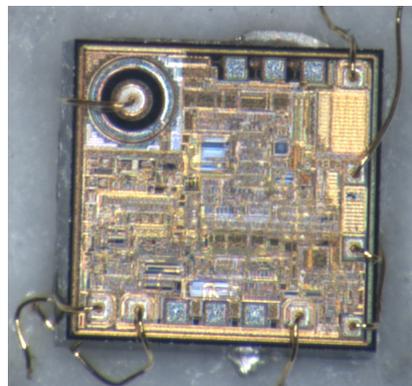


FIGURE 3.10 – Exemple d'observation de la puce et des fils de bonding d'un contrôleur PWM au microscope optique

La puce extraite du boîtier grâce à l'attaque chimique peut également être analysée au microscope électronique à balayage (MEB). Ce dernier, grâce à son pouvoir séparateur souvent inférieur à 5 nm et à une grande profondeur de champ, permet d'observer la topographie de la surface d'une puce en donnant l'impression d'une vision en relief. Un exemple d'image obtenue au MEB est présenté sur la figure 3.11 où la dégradation d'un fil de bonding d'un MOSFET est visible.

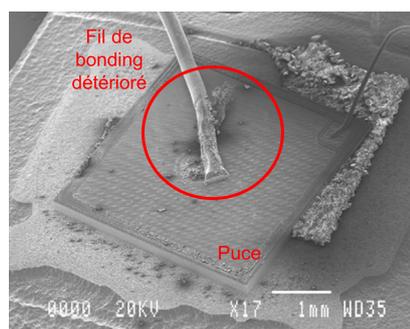


FIGURE 3.11 – Exemple d'observation de la puce et des fils de bonding d'un MOSFET au microscope électronique à balayage

L'ensemble de ces moyens d'analyses permettent d'observer les destructions des composants à différentes échelles et ainsi d'obtenir des hypothèses sur la ou les cause(s) de leur destruction.

Stratégie pour comprendre les phénomènes de destruction

Pour comprendre les phénomènes de destruction observés lors des essais de susceptibilité de l'alimentation test « DPS », une démarche a été définie. L'objectif étant, dans un premier temps, de comprendre la destruction de chaque composant, avant d'établir un ou des scénario(s) de destruction complet.

Dans ce but, la démarche utilisée peut être décomposée en plusieurs étapes. La première étape, détaillée dans la partie 3.2.2, concerne les essais préliminaires. Dix alimentations « DPS » sont tout d'abord détruites : cinq en mode différentiel (MD) et cinq en mode commun (MC). Le niveau d'injection est augmenté de manière incrémentale jusqu'à la destruction. Cette dernière est avérée lorsque la tension de l'alimentation souhaitée en sortie n'est plus fournie. Les courants en entrée sont relevés à chaque niveau d'injection. Dans le cas du MD, le courant de phase est mesuré alors qu'en MC, le courant de la phase associée au neutre est relevé. Deux ou trois alimentations supplémentaires sont ensuite détruites dans chaque mode d'injection, en réglant directement l'amplitude du courant au niveau maximum ayant permis la destruction des cinq alimentations précédentes. Cette étape permet de vérifier si un phénomène de fatigue peut apparaître du fait de l'accumulation du nombre d'injections sur une même alimentation. Enfin, un panel d'alimentations grand public est détruit afin de vérifier la représentativité de l'alimentation « DPS ». Les résultats de destruction des deux catégories d'alimentations sont comparés. Cette étape permet de vérifier d'une part, si les niveaux de courant injectés avec PIC sont suffisants pour détruire l'alimentation « DPS » et d'autre part, de tester la répétabilité des destructions.

La deuxième étape, détaillée dans la partie 3.3, se concentre sur la recherche et les analyses des composants détruits. Les composants détruits dans les alimentations testées dans la première étape sont tout d'abord identifiés. Chacun est remplacé par un neuf afin de vérifier si l'alimentation est ensuite fonctionnelle. La réparation de chaque alimentation permet de s'assurer que tous les composants détruits ont bien été identifiés. Ces composants sont ensuite analysés aux rayons X et / ou grâce à une attaque chimique pour observation au microscope optique voire au microscope électronique à balayage. Cette étape permet de comparer les composants détruits entre les alimentations grand public et les alimentations « DPS ». De plus, les différentes analyses de ces composants ont permis d'émettre des hypothèses sur la cause de la destruction de chaque composant.

La troisième étape, détaillée dans la partie 3.3, permet la compréhension de la destruction de l'alimentation « DPS » en MD. Des essais sur des alimentations supplémentaires sont menés afin de mesurer des courants et des tensions aux bornes des composants lors de la destruction de l'alimentation. En corrélation avec les analyses des composants, l'objectif des mesures est de comprendre pour quelle(s) raison(s) chaque composant a été détruit (courant, tension, amplitude, temps de montée, énergie, etc.). L'appui de simulations Spice de sous-parties de l'alimentation autour de chaque composant permet d'étayer les mesures obtenues voire d'aider à la compréhension des mécanismes de destruction. Une fois la démarche validée en mode différentiel, elle pourra être appliquée en mode commun dans une étude future.

Pour tous essais, les injections sont synchronisées sur un minimum de la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur, comme présenté sur la figure 3.12. De cette manière, la valeur absolue de la tension en entrée est la plus importante possible. D'autres synchronisations de l'injection sur le sinus pourront être testées lors d'études futures.

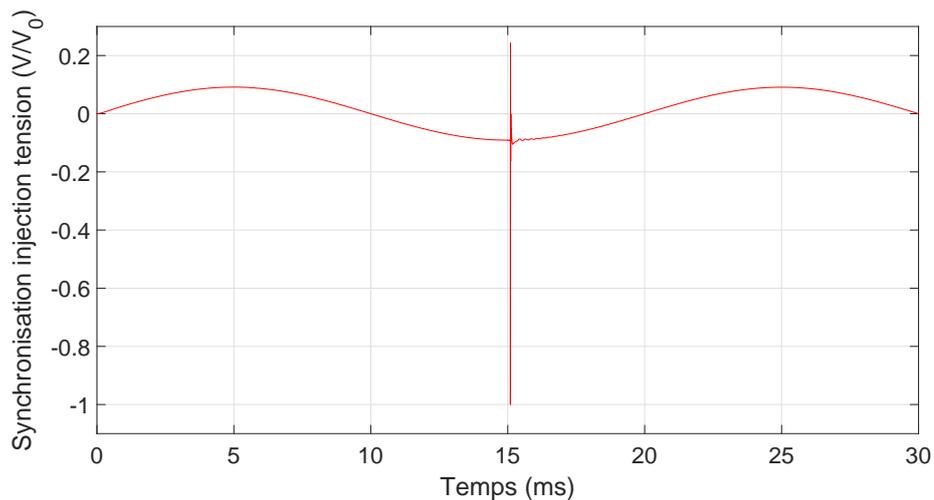


FIGURE 3.12 – Exemple de synchronisation de l'injection sur le minimum de la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur

3.2.2 Études préliminaires sur diverses alimentations

Des essais préliminaires de susceptibilité d'alimentations « DPS », mais également d'alimentations grand public, ont été menées grâce au moyen d'injection PIC en MC et en MD.

L'effet sur le seuil de destruction de l'accumulation des injections sur une même alimentation a été analysé. En injectant directement au niveau de courant obtenu à partir des essais précédents sur quelques alimentations, chacune testée a été détruite au même seuil, montrant l'absence de fragilisation de l'alimentation due à la répétition des injections.

Étude sur des alimentations grand public

Des essais préliminaires de destruction ont été menés sur des alimentations grand public dont la puissance de sortie est comprise entre 60 et 65 W. Elles possèdent une topologie simple, sans PFC (Power Factor Correction) et sont de type flyback. Les alimentations qui ont été détruites sont récapitulées dans le tableau 3.5. Pour chaque alimentation, la charge maximale a été utilisée en sortie afin de débiter le courant maximal de fonctionnement.

TABLEAU 3.5 – Alimentations grand public détruites

| Numéro | Alimentation | Testée en MC | Testée en MD |
|--------|--|--------------|--------------|
| 1 | Delta Electronics 65 W (19 V / 3,4 A) | X (2 ex.) | X |
| 2 | Delta Electronics 65 W (12 V / 5,4 A) | | X |
| 3 | Delta Electronics 65 W (18 V / 3,6 A) | X (2 ex.) | X |
| 4 | Delta Electronics 60 W (19 V / 3,2 A) | X | X |
| 11 | Artesyn (Emerson) 60 W (12 V / 5 A) | X | X |
| 13 | Artesyn (Emerson) 45 W (12 V / 3,75 A) | X | |
| 18 | Mean Well 60 W (12 V / 5 A) | X | |
| 19 | Mean Well 60 W (18 V / 3,33 A) | X | X (2 ex.) |
| 21 | Murata 60 W (12 V / 5 A) | | X |
| 22 | TDK Lambda 65 W (19 V / 3,4 A) | X | |
| 23 | TDK Lambda 65 W (12 V / 5,4 A) | | X |
| 24 | TDK Lambda 60 W (12 V / 5 A) | | X |
| 25 | XP Power 65 W (19 V / 3,4 A) | X | X (2 ex.) |

Au total, 12 alimentations ont été détruites en MD et 11 en MC. Les alimentations ont été testées aléatoirement en MC et / ou en MD. Ces destructions ont permis de tirer des conclusions sur les composants le plus souvent détruits et sur le mode d'injection le plus destructeur.

En effet, la figure 3.13 présente une comparaison des niveaux normalisés de courant de destruction pour chaque alimentation entre le mode commun et le mode différentiel.

Le seuil de destruction correspond au niveau crête temporel du courant mesuré en entrée de l'alimentation. Sur cette figure, le nombre de points est plus restreint que le nombre d'alimentations détruites car, dans certains cas, le seuil n'a pas pu être relevé dû à un problème d'acquisition. Il résulte clairement de cette comparaison que pour une alimentation donnée, un courant d'amplitude plus importante est nécessaire pour détruire une alimentation en mode différentiel qu'en mode commun. Par conséquent, à un niveau d'injection identique, le mode commun est le plus destructeur. Cette conclusion est également mentionnée dans la bibliographie [68, 69, 70, 71].

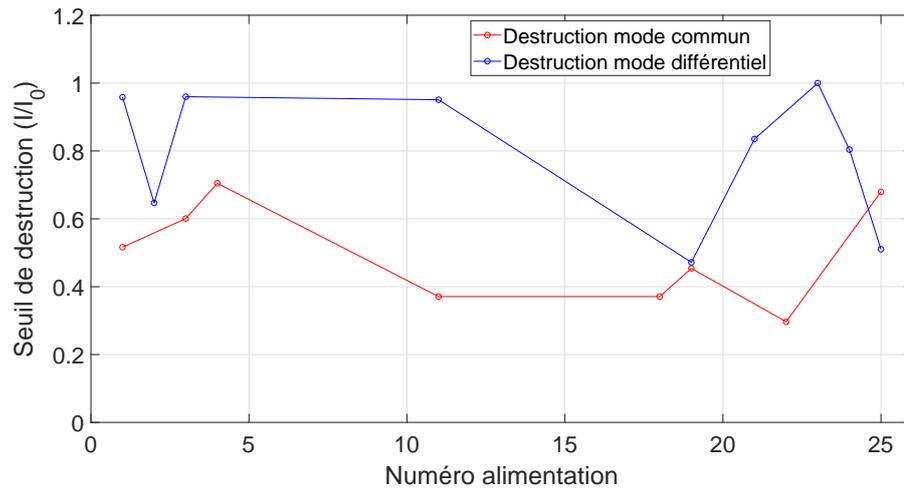


FIGURE 3.13 – Comparaison des seuils de destruction en mode commun avec ceux en mode différentiel de quelques alimentations grand public

À titre d'exemple, la figure 3.14 présente une comparaison du courant mesuré en entrée de l'alimentation, ayant permis de détruire l'alimentation n°11 en mode commun, avec celui obtenu en mode différentiel.

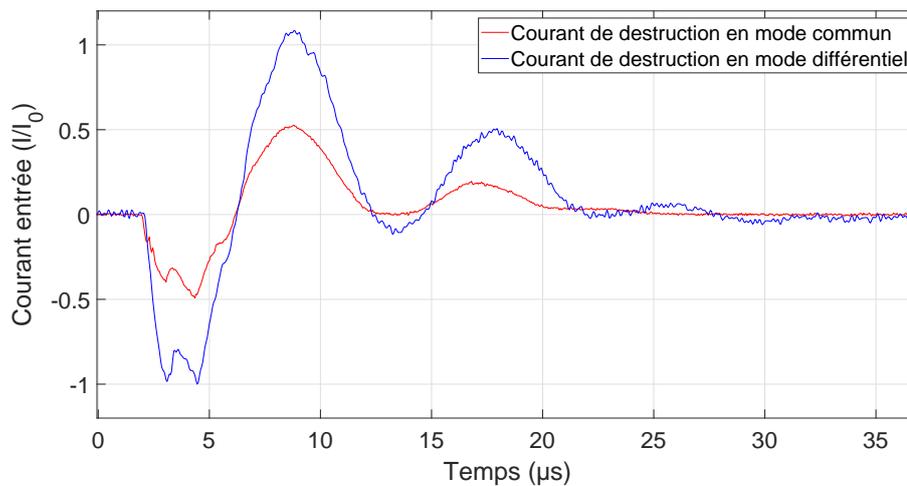


FIGURE 3.14 – Exemple de comparaison d'un courant de destruction en mode commun avec celui obtenu en mode différentiel

Concernant les composants détruits, des tendances ont pu être déduites de ces essais. Dans un premier temps, afin de définir les composants impactés, uniquement des investigations visuelles et des mesures électriques simples, au moyen d'un multimètre, ont été réalisées.

Les destructions observées sont présentées sur la figure 3.15. Des fusibles présentent une excroissance du matériau d'encapsulation, comme sur l'image (a). L'image (b) expose des condensateurs de mode différentiel, uniquement détruits en mode différentiel, présentant également une excroissance. Sur l'image (c), des contrôleurs PWM sont identifiables par leur boîtier endommagé. Les composants, de types condensateurs, résistances et diodes de

redressement, associés au contrôleur peuvent également être détruits. Par ailleurs, des phénomènes d'arcage entre pistes ont pu être observés lors de certains essais. Par exemple sur l'image (d), l'effet d'un arcage est clairement visible entre les deux pistes qui ont complètement disparu. Enfin, des MOSFET peuvent être détruits en court-circuit. Les composants associés au MOSFET, tels que les résistances (shunt et grille), peuvent également être détruits.

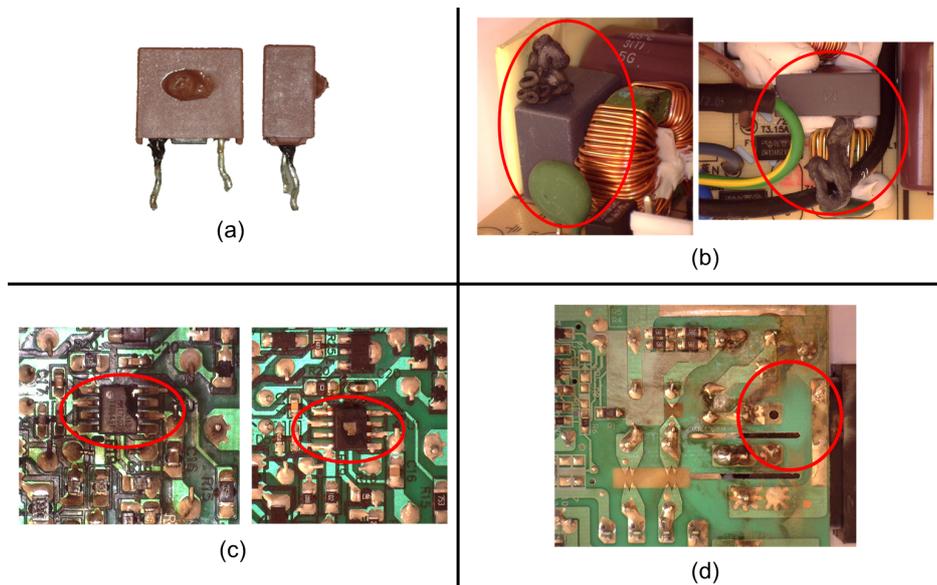


FIGURE 3.15 – Exemple de destructions de composants d'alimentations grand public ; (a) : fusible, (b) : condensateurs de mode différentiel, (c) : contrôleurs PWM, (d) : effet d'arcage entre pistes

Finalement, toujours les mêmes composants sont détruits. Cette tendance s'observe aussi bien en MC qu'en MD. Les cas de destruction de ces composants sont récapitulés sur l'histogramme de la figure 3.16.

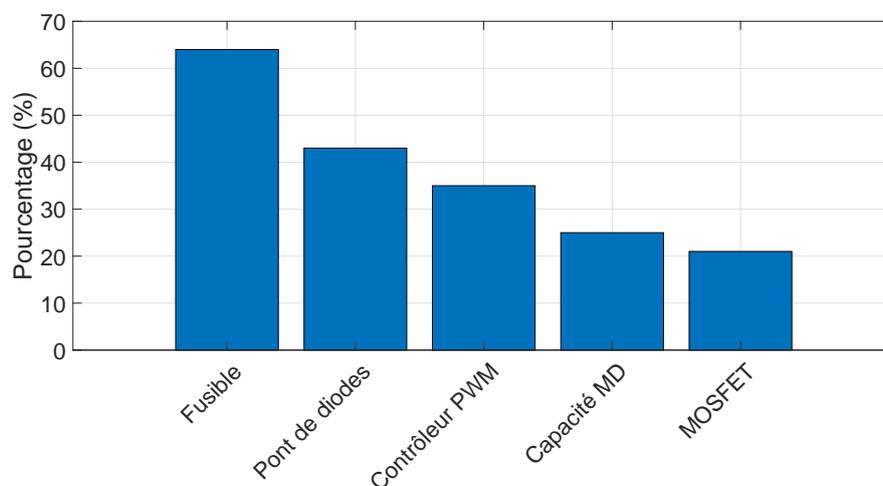


FIGURE 3.16 – Histogramme représentant le pourcentage de chaque type de composants détruits

Le fusible est détruit dans la majorité des cas, mais il faut noter que ce composant n'est

jamais détruit seul et en premier lieu. L'impulsion injectée est trop brève, de l'ordre de la microseconde, pour que le fusible ait le temps de réagir. Il ne se détruit qu'au bout de quelques millisecondes. Ce dernier peut être détruit lorsqu'un arcage a lieu entre pistes, ou à la suite de la destruction d'un autre composant en court-circuit, qui entretient un phénomène de défaillance sur un temps plus long et qui engendre donc sa destruction.

Les condensateurs de mode différentiel sont à mettre de côté car ils ne sont détruits qu'en mode différentiel, et leur destruction n'empêche pas le fonctionnement de l'alimentation.

Enfin, le pont de diodes redresseur, le contrôleur PWM avec ses composants associés (notamment sa diode d'alimentation) et le MOSFET avec ses composants associés, sont les composants qui sont détruits en majorité sur les alimentations grand public testées.

Étude sur l'alimentation test

Des essais préliminaires de destruction ont également été menés sur plusieurs exemplaires de l'alimentation test, appelée « DPS » et conçue pour la thèse. Sept alimentations ont été détruites en mode différentiel et huit en mode commun.

La figure 3.17 présente une comparaison des niveaux normalisés de courant de destruction pour chaque alimentation entre le mode commun et le mode différentiel. Cette figure montre aisément que le courant nécessaire à la destruction de l'alimentation « DPS » est nettement plus important en mode différentiel qu'en mode commun. La conclusion est donc similaire à celle obtenue pour les alimentations grand public.

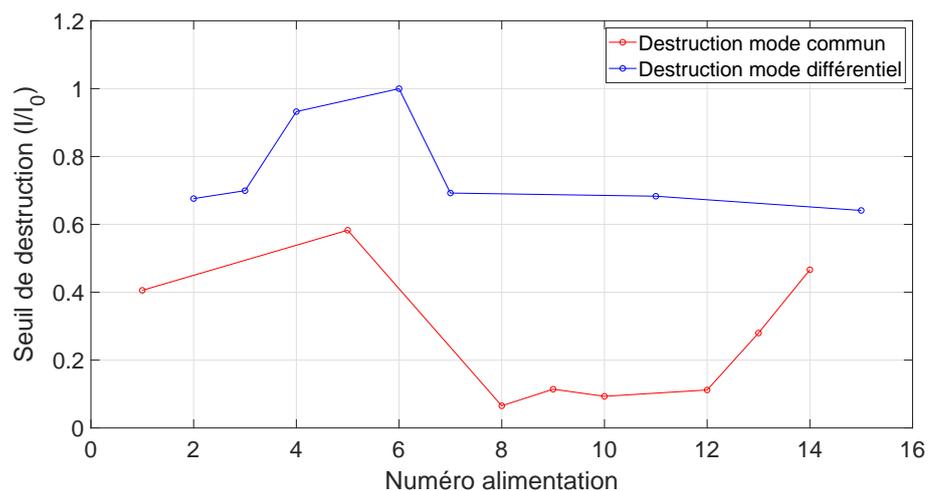


FIGURE 3.17 – Comparaison des seuils de destruction en mode commun avec ceux en mode différentiel des alimentations « DPS »

Par ailleurs, deux principaux scénarios de destruction ont été rencontrés sur cette alimentation : un scénario appelé « destruction minimale » et un appelé « destruction importante » (les composants détruits sont identifiés sur la figure 3.18).

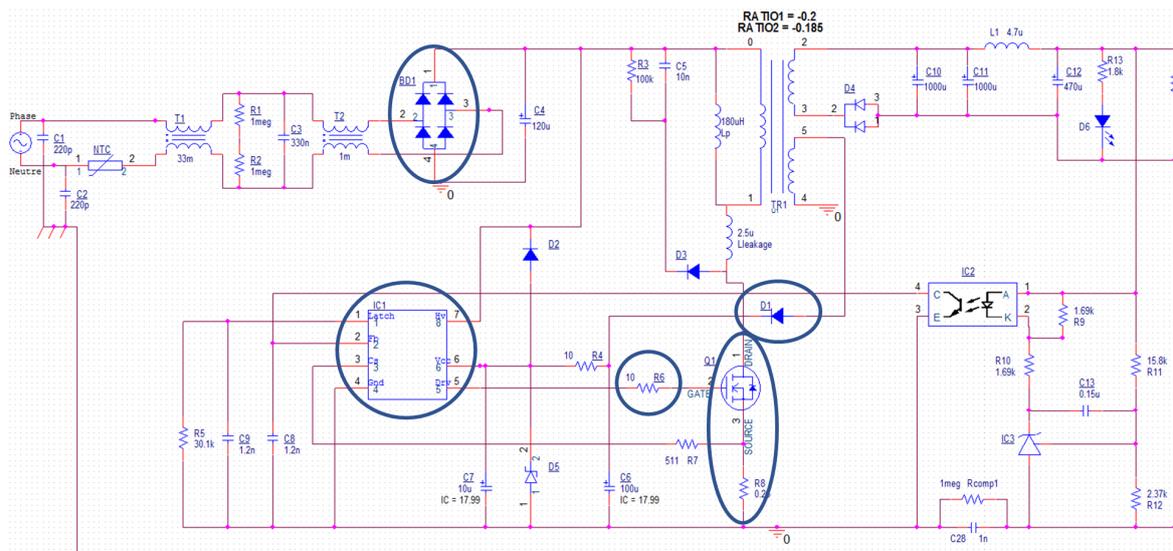


FIGURE 3.18 – Composants détruits sur l'alimentation « DPS »

Le scénario appelé « destruction minimale » peut se présenter sous deux formes :

- destruction de D1 uniquement (diode de redressement de la tension auxiliaire du transformateur, permettant d'alimenter le contrôleur PWM). Parmi les deux cas du scénario « destruction minimale », cette destruction est la plus fréquente,
- destruction de D1 et du contrôleur PWM.

Le scénario appelé « destruction importante » peut également se présenter sous deux formes :

- destruction de D1, du pont de diodes, du MOSFET avec ses résistances associées (shunt R8 et résistance de grille R6), du contrôleur PWM et du fusible. Parmi les deux cas du scénario « destruction importante », cette destruction est la plus fréquente,
- destruction de D1, du pont de diodes et du MOSFET avec ses résistances associées (shunt R8 et résistance de grille R6), qui est un cas très rare.

Cette thèse se concentre uniquement sur les cas les plus fréquents, c'est-à-dire la « destruction minimale » de D1 uniquement, ainsi que la « destruction importante » de D1, du pont de diodes, du MOSFET avec ses résistances associées (shunt R8 et résistance de grille R6), du contrôleur PWM et du fusible. Les cas moins fréquents pourront être étudiés lors d'études futures.

Dans un premier temps, les composants détruits lors des essais ont été répertoriés. La figure 3.19 présente des exemples de destructions observables du contrôleur PWM, du MOSFET, du shunt associé au MOSFET et d'une inductance de mode commun présente en entrée. Celles-ci peuvent être de différentes natures. Sur l'image (a), le contrôleur PWM présente un boîtier dégradé laissant apparaître la puce en silicium. Concernant le MOSFET

sur l'image (b), le boîtier apparaît ouvert sur le devant. Sur l'image (c), le boîtier cylindrique du shunt a été totalement détruit. L'inductance de mode commun a été détruite une seule fois durant toute la thèse. Sur l'image (d), elle présente un enroulement en circuit ouvert suite à sa destruction.

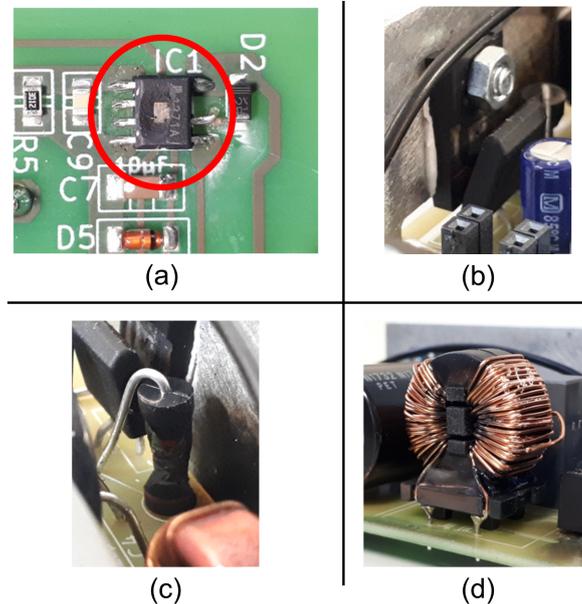


FIGURE 3.19 – Exemple de destructions de composants d'alimentations « DPS » ; (a) : contrôleur PWM, (b) : MOSFET, (c) : shunt, (d) : inductance de MC

Finalement, les conclusions sur les composants les plus souvent détruits et sur le mode d'injection le plus destructeur sont concordantes avec celles obtenues sur les alimentations grand public. Ces concordances permettent donc d'assurer la bonne représentativité de l'alimentation « DPS » conçue pour cette thèse.

3.2.3 Seuils de destruction et dispersion

Les essais préliminaires sur des alimentations grand public et « DPS » ont permis de réaliser une analyse statistique des seuils de destruction. En effet, pour chaque alimentation, le niveau du courant mesuré en entrée a été relevé, à chaque niveau d'injection, jusqu'à la destruction. Ainsi, une comparaison plus détaillée que dans la partie 3.2.2 peut être réalisée entre les seuils de destruction en mode commun et ceux obtenus en mode différentiel.

La population des alimentations analysées regroupe les alimentations grand public et les alimentations « DPS » afin d'obtenir un nombre d'alimentations plus important. En effet, le nombre d'alimentations n'est pas suffisamment important pour séparer les alimentations grand public des « DPS ». Malgré tout, ce regroupement est possible car les conclusions de destruction sont identiques pour les deux familles d'alimentations. Un panel de 31 alimentations est utilisé en mode différentiel et de 19 alimentations en mode commun. À

partir des différentes destructions réalisées, les figures 3.20 et 3.21 présentent la répartition des destructions d'alimentations obtenues respectivement en mode différentiel et en mode commun, en fonction du courant normalisé par rapport au maximum du courant (courants en A).

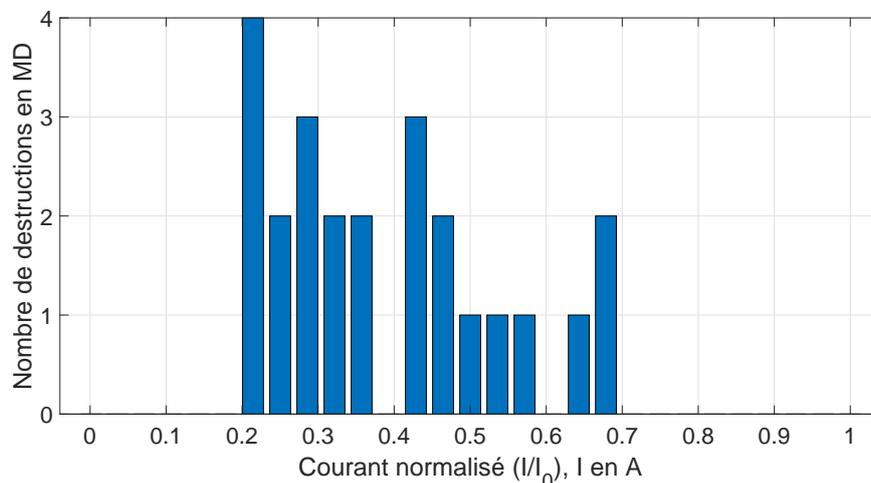


FIGURE 3.20 – Répartition des destructions en fonction du courant normalisé pour une injection en mode différentiel

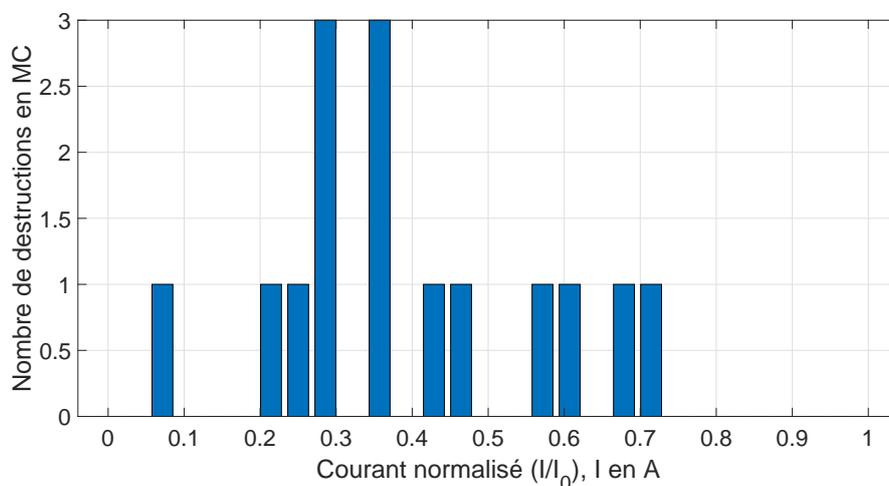


FIGURE 3.21 – Répartition des destructions en fonction du courant normalisé pour une injection en mode commun

De précédentes analyses réalisées en interne au CEA/Gramat montrent que les seuils de destruction suivent, en général, des lois log-normales. Une loi log-normale en échelle linéaire de courant correspond à une loi normale en échelle logarithmique de courant.

Dans cette étude, la normalité de la distribution doit donc être vérifiée. Pour ce faire, l'inverse de la fonction de répartition de la loi normale est appliquée aux fréquences cumulées du nombre de destructions divisé par le nombre d'évènements. Ces valeurs calculées de la distribution inverse sont tracées en fonction du courant exprimé en décibel ampère (dBA).

La normalité est avérée lorsque les points positionnés sont alignés sur une droite. Si tel est le cas, la droite de Henry peut être tracée en utilisant une régression linéaire. Cette droite correspond à une distribution log-normale standard, de par son tracé en fonction du courant en dBA et non en ampère.

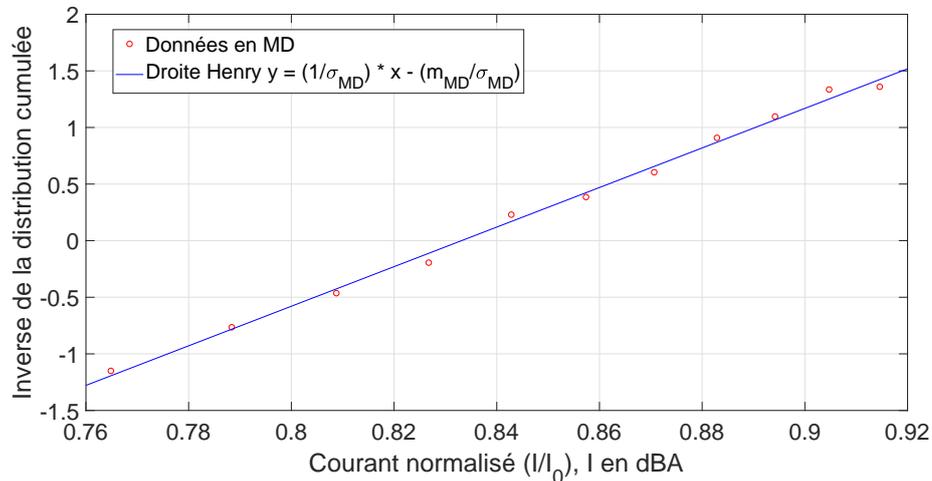


FIGURE 3.22 – Répartition inverse de la loi normale en fonction du courant en dBA - droite de Henry pour le mode différentiel

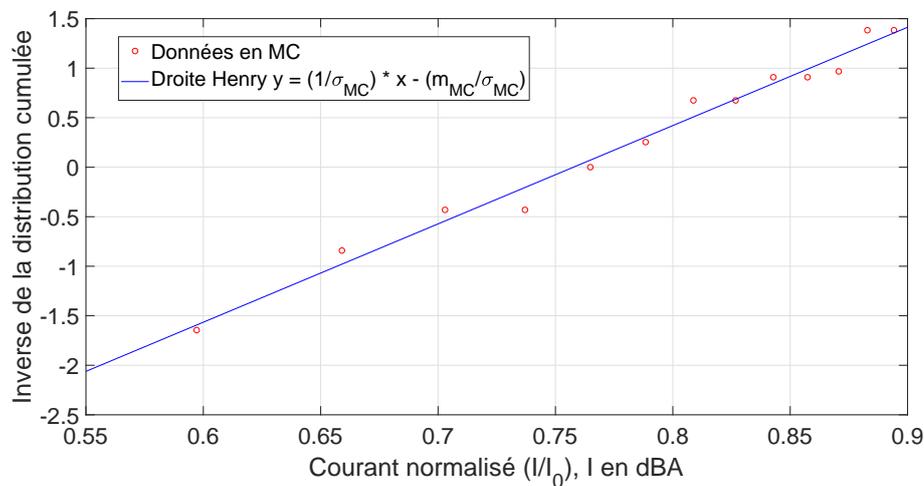


FIGURE 3.23 – Répartition inverse de la loi normale en fonction du courant en dBA - droite de Henry pour le mode commun

Sur les deux figures 3.22 et 3.23, tous les points placés sont proches de la droite de Henry. La distribution est donc bien linéaire en fonction du courant exprimé en dBA. La distribution des destructions peut être modélisée par une loi log-normale, en mode commun comme en mode différentiel. Dans chaque cas, l'équation (3.1) de la droite de Henry, qui correspond à la régression linéaire du nuage de points, permet de calculer la moyenne et l'écart-type de la distribution, en dBA. En effet, l'écart-type est défini par l'inverse de la pente de la droite et la valeur moyenne par son ordonnée à l'origine ($-\frac{m}{\sigma}$).

$$y_{henry} = \frac{1}{\sigma} x - \frac{m}{\sigma} \quad (3.1)$$

Où m correspond à la moyenne et σ à l'écart-type.

La loi log-normale ainsi calculée dans chaque mode d'injection est appliquée aux différents seuils de courants afin de calculer les probabilités cumulées de destruction.

Ces probabilités cumulées calculées sont comparées à celles mesurées sur la figure 3.24 en mode différentiel, et sur la figure 3.25 en mode commun. Ces comparaisons présentent de bons résultats et valident l'utilisation d'une loi log-normale dans chaque mode.

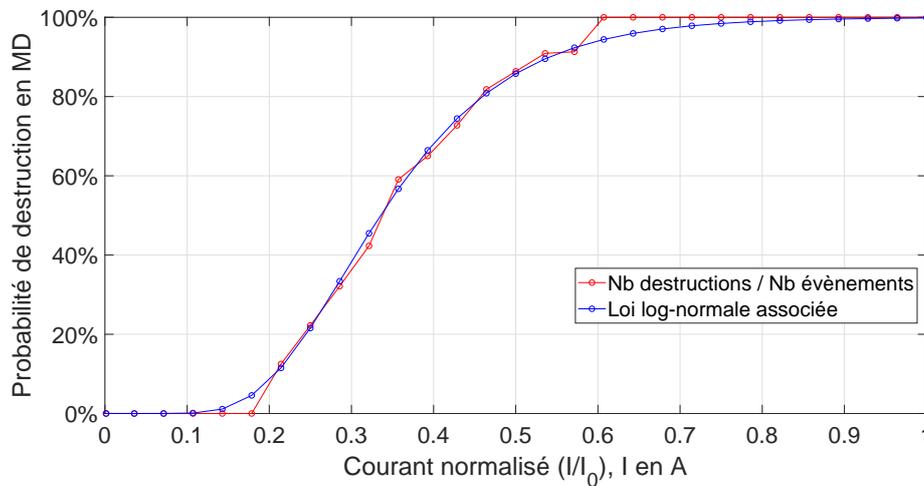


FIGURE 3.24 – Comparaison de la probabilité cumulée réelle avec celle issue de la loi log-normale calculée en mode différentiel

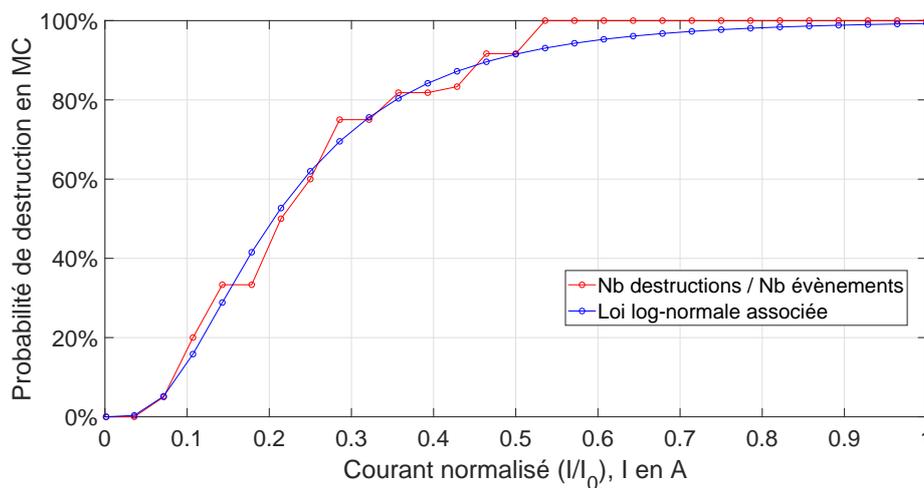


FIGURE 3.25 – Comparaison de la probabilité cumulée réelle avec celle issue de la loi log-normale calculée en mode commun

Enfin, pour comparer l'injection en mode différentiel avec celle en mode commun, les deux lois log-normales sont tracées sur la figure 3.26 en fonction du courant en décibels. Sur

cette échelle en décibels, les lois s'apparentent donc à des lois normales. Les courants ont été normalisés par rapport au courant de destruction moyen pour une contrainte de mode commun.

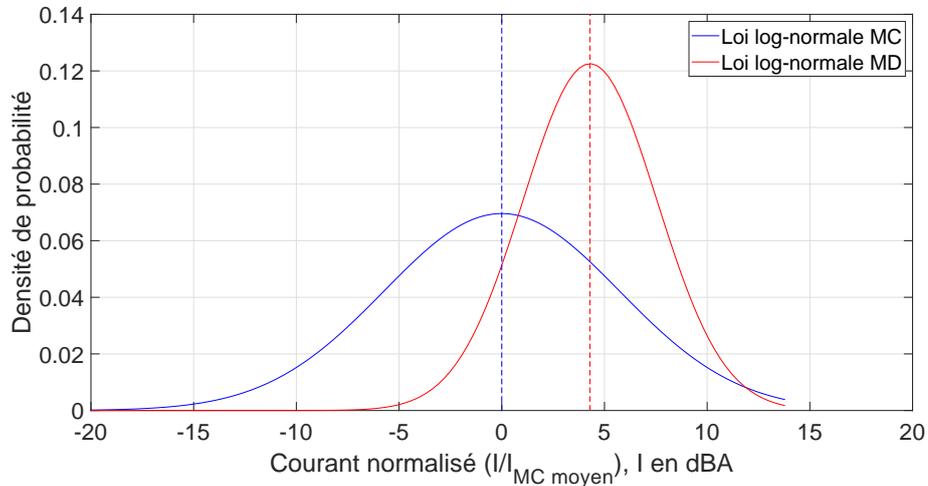


FIGURE 3.26 – Comparaison de la loi log-normale calculée en mode différentiel avec celle calculée en mode commun en fonction du courant en dB

D'après la figure 3.26, il est à noter deux conclusions importantes. Tout d'abord, la dispersion est faible en mode différentiel : 3,26 dBA, et plus importante en mode commun : 5,73 dBA. Enfin, les alimentations testées sont détruites pour des niveaux de courant plus d'une fois et demi (+ 4,3 dBA) plus faibles en mode commun qu'en mode différentiel.

3.3 Analyses, mesures et simulations pour comprendre les destructions en mode différentiel

Afin de comprendre la destruction globale de l'alimentation « DPS » lors d'une injection de courant de forte amplitude en mode différentiel à son entrée, chaque composant impacté a été étudié : le pont de diodes, le MOSFET, son shunt et sa résistance de grille, le contrôleur PWM et la diode de redressement alimentant le contrôleur. Pour chaque composant, une analyse aux rayons X, voire au microscope optique ou électronique à balayage, a été réalisée afin de fournir une première hypothèse quant à sa destruction. Des mesures de courants et de tensions ont été effectuées à travers et aux bornes de chaque composant à l'aide des capteurs et des sondes appropriés définis dans la partie 3.1. Ces mesures, associées aux analyses menées sur le composant, ont permis de comprendre les raisons de la destruction de chaque composant. Dans certains cas, une simulation Spice d'une sous-partie de l'alimentation a été nécessaire afin d'étayer les mesures, voire d'expliquer l'origine de la destruction.

3.3.1 Étude du pont de diodes

Analyse des composants détruits

Le pont de diodes, encerclé en bleu sur la figure 3.27, est le premier composant non linéaire présent en entrée de l'alimentation. Associé à un condensateur de lissage / filtrage de 120 μF , il permet de redresser la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur en une tension quasi-continue de 325 V. Ce composant fonctionne donc à basses fréquences.

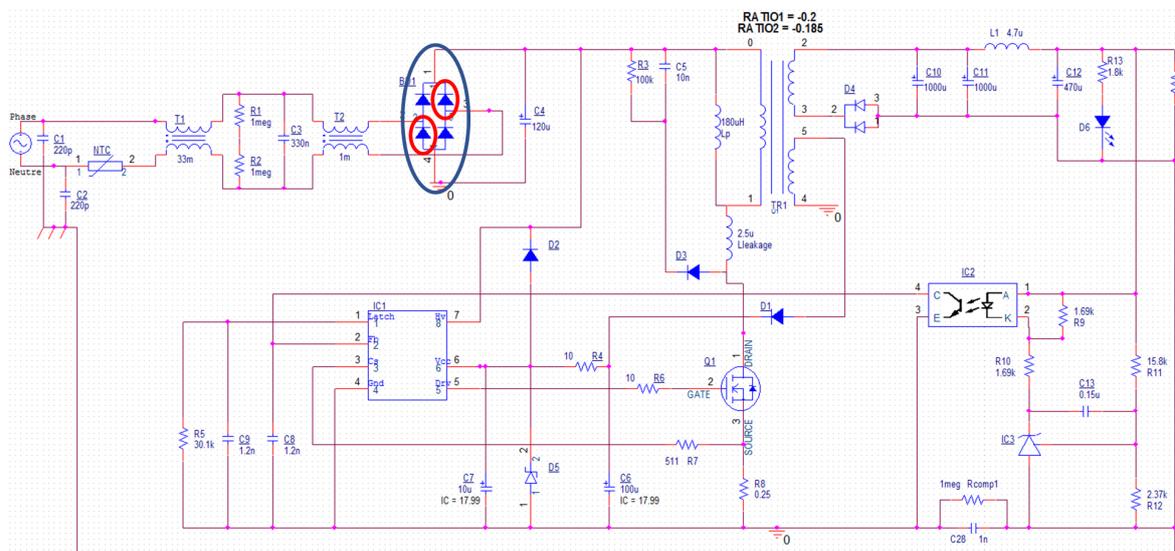


FIGURE 3.27 – Schéma de l'alimentation « DPS » avec identification du pont de diodes

La destruction du pont de diodes n'est jamais observable à l'œil nu. Malgré tout, une mesure au multimètre permet de montrer que, dans tous les cas, deux diodes d'une même diagonale du pont sont détruites. Ces deux diodes correspondent toujours à celles de la diagonale qui est censée conduire lorsque la perturbation est injectée, c'est-à-dire qui conduisent pour une alternance négative de la tension sinusoïdale dans le cas de cette thèse. Ces deux diodes sont identifiées en rouge sur la figure 3.27.

Afin d'observer les court-circuits présents dans les ponts de diodes détruits, des analyses aux rayons X ont été réalisées. Dans un premier temps, l'observation aux rayons X a permis de définir la structure du pont de diodes. Comme illustré sur la figure 3.28 (a) qui présente une vue de dessus du pont, les quatre diodes (puces) se trouvent dans les quatre angles. Elles sont prises « en sandwich » entre les lead frames, comme le montre la vue de côté de la figure 3.28 (b). La partie plus claire entre les lead frames correspond aux puces.

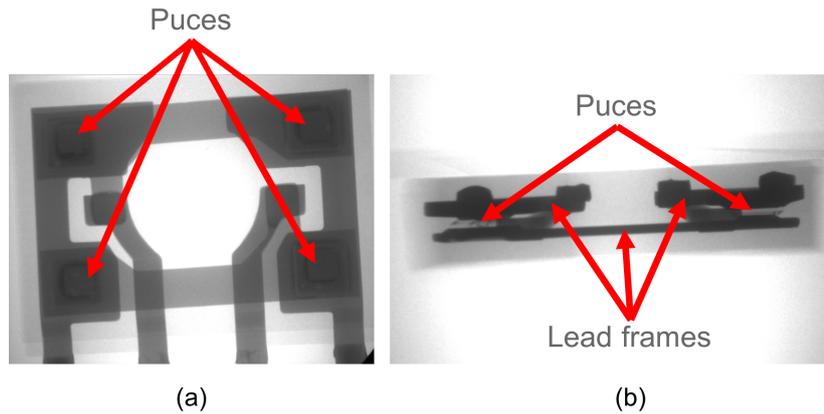


FIGURE 3.28 – Structure d'un pont de diodes observé aux rayons X; (a) : vue de dessus, (b) : vue de côté

L'analyse aux rayons X a ensuite permis d'observer le court-circuit des diodes du pont de diodes en zoomant sur chacune d'elle, comme présenté sur la figure 3.29. En effet, un amas métallique identifié en rouge crée une connexion entre les deux lead frames et met la diode en court-circuit. Sur la figure 3.29 (b), l'amas métallique entre les deux lead frames a un diamètre de $250\ \mu\text{m}$ qui permet de donner une indication sur la valeur du court-circuit. Malgré tout, une mesure au milliohmètre sur différents ponts de diodes permet d'obtenir sa valeur qui est de l'ordre de la dizaine de milliohm. D'autres vues, notamment de dessus, permettent d'observer que le court-circuit se situe en parallèle de la diode, comme présenté sur la figure 3.29 (b).

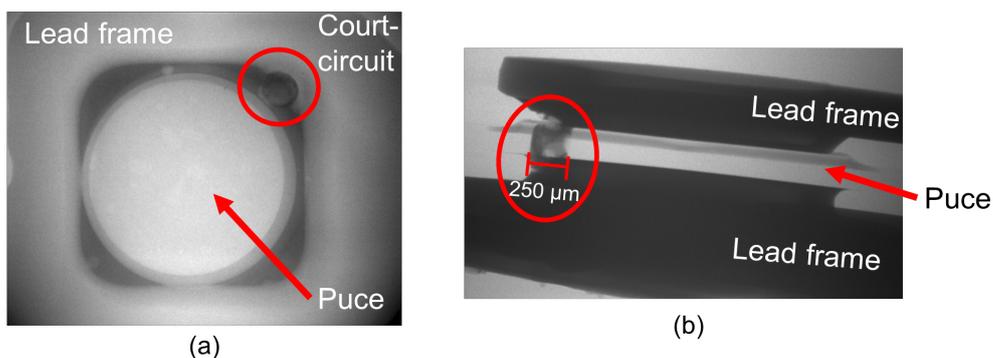


FIGURE 3.29 – Images aux rayons X d'une diode du pont de diodes en court-circuit; (a) : vue de dessus, (b) : vue de côté

Finalement, d'après [95] et les observations réalisées aux rayons X, les court-circuits des diodes sont probablement dus à un fort courant, générant la fusion des lead frames. En effet, notamment sur la figure 3.29 (b), l'amas métallique créant le court-circuit de la diode semble être du métal provenant du lead frame. L'angle du lead frame supérieur au niveau du court-circuit paraît être détérioré suite à la fusion de celui-ci. L'hypothèse d'un fort courant n'est pas surprenante puisque des centaines d'ampères sont injectés en entrée de l'alimentation.

Mesures et simulations expliquant la destruction

Afin de mieux comprendre la destruction du pont de diodes, des mesures de courants et de tensions ont été réalisées autour de celui-ci durant des destructions importantes de l'alimentation. À titre d'exemple, la figure 3.30 présente une configuration de mesures sur le pont de diodes avec deux capteurs de courant de type 110A et deux sondes de tension, une IsoVu et une N2891A. Ces mesures doivent permettre de définir si le pont de diodes est détruit à cause d'un courant direct trop important ou d'une tension inverse dépassant le seuil fourni par la datasheet.



FIGURE 3.30 – Exemple d'une configuration de mesures de signaux électriques autour du pont de diodes

La figure 3.31 permet de localiser les points de mesure du courant en amont et en aval du pont de diodes, ainsi que de la tension entre phase et neutre en amont du pont et de celle en aval entre + et -.

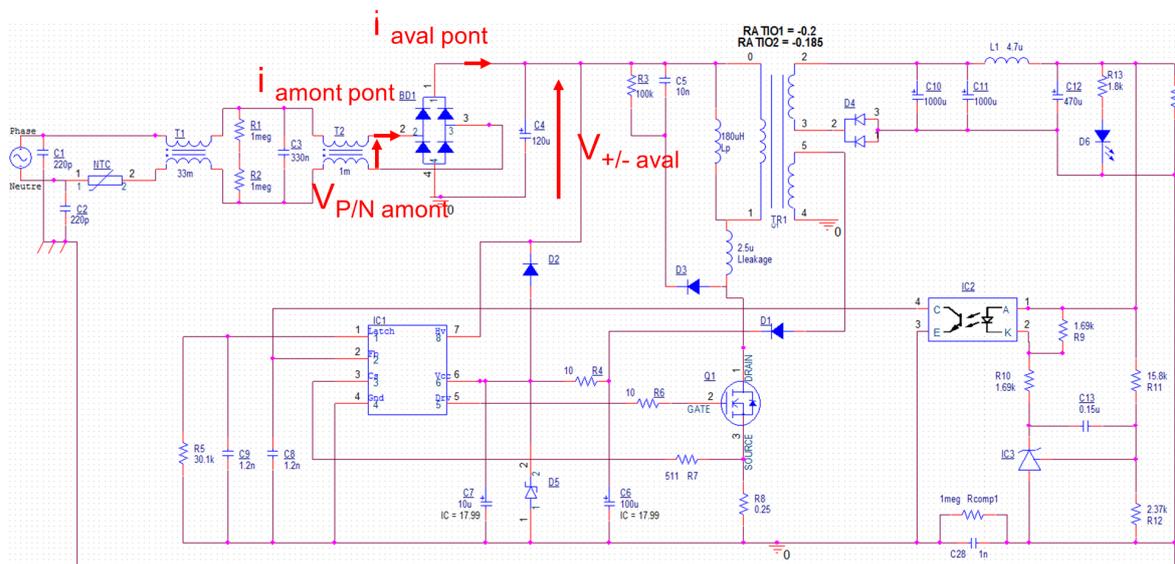


FIGURE 3.31 – Localisation des grandeurs mesurées pour comprendre la destruction du pont de diodes

Plusieurs alimentations ont été détruites afin de multiplier les essais et de s'assurer de la reproductibilité des phénomènes observés. Les figures 3.32 et 3.33 présentent respectivement le courant mesuré en amont du pont de diodes et la tension mesurée entre le + et le - en sortie du pont, lors de la destruction de l'alimentation.

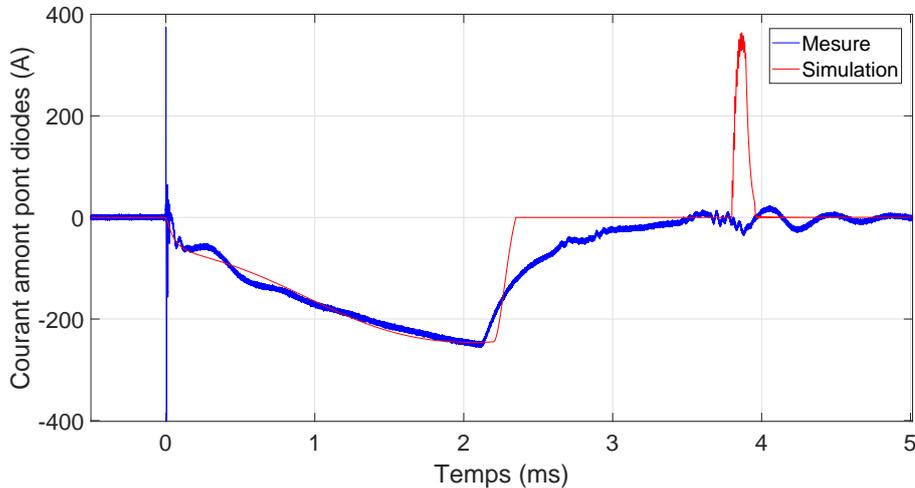


FIGURE 3.32 – Comparaison mesure / simulation pour le courant de phase mesuré en amont du pont de diodes, lors de sa destruction due à une injection de fort courant en entrée de l'alimentation à $t = 0$

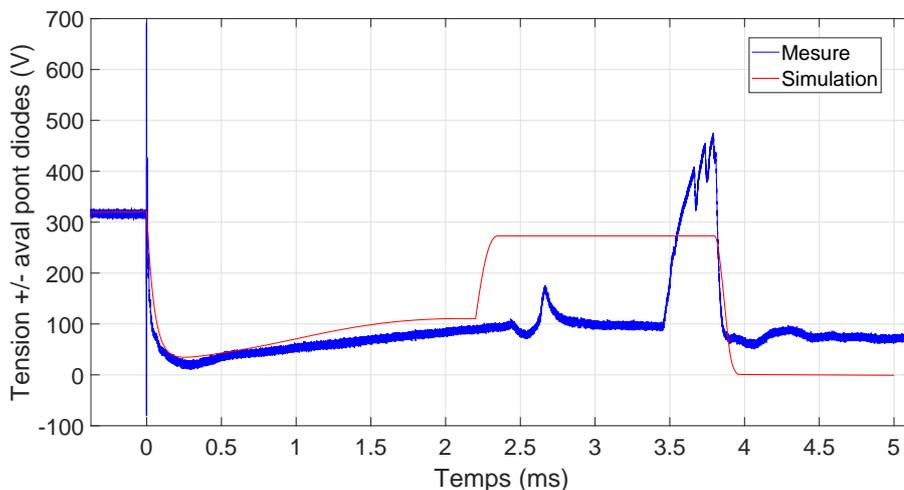


FIGURE 3.33 – Comparaison mesure / simulation pour la tension + / - mesurée en aval du pont de diodes

L'impulsion de courant observée lors des premières microsecondes correspond à l'injection en entrée de l'alimentation. Celle-ci n'est pas à l'origine de la destruction du pont de diodes car elle a été observée de manière similaire lorsque le composant n'a pas été détruit. Par ailleurs, un courant décroissant jusqu'à environ - 250 A pendant 2,2 ms est visible. Le courant augmente ensuite avant d'osciller à partir de 3,5 ms. Étant donné que deux diodes du pont sont détruites en court-circuit, il est impossible de déterminer sur la mesure du courant à quel instant la destruction a eu lieu. En effet, la tension aux bornes de chaque diode passe

d'une très faible tension (quelques volts) à 0 V. Par conséquent, aucune variation du courant n'est visible, contrairement au cas d'un circuit ouvert où la chute et l'annulation du courant seraient observées.

Par ailleurs, une chute importante de la tension est visible jusqu'à quelques dizaines de volts, rapidement après l'injection. La tension augmente ensuite de manière lente jusqu'à environ 100 V. Un phénomène apparaît à 3,5 ms avec une augmentation rapide de la tension pendant moins de 500 μ s jusqu'à 450 V puis une chute brutale à moins de 100 V.

À partir de cette mesure du courant traversant le pont de diodes (figure 3.32) ainsi que de celle de la tension en aval du composant (figure 3.33), il paraît difficile d'identifier à quel instant le pont de diode a été détruit; et cela bien qu'un phénomène semble avoir lieu à 3,5 ms après l'injection de la perturbation.

Par conséquent, la simulation du schéma de la figure 3.34 a été importante afin de mieux appréhender les mesures relevées autour du pont de diodes, et de comprendre à quel instant le composant a été détruit. Cette simulation de l'étage d'entrée de l'alimentation, jusqu'au condensateur de filtrage / lissage en aval du pont de diodes, est constituée de composants idéaux, hormis le pont de diodes qui est un modèle issu de son constructeur. L'injection de la perturbation en entrée de l'alimentation a lieu sur un minimum de la tension sinusoïdale, donc elle est réalisée à 15 ms en simulation.

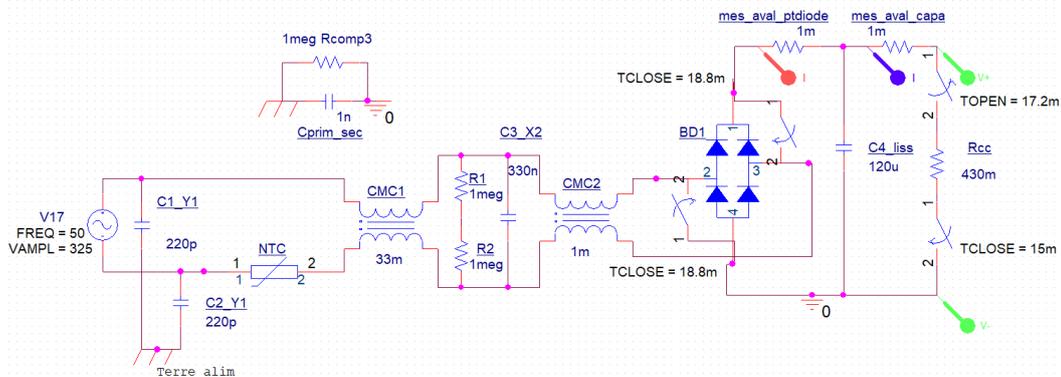


FIGURE 3.34 – Simulation Spice de l'entrée de l'alimentation avec mise en court-circuit de l'alimentation puis de deux diodes du pont de diodes

Différents composants sont détruits en court-circuit en aval de l'étage d'entrée, créant une impédance très faible pendant un certain temps aux bornes du condensateur de lissage. En simulation, le défaut a donc été modélisé par une résistance de quelques centaines de milliohms placée aux bornes du condensateur pendant 2,2 ms après l'injection. Cette durée du court-circuit en aval du condensateur a été définie en comparant les mesures et la simulation pour obtenir une bonne concordance, comme présenté sur la figure 3.32.

En simulation, afin de déterminer à quel instant le pont de diodes a été détruit, les deux

diodes détruites de la même diagonale ont été mises en court-circuit à un instant donné. Il a été constaté qu'une mise en court-circuit à 19 ms, donc 4 ms après l'injection de la perturbation, permettait d'obtenir une bonne concordance entre mesures et simulation. Sur la figure 3.33, une chute brutale de la tension lors de la mise en court-circuit des deux diodes est observée en simulation. En mesure, cette chute de tension est également présente ; ce qui permet de s'assurer que le pont de diodes est détruit 4 ms après l'injection de la perturbation.

Concernant la cause de la destruction, la tension en inverse du pont de diodes lors de l'injection a été calculée à partir de la tension en amont et en aval du composant. Cette tension n'excède pas les 600 V, alors que d'après la datasheet du composant, la tension inverse maximale est de 800 V. Cette vérification permet de conclure que le pont de diodes n'est pas détruit à cause de sa tension inverse.

Finalement, d'après [95], les analyses aux rayons X du pont de diodes (figures 3.29) et le courant mesuré en amont du pont de diodes (figure 3.32), la cause de la destruction est un courant d'amplitude trop importante. En effet, le courant moyen traversant le pont de diodes a été calculé et vaut environ 165 A pendant 2 ms.

Afin de justifier rigoureusement que le courant est bien la cause de la destruction, l'impédance thermique transitoire aurait été nécessaire pour calculer une élévation de température dans le composant sur un temps court. Malheureusement, cette donnée n'est pas fournie par les constructeurs de pont de diodes. La seule courbe exploitable est donc celle de la figure 3.35 qui donne le courant direct impulsionnel admissible par le pont de diodes en fonction de la durée de l'impulsion. Dans la datasheet du composant, cette courbe (en rouge) est fournie à 25°C pour des durées d'impulsions comprises entre 16 ms et 1,6 s. Cette courbe a donc été extrapolée par une droite (en bleu) entre 1,6 ms et 16 ms.

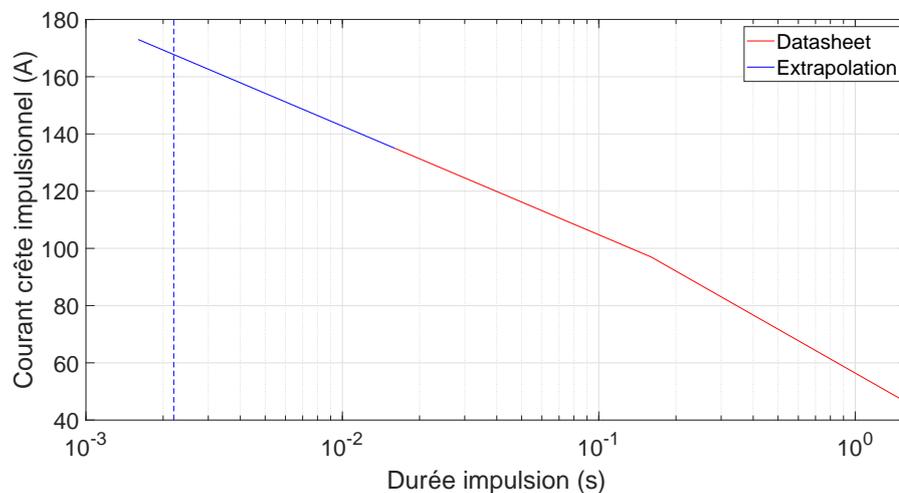


FIGURE 3.35 – Courant crête impulsionnel traversant le pont de diodes en fonction de la durée de l'impulsion, issu de la datasheet du pont de diodes UD4KB80 de Shindengen

Dans le cas de la mesure présentée sur la figure 3.32, le courant a une valeur moyenne de 165 A jusqu'à 2,2 ms. La droite bleue en pointillés sur la figure 3.35 correspond au courant crête pour une impulsion de 2,2 ms. Dans ce cas, le courant admissible est d'environ 165/170 A à 25°C. Sachant que la température lors de la destruction du pont de diodes se situe autour de 150°C (température maximale de jonction), le courant effectivement admissible doit être bien inférieur à 170 A. Par conséquent, en comparant le courant mesuré en entrée du pont de diodes au courant impulsionnel admissible fourni par la datasheet, l'hypothèse d'une destruction par un courant impulsionnel est plausible. Par ailleurs, il a été montré par comparaison des mesures avec la simulation que le pont de diodes est détruit à 4 ms après l'injection de l'impulsion, et non à 2,2 ms où le courant est maximal et vaut 250 A. Il est probable que la forte élévation de température liée au courant de 250 A ait généré la destruction du composant par effet thermique sur un temps plus long.

3.3.2 Étude du MOSFET

Analyse des composants détruits

Le MOSFET permet de découper la tension au primaire du transformateur de l'alimentation. Ce composant fonctionne à la fréquence de 65 kHz et se trouve à l'état passant pendant environ 1,5 μ s. Il est commandé par le contrôleur PWM. Ce composant est directement associé à un shunt de 0,25 Ω qui mesure le courant le traversant. Cette mesure permet au contrôleur de fonctionner en mode courant. Le MOSFET et le shunt sont repérés en bleu sur la figure 3.36.

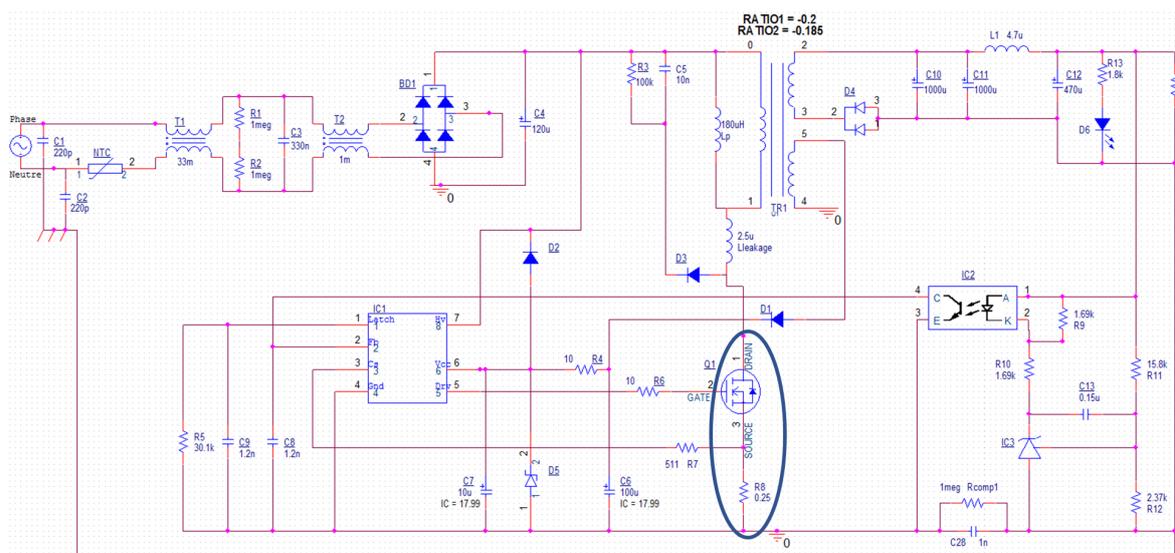


FIGURE 3.36 – Schéma de l'alimentation test « DPS » avec identification du MOSFET et du shunt associé

Lorsque le MOSFET est détruit pendant une injection d'un fort courant, son shunt est

dans tous les cas détruit également. La destruction du MOSFET peut être quelquefois observable directement à l'œil nu, comme sur la figure 3.37 (a). Dans la majorité des cas cette destruction n'est pas visible, mais elle peut être déduite de la destruction de son shunt associé qui est toujours observable, comme sur la figure 3.37 (b).

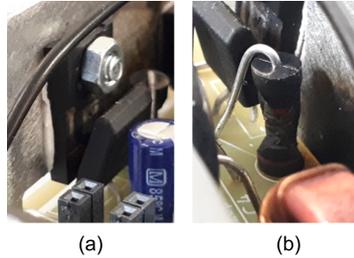


FIGURE 3.37 – Destruction d'un MOSFET (a) avec son shunt associé (b)

Une destruction aussi importante du shunt de valeur $0,25 \Omega / 2 \text{ W}$ peut laisser penser à une destruction en énergie. Dans tous les cas, le shunt est détruit en circuit ouvert.

Concernant le MOSFET, son analyse n'est pas possible aux rayons X. En effet, sa semelle métallique connectée au drain masque toute observation. Dans ce cas, une attaque chimique a été réalisée afin d'extraire de son boîtier la puce, associée à la semelle, pour l'observer au microscope optique et au microscope électronique à balayage.

Un exemple d'image de la puce d'un MOSFET fonctionnel, obtenue au microscope optique, est présenté sur la figure 3.38 (a). Le contact de grille et la métallisation du plan de source avec les fils de bonding associés sont visibles. Le plan de drain se trouve sur toute la face arrière de la puce.

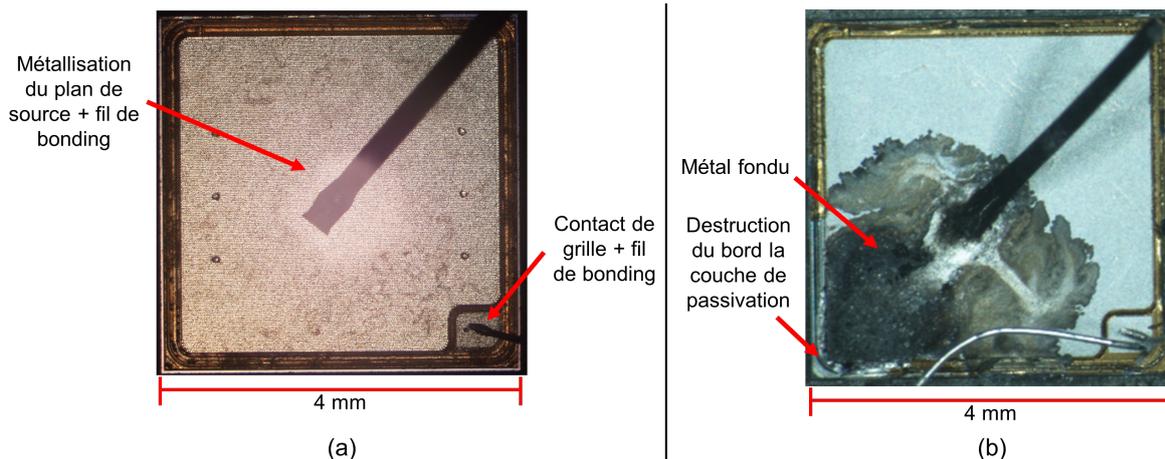


FIGURE 3.38 – Images au microscope optique de puces de MOSFET; (a) : MOSFET sain, (b) : MOSFET détruit

Par comparaison, une image d'un MOSFET détruit est présentée sur la figure 3.38 (b). Plusieurs MOSFET détruits ont été observés et la destruction apparaît toujours de manière similaire. En effet, il est observé une couche de métal fondu sur la métallisation de la source.

De plus, la couche de passivation, formant notamment le contour de la puce et permettant de la protéger contre l'environnement extérieur, est également en partie détruite.

La métallisation de la source est visible par un zoom présenté sur la figure 3.39. D'après ce zoom de la zone détruite, le métal fondu présent sur la partie source est en fait observé sur le dessus de la fine couche de métallisation de la source. Il crée donc une sur-épaisseur, visible également sur la figure 3.40 qui présente des images au microscope optique et au MEB d'un autre MOSFET détruit. Sur cette figure, la zone de métal fondu est moins étendue, mais se situe également au niveau du contact du fil de bonding sur la puce. La zone est peut-être plus restreinte car le métal fondu est resté fixé au fil de bonding, qui apparaît fortement détérioré avec le métal qui s'étend le long de celui-ci.

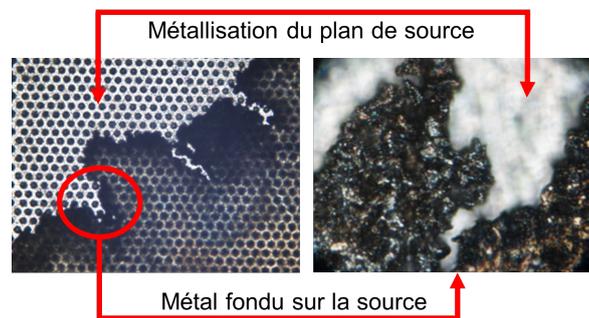


FIGURE 3.39 – Zoom sur le métal fondu présent sur le plan de source d'un MOSFET détruit

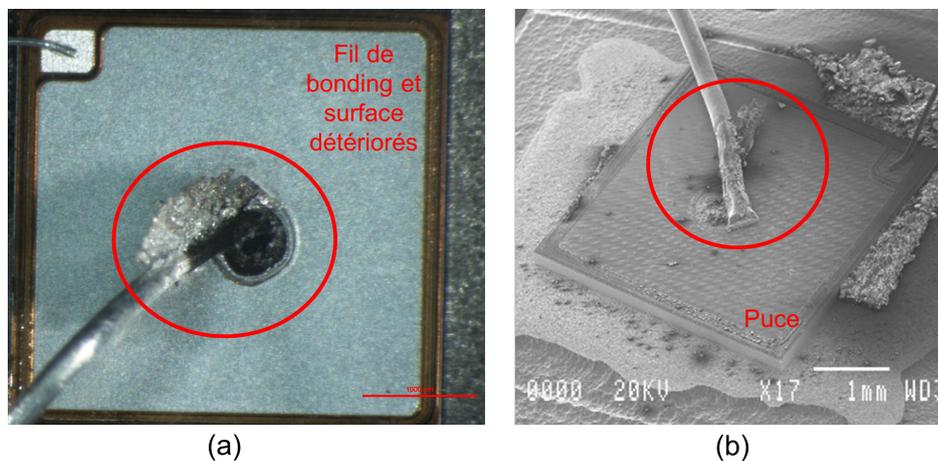


FIGURE 3.40 – Images d'un autre MOSFET détruit; (a) : observation de la puce au microscope optique, (b) : observation de la puce au MEB

Dans tous les cas, la couche de métal fondu apparaît en surface du plan de source mais la structure interne est très certainement impactée. En effet, tous les MOSFET détruits ont l'ensemble de leurs broches, grille, drain et source, en court-circuit.

Ces analyses de MOSFET, ainsi que la bibliographie [95, 96], permettent de penser que la destruction est due à un fort courant ayant traversé le MOSFET, entraînant une dissipation de puissance importante. Cette densité de courant peut engendrer une augmentation de

température et produire un emballement thermique. Lors de l'emballement thermique du MOSFET, des contraintes périodiques de compression dans la couche de métallisation sont générées en raison de l'écart entre les coefficients de dilatation de l'aluminium et du silicium. La destruction endommage donc la métallisation de la source et crée un court-circuit entre les trois bornes du composant.

Mesures et simulations expliquant la destruction

Afin de comprendre la destruction du MOSFET, des mesures de courants et de tensions ont été réalisées à ses bornes lors de la destruction de l'alimentation, avec les capteurs appropriés définis dans la partie 3.1. Afin de s'assurer de la reproductibilité des phénomènes observés, le nombre de mesures et donc le nombre d'alimentations testées ont été multipliés.

Comme présenté sur le schéma électrique de la figure 3.41, les mesures réalisées sont celles du courant en aval du condensateur de filtrage / lissage, du courant de drain, ainsi que des tensions drain / masse et grille / masse.

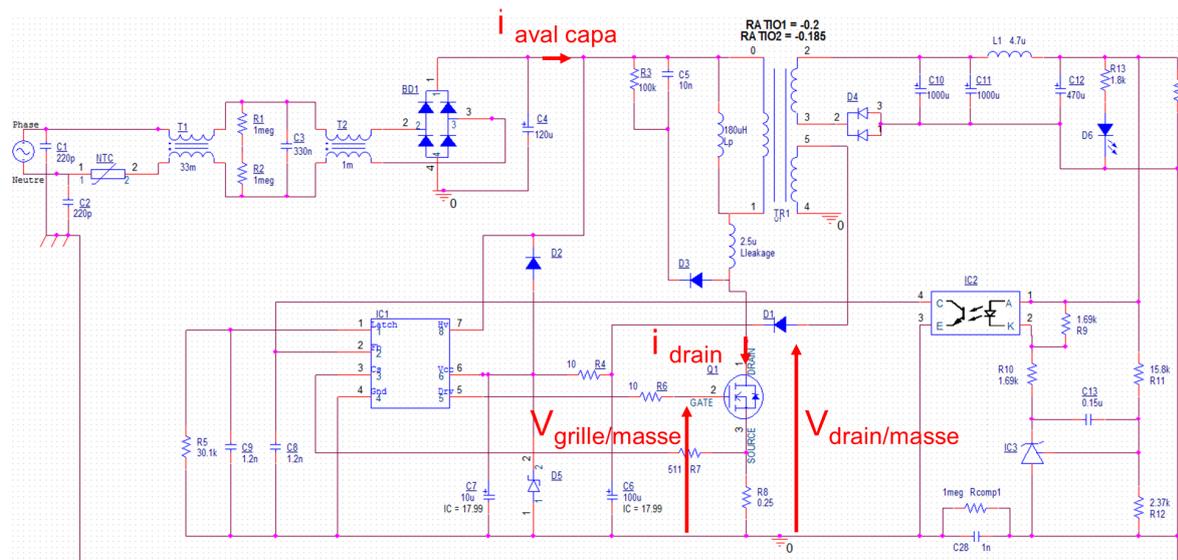


FIGURE 3.41 – Localisation des grandeurs mesurées pour comprendre la destruction du MOSFET et du shunt associé

La figure 3.42 présente le courant de drain mesuré lors de la destruction du MOSFET ainsi que les tensions drain / masse et grille / masse mesurées à ses bornes. En complément, la figure 3.43 fournit un zoom de ces mesures sur les premières dizaines de microsecondes après l'injection de la perturbation en entrée de l'alimentation.

La comparaison de la tension drain / masse avec la tension grille / masse permet de définir à quel instant le MOSFET a été détruit. Le zoom des signaux mesurés permet d'observer une chute de la tension drain / masse à $t = 9 \mu\text{s}$, matérialisée par la droite verticale noire en pointillés. Cette chute de tension est liée à un court-circuit entre le drain

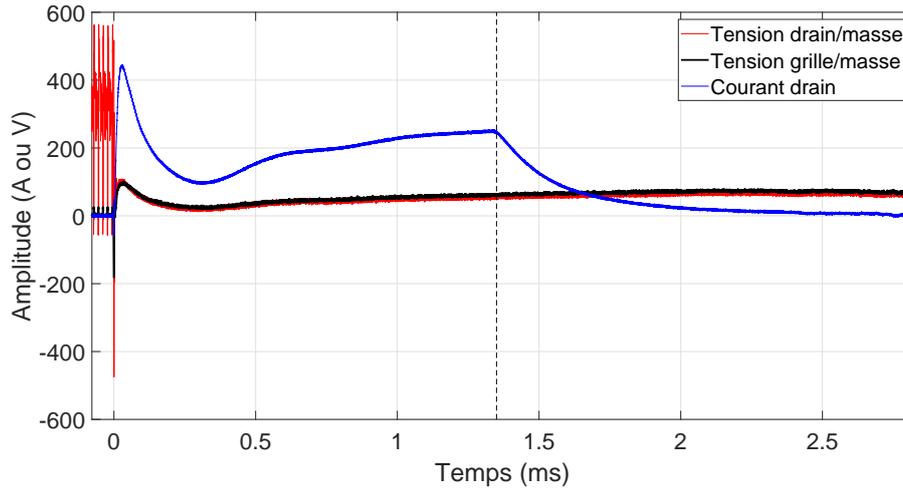


FIGURE 3.42 – Courant de drain, tension drain / masse et tension grille / masse mesurés aux bornes du MOSFET

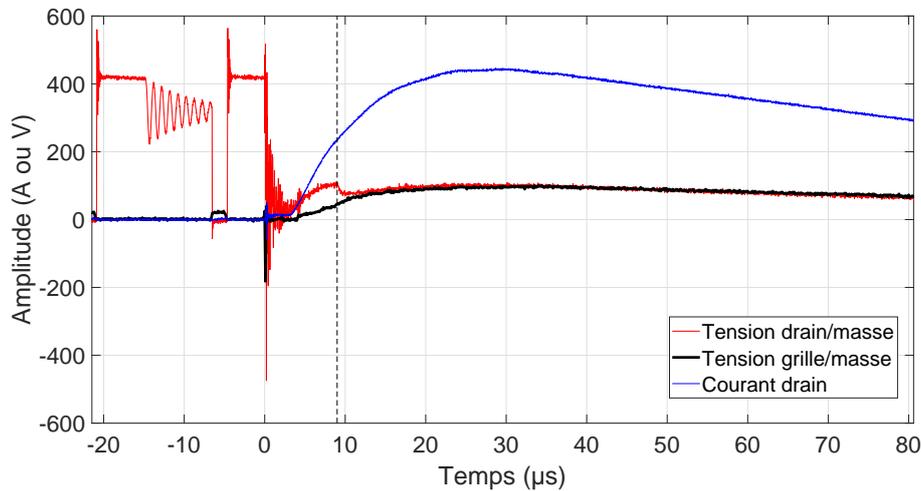


FIGURE 3.43 – Zoom du courant de drain, de la tension drain / masse et de la tension grille / masse mesurés aux bornes du MOSFET

et la source du MOSFET. En effet, à cet instant, la tension drain / masse chute de 103 V à 77 V alors que le courant de drain continue d'augmenter de 230 à 255 A. Comme $V_{drain/masse} = R_{drain/masse} \times I_{drain}$, une chute de la tension avec une augmentation du courant est uniquement possible si la résistance entre le drain et la masse chute. Or en fonctionnement normal, cette résistance vaut $R_{DS(ON)} + R_{shunt}$. Étant donné que le courant dans le drain continue d'augmenter, le shunt n'est pas encore détruit puisqu'il n'est en circuit ouvert qu'après sa destruction. Par conséquent, uniquement la résistance $R_{DS(ON)}$ du MOSFET chute à l'instant $t = 9 \mu s$, signe d'un court-circuit entre le drain et la source. En effet, à partir de cet instant, en effectuant le rapport $\frac{V_{drain/masse}}{I_{drain}}$, une valeur de $0,28 \Omega$ est calculée, correspondant principalement à la valeur du shunt. De plus, à partir de cet instant, la tension grille / masse devient égale à la tension drain / masse, ce qui

signifie qu'un court-circuit est également présent entre le drain et la grille du MOSFET. Finalement, le MOSFET est entièrement détruit à $t = 9 \mu\text{s}$ et toutes ses broches sont court-circuitées.

Concernant le shunt associé au MOSFET, sa destruction a lieu à environ 1,5 ms après l'injection de la perturbation en entrée de l'alimentation et est matérialisée par une droite verticale noire en pointillés sur la figure 3.42. Cet instant a pu être validé grâce à la simulation utilisée précédemment sur la figure 3.34. En effet, la figure 3.44 présente la comparaison du courant mesuré en aval du condensateur de filtrage / lissage avec celui obtenu en simulation.

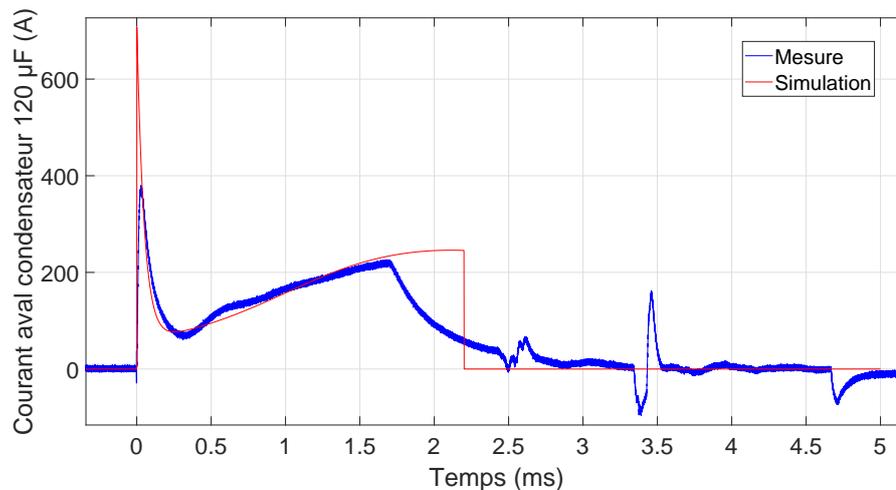


FIGURE 3.44 – Comparaison mesure / simulation pour le courant mesuré en aval du condensateur de filtrage / lissage

Cette comparaison permet d'observer les mêmes variations du courant, bien que les temps ne soient pas forcément strictement identiques car les mesures sont issues d'essais sur des alimentations différentes. La première impulsion de courant durant les premières dizaines de microsecondes après l'injection de la perturbation est liée à la présence d'un court-circuit aux bornes du condensateur ; court-circuit du MOSFET qui apparaît à $9 \mu\text{s}$. En simulation, ce court-circuit a été modélisé par une résistance de $430 \text{ m}\Omega$ qui doit être égale à la somme du court-circuit drain / source du MOSFET avec la valeur du shunt associé. Ce courant important qui atteint 450 A en quelques dizaines de microsecondes est fourni par le condensateur de filtrage / lissage. Cela explique également la chute de tension observée à ses bornes sur la figure 3.33. Ensuite, le courant en aval du condensateur chute car ce dernier est déchargé. À partir d'environ $500 \mu\text{s}$, le courant augmente à nouveau pendant 1 ms jusqu'à 250 A car le court-circuit est toujours présent. Ce courant est directement issu de l'alimentation sinusoïdale 50 Hz du secteur. Enfin, en simulation, le court-circuit en aval du pont de diodes devient un circuit ouvert à 2,2 ms après l'injection de la perturbation. À cet instant, le courant présenté sur la figure 3.44 chute à 0 A. Cette

simulation permet de définir l'instant où le shunt est détruit en circuit ouvert. En effet, en corrélant l'instant où le court-circuit aux bornes du condensateur de filtrage / lissage est transformé en circuit ouvert en simulation (à $t = 2,2$ ms), à l'instant $t = 1,5$ ms de la mesure, il est observé que le shunt est détruit à partir de cet instant.

Concernant la cause de la destruction du MOSFET, il est observé sur la figure 3.43, que la tension drain / masse n'excède à aucun moment 600 V. Or d'après la datasheet, la tension drain / source maximale admissible par le MOSFET est de 650 V. Cette vérification permet de conclure que ce composant n'est pas détruit en tension.

Finalement, d'après [95, 96], les analyses aux rayons X des MOSFET (figures 3.38, 3.39 et 3.40) et la mesure du courant de drain (figure 3.42), la destruction du MOSFET est due à un courant de drain d'amplitude trop importante pendant une durée excessive. En effet, il a été montré que le MOSFET est détruit 9 μ s après l'injection de la perturbation en entrée de l'alimentation. À cet instant, le courant dans le drain est de 235 A et la puissance instantanée calculée dans le MOSFET est de 10 kW. Or, d'après la datasheet, la figure 3.45 fournit l'impédance thermique transitoire jonction / boîtier en fonction de la durée de l'impulsion de courant traversant le MOSFET. Pour une durée de 9 μ s, il est donné une impédance thermique d'environ $3,5 \times 10^{-2}$ K/W. Pour une puissance de 10 kW, l'élévation de la température de jonction est donc de 350°C. Or, d'après la datasheet, la température de jonction maximale est de 150°C. Par conséquent, peu importe la température initiale, l'élévation de température est trop importante par rapport à ce que peut supporter le MOSFET.

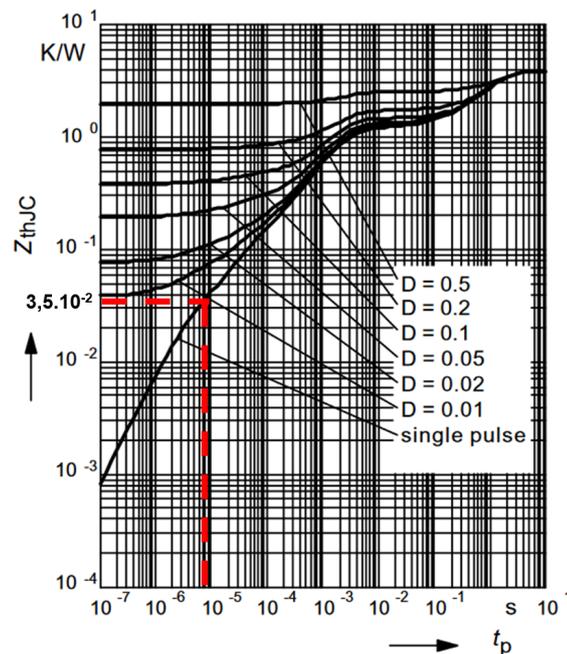


FIGURE 3.45 – Impédance thermique transitoire jonction / boîtier du MOSFET pour différentes durées d'impulsion t_p (courbe issue de la datasheet), $D = \frac{t_p}{t}$

De plus, la courbe fournie dans la datasheet du constructeur, donnant la valeur maximale du courant de drain en fonction de la tension drain / source pour plusieurs durées d'impulsion t_p , est présentée sur la figure 3.46. À $t = 9 \mu\text{s}$, la tension drain / masse est de 100 V, matérialisée en pointillés rouges sur la figure 3.46. À cette tension, le courant de drain ne peut pas excéder 33 A. Or d'après la mesure présentée sur la figure 3.43, le courant de drain vaut environ 230 A. Cette comparaison avec la datasheet confirme également que la cause de la destruction du MOSFET est un courant de drain d'amplitude trop importante.

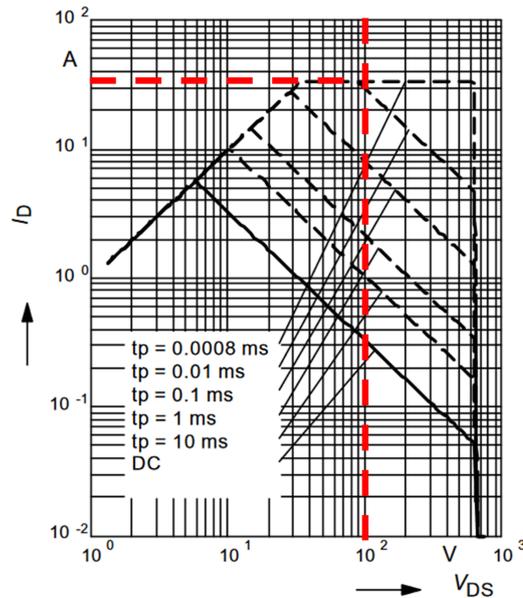


FIGURE 3.46 – Courant de drain en fonction de la tension drain / source pour différentes durées d'impulsion t_p (courbe issue de la datasheet)

Concernant la destruction du shunt, ce dernier est certainement également détruit à cause d'un fort courant. En effet, en comparant le courant mesuré en aval du condensateur de filtrage / lissage à celui obtenu en simulation, il a été montré que le shunt était détruit environ 1,5 ms après l'injection de la perturbation en entrée de l'alimentation. À cet instant, le courant traversant le shunt vaut environ 250 A. Sachant que la valeur du shunt est de $0,25 \Omega$ typique, la puissance instantanée dissipée est de 15,6 kW. D'après la datasheet, ce composant peut accepter une puissance continue de 2 W. Aucune donnée n'est fournie sur la puissance instantanée qu'il peut dissiper mais il est probable qu'une puissance de 15,6 kW soit trop importante.

Origine de la cause de la destruction

L'origine de ce fort courant dans le drain a été déterminée à l'aide de mesures et d'expérimentations supplémentaires. Comme présenté sur la tension drain / masse sur la figure 3.43, le MOSFET est passant à environ $-7 \mu\text{s}$ (tension nulle). L'alimentation

fonctionnant à une fréquence de 65 kHz, la mise à l'état passant suivant aurait dû se situer à environ 8 μ s. Entre ces deux intervalles, le MOSFET est censé être à l'état bloqué alors qu'un fort courant était présent sur le drain. Il a donc été nécessaire de trouver la raison qui aurait pu remettre le MOSFET à l'état « ON ». Après analyse, la mise à l'état « ON » du MOSFET ne pouvait être due qu'à trois raisons :

- un décalage de référence entre la masse du contrôleur PWM et la masse du MOSFET,
- une perturbation interne du contrôleur PWM due à l'injection qui aurait pu commander le MOSFET de manière imprévue,
- une forte variation ($\frac{dV}{dt}$ positif) sur la tension de drain qui se retrouverait sur la grille par l'intermédiaire de la capacité grille / drain. Ce phénomène est connu et très fréquent [97, 98, 99].

Finalement, après investigations des différentes hypothèses, la dernière d'entre elles a pu être vérifiée. En effet, un essai a été réalisé en retirant le contrôleur PWM de l'alimentation, comme présenté sur la figure 3.47. Celui-ci a été remplacé entre la borne « driver », commandant le MOSFET, et celle de masse par une résistance de 10 Ω qui correspond à la résistance interne de la partie low-side du driver de grille lorsque le signal de grille est à l'état bas (MOSFET bloqué).

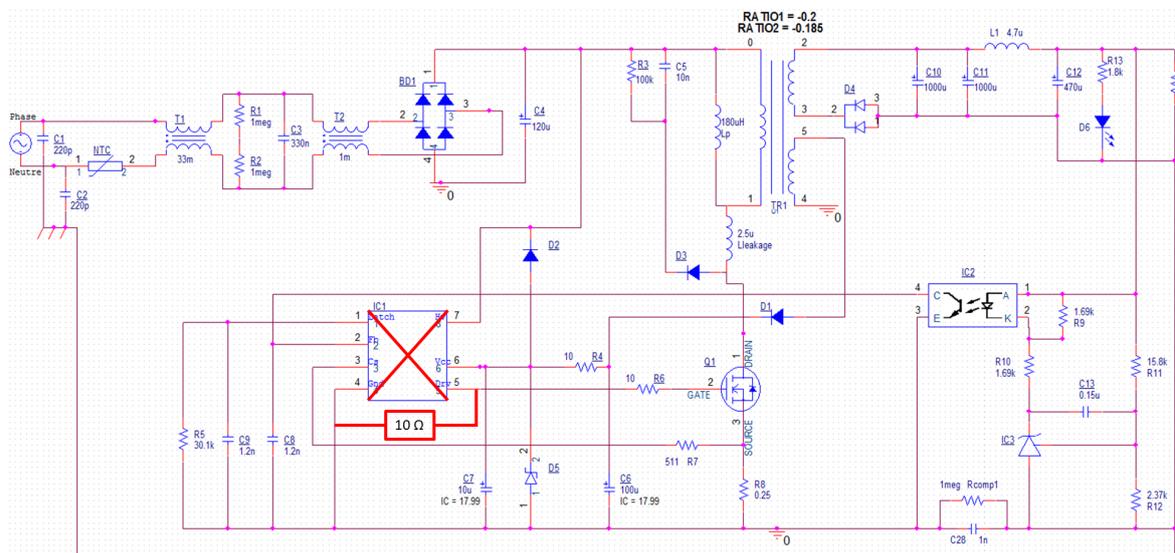


FIGURE 3.47 – Schéma de l'alimentation pour l'expérimentation sans contrôleur

Dans cette configuration et malgré l'absence du contrôleur, le MOSFET est tout de même remis à l'état « ON » comme le montrent les courbes de la figure 3.48. En effet, à l'injection du courant en entrée de l'alimentation à $t = 0$, la tension de grille devient positive et le courant dans le drain augmente fortement. Ce dernier a une forme proche de celle observée sur l'alimentation complète, en vert sur la figure 3.48.

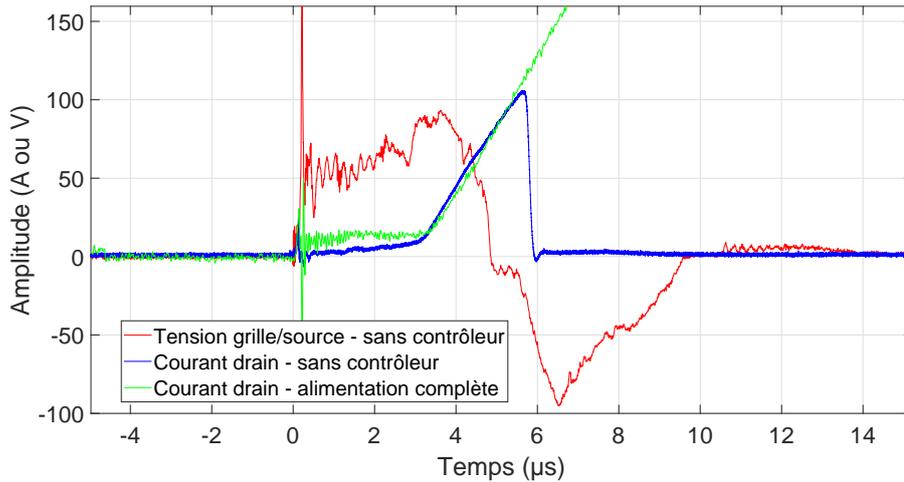


FIGURE 3.48 – Courant de drain et tension de commande grille / source lors d'une destruction sans contrôleur, et courant de drain dans le cas de l'alimentation complète

Finalement, cette expérimentation sur une alimentation sans contrôleur permet de valider l'hypothèse que le MOSFET est remis à l'état passant à cause du $\frac{dV}{dt}$ trop important sur la tension drain / masse, qui génère une tension positive sur la grille au travers de la capacité grille / drain. La variation de tension est, quant à elle, due directement à la perturbation injectée en entrée de l'alimentation.

Une simulation Spice autour du MOSFET a été réalisée afin de vérifier cette conclusion. La simulation présentée sur la figure 3.49 est construite à l'aide du modèle constructeur Spice du MOSFET. La résistance de grille et le shunt ont été positionnés, ainsi qu'une résistance de charge sur le drain et une résistance de 10 Ω simulant l'impédance de la partie low-side de la broche « driver » du contrôleur PWM. Une tension drain / source est appliquée aux bornes du MOSFET afin de simuler un fort $\frac{dV}{dt}$ positif.

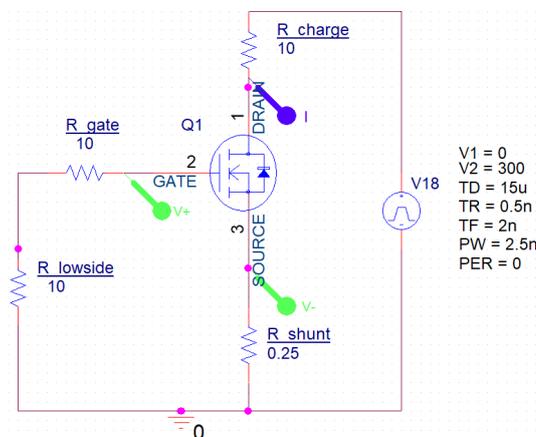


FIGURE 3.49 – Simulation Spice du MOSFET avec un fort $\frac{dV}{dt}$ positif appliqué à ses bornes

Le courant de drain et la tension grille / source obtenus avec cette simulation sont présentés sur la figure 3.50. Les formes de ces signaux sont proches de celles obtenues en

mesures sur la figure 3.48. Malgré tout, les durées ne sont pas similaires. En effet en simulation, les signaux ne durent que quelques nanosecondes, liées à la durée de la variation de tension sur le drain du MOSFET.

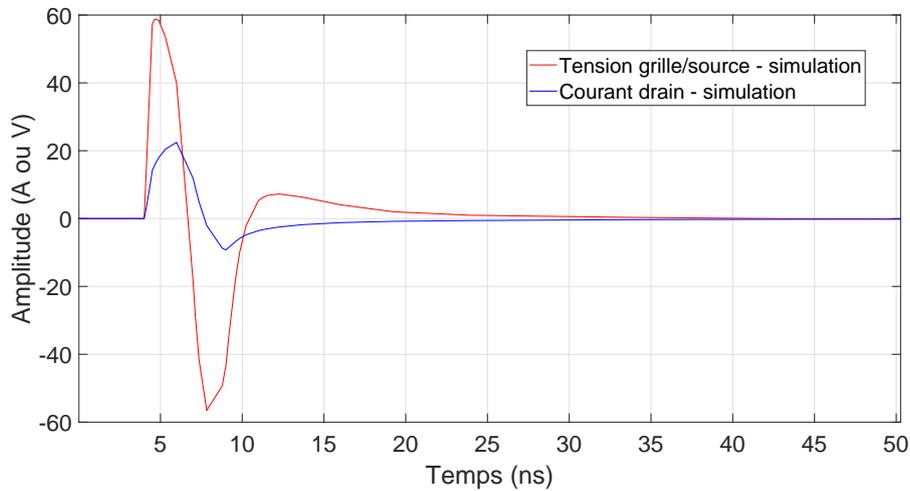


FIGURE 3.50 – Courant de drain et tension de commande grille / source lors de l'application d'une variation positive importante de tension aux bornes du MOSFET

Par conséquent, cette simulation permet de montrer que les variations rapides observées sur la tension drain / source du MOSFET lors de sa destruction ne sont pas à elles seules responsables de la remise à l'état passant du MOSFET. En effet, la tension grille / source devient effectivement positive au travers de la capacité grille / drain lors de fortes variations de tension sur le drain, mais pendant des durées similaires aux variations. Or, le zoom sur les premières microsecondes de la tension drain / masse, présenté sur la figure 3.51, mesurée lors de la destruction du MOSFET montre des variations uniquement pendant les 3 à 4 premières microsecondes alors que le MOSFET est passant jusqu'à sa destruction à $t = 9 \mu\text{s}$.

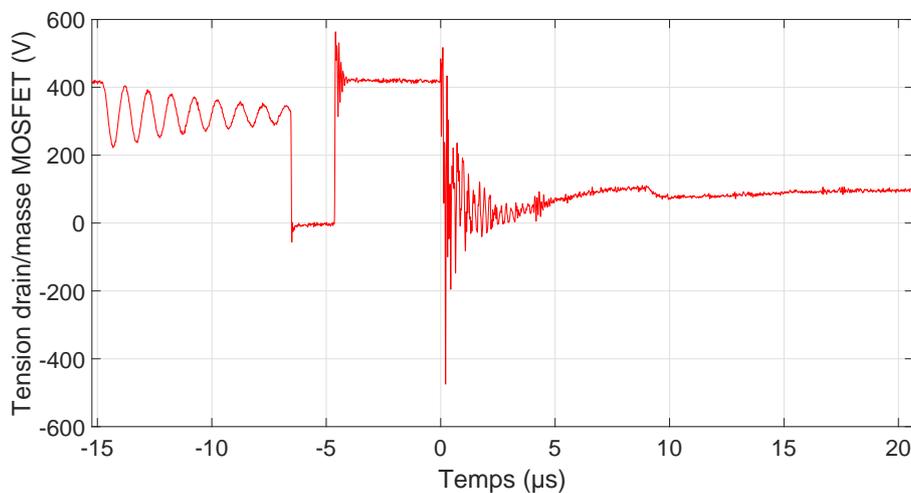


FIGURE 3.51 – Zoom sur les premières microsecondes de la tension de drain lors de destruction du MOSFET

Finalement, il est probable que la remise à l'état passant du MOSFET soit due, dans un premier temps, aux forts $\frac{dV}{dt}$ positifs présents sur la tension drain / masse qui génèrent une tension positive sur la grille, au travers de la capacité grille / drain. D'après la figure 3.48, la tension grille / source induite est supérieure aux 30 V admissibles par le MOSFET d'après sa datasheet. Par conséquent, l'oxyde de grille est probablement endommagé de par cette tension grille / source importante. Du fait de l'endommagement de l'oxyde de grille, le MOSFET pourrait être maintenu passant pendant un temps plus long. D'après la figure 3.48, la détérioration de l'oxyde a peut être lieu à $t = 3 \mu s$ car la pente du courant de drain augmente brutalement à cet instant. Malgré tout, cette hypothèse n'a pour le moment pas été vérifiée et aucune corrélation avec un phénomène physique n'a été réalisée.

3.3.3 Étude du contrôleur PWM

Analyse des composants détruits

Le contrôleur PWM commande le MOSFET à travers sa broche « driver » en fonction de la tension de sortie.

Dans le cas d'une destruction importante de l'alimentation, le contrôleur PWM est toujours détruit associé à la résistance de grille de 10 Ω placée en série sur sa broche « driver ». Ces deux composants sont identifiés sur la figure 3.52.

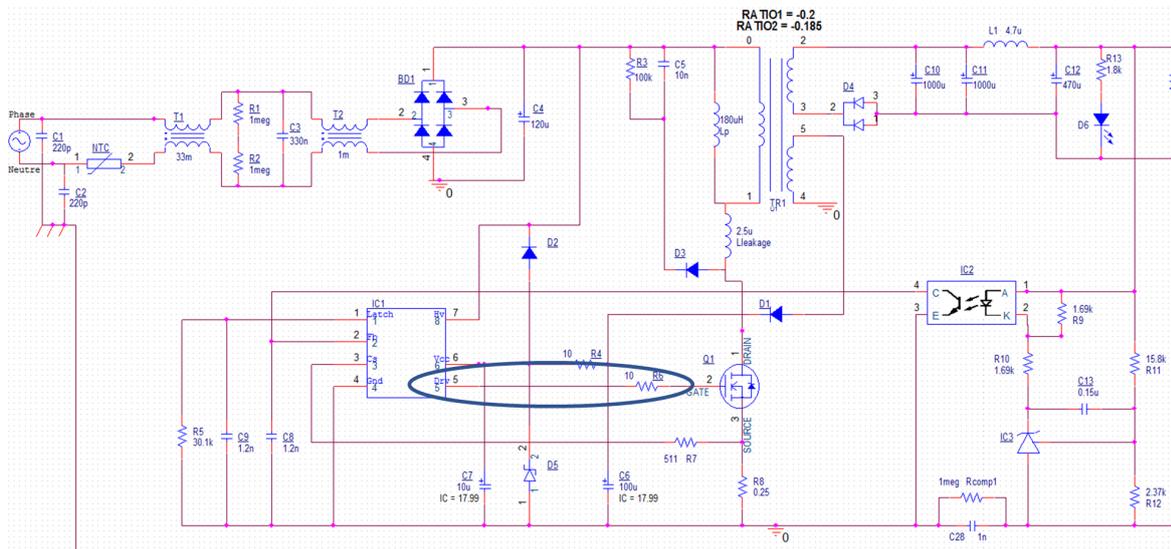


FIGURE 3.52 – Schéma de l'alimentation « DPS » avec identification du contrôleur PWM et de la résistance de grille associée sur sa broche « Drv »

Dans la majorité des cas, les destructions du contrôleur PWM et de la résistance de grille associée ne sont pas visibles à l'œil nu. Une analyse a permis de montrer que dans tous les cas la résistance de grille de 10 Ω se trouve en circuit ouvert une fois détruite. Par ailleurs, plusieurs contrôleurs PWM ont été analysés aux rayons X puis au microscope optique.

Un exemple de contrôleur PWM détruit, observé aux rayons X, est présenté sur la figure 3.53. Les rayons X permettent d'observer principalement l'état des fils de bonding du contrôleur. Sur tous les échantillons testés, aucune destruction d'un fil de bonding n'a été visualisée. La puce a donc été analysée plus en détail au microscope optique, comme présenté sur la figure 3.54.

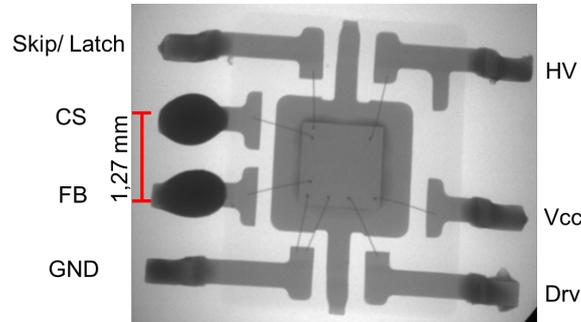


FIGURE 3.53 – Image aux rayons X d'un contrôleur PWM détruit

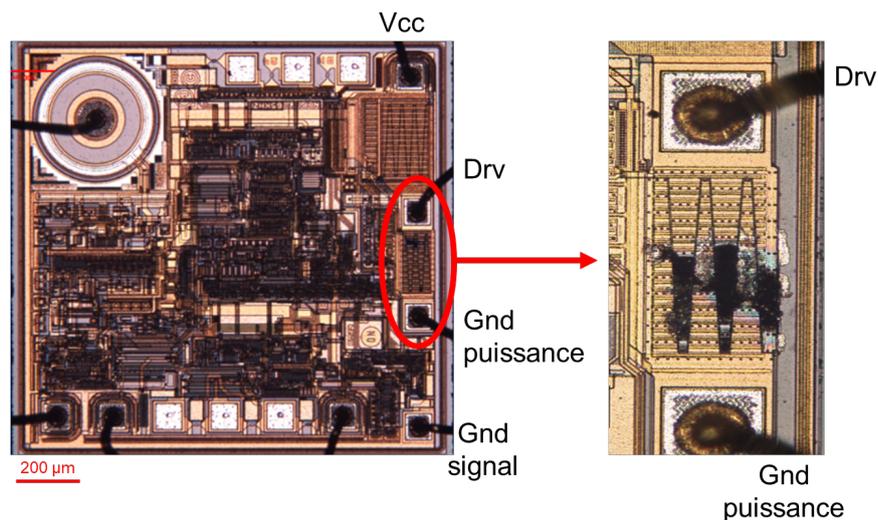


FIGURE 3.54 – Image au microscope optique d'un contrôleur PWM détruit après décapulation

L'analyse de la puce du contrôleur PWM au microscope optique, présentée sur la figure 3.54, a permis d'observer plusieurs aspects. Tout d'abord, la masse du contrôleur est séparée en deux sur la puce : la masse pour la partie driver de grille et la masse pour la partie signal de commande. Par ailleurs, la zone identifiée en rouge sur la puce, entre les broches « Drv » et « Gnd puissance », est une structure caractéristique d'un MOSFET interne au contrôleur. Cette zone correspond à la partie « low-side » du driver, active lorsque le MOSFET de l'alimentation est à l'état bloqué. Par ailleurs, une même structure de dimension plus importante est située en symétrie entre les broches « Vcc » et « Drv ». Elle correspond à la partie « high-side » du driver qui permet de commander le MOSFET de l'alimentation à l'état passant.

Finalement, grâce à l'analyse au microscope optique, il a été montré sur plusieurs échantillons testés que la partie « low-side » du driver a été endommagée. En effet, la figure 3.54 présente un zoom de cette partie affectée de la puce. La structure caractéristique d'un MOSFET interne apparaît clairement détruite avec la présence de métal fondu. Grâce à l'analyse du composant, il est montré que la destruction du driver de grille du MOSFET de l'alimentation est probablement due à un fort courant, produisant un emballement thermique du composant.

Par ailleurs, dans certains cas de destructions importantes de l'alimentation, la destruction du contrôleur PWM peut être visible à l'œil nu, comme présenté sur la figure 3.55. Lorsque celle-ci est visible, la partie « HV », pour high-voltage (haute tension en français), est détruite en plus de la partie « low-side » du driver. Cette partie permet d'alimenter le contrôleur au démarrage de l'alimentation jusqu'à ce que la tension sur la broche « Vcc » atteigne la tension de référence de 19 V. Elle est ensuite inutilisée le reste du temps.

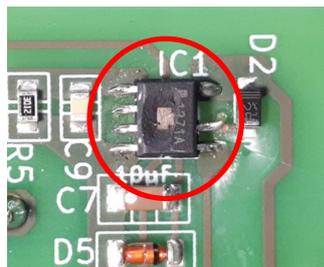


FIGURE 3.55 – Exemple de destruction visible d'un contrôleur PWM d'une alimentation « DPS »

Des analyses au microscope optique ont été réalisées sur des contrôleurs dont la broche haute tension a notamment été détruite. L'analyse présentée sur la figure 3.56 montre clairement les dommages importants présents sur le contrôleur.

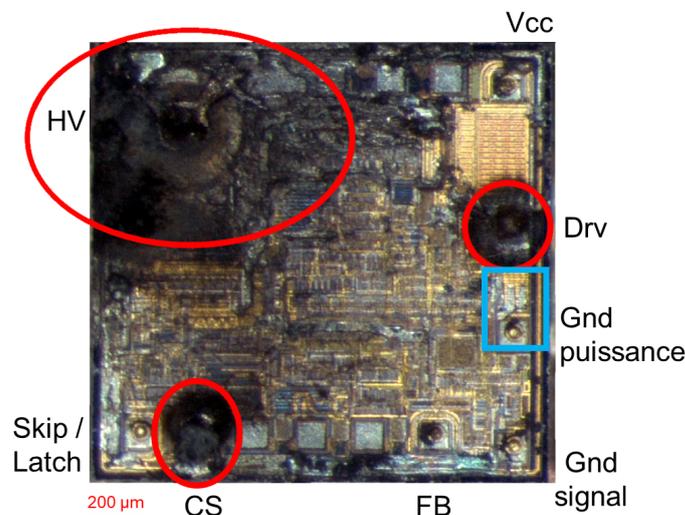


FIGURE 3.56 – Exemple d'image obtenue au microscope optique après décapulation d'un contrôleur PWM détruit de manière importante

Comme identifié en bleu, la destruction de la structure low-side du driver est similaire à celle observée sur la figure 3.54. De plus, la broche « CS » (Current Sense), qui permet de relever la valeur du courant traversant le MOSFET, apparaît également impactée. Enfin, la partie haute tension, « HV », est clairement endommagée de manière importante, ce qui se répercute sur une grande partie des composants à proximité. Finalement, la destruction de ce contrôleur est conséquente et de nombreuses parties de la puce sont affectées.

L'observation de l'ampleur de la destruction de la structure haute tension peut laisser penser qu'elle a été endommagée à cause d'un fort courant. Malgré tout, la raison de la présence de ce fort courant sur la broche « HV », uniquement dans certains cas, n'a pour le moment pas été identifiée. Le contrôleur est peut être perturbé par l'injection; ce qui engendre l'activation de structures en interne du composant. La structure du contrôleur étant complexe, il est difficile de réellement comprendre les causes de sa destruction. D'autres fonctions, associées notamment aux broches « CS » et « FB », semblent également avoir été impactées.

Ces cas de contrôleurs dont les broches « HV » et « Drv », ainsi que d'autres broches, ont été impactées simultanément ne sont pas étudiés dans la suite. Ils sont moins fréquents que ceux avec uniquement la broche « Drv » détruite. La cause précise de cette destruction pourra être intéressante à analyser lors de travaux ultérieurs.

Mesures expliquant la destruction

Afin de comprendre la destruction de la broche « Drv » du contrôleur PWM, des mesures de courants et de tensions ont été réalisées à ses bornes lors de la destruction de l'alimentation. Des alimentations supplémentaires ont donc été détruites afin de conclure sur la cause de la destruction de la partie « low-side » de la broche « Drv » du contrôleur.

Comme présenté sur la figure 3.57, les mesures du courant de grille et de la tension grille / masse du MOSFET ont été effectuées.

La figure 3.58 présente une mesure du courant de grille et de la tension grille / masse lors d'une destruction importante de l'alimentation.

Un courant important d'environ 8 A pendant 30 μ s est observé sur la broche « Drv ». Ce courant est négatif, il se propage donc vers le contrôleur PWM. Un tel courant est possible uniquement lorsque le MOSFET est détruit en court-circuit. En effet, le chemin de courant drain / grille est créé une fois que les broches du MOSFET sont en court-circuit. La majeure partie du courant de drain continue de s'écouler par le shunt du MOSFET jusqu'à sa destruction, mais une fraction de ce courant (8 A) se propage tout de même par la grille vers le contrôleur pendant 30 μ s.

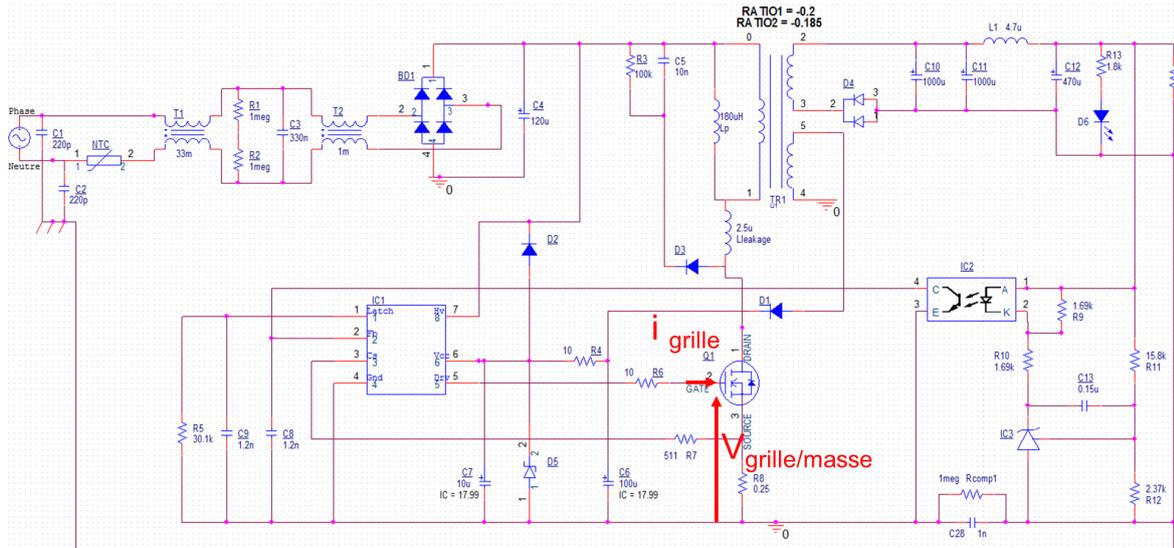


FIGURE 3.57 – Localisation des grandeurs mesurées pour comprendre la destruction du contrôleur PWM et de la résistance de grille associée sur sa broche « Drv »

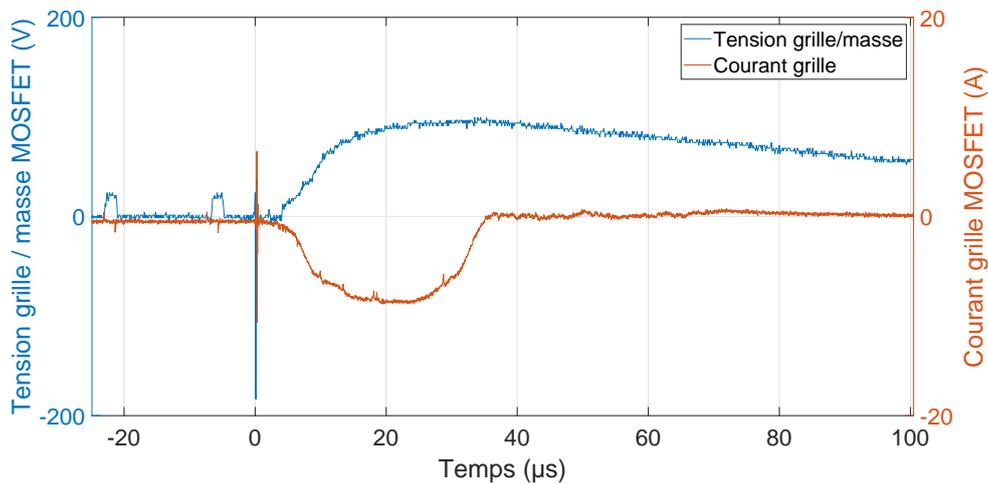


FIGURE 3.58 – Courant de grille et tension grille / masse lors d’une destruction importante de l’alimentation

De plus, la tension grille / masse atteint 90 V et est supérieure à 20 V pendant plusieurs centaines de microsecondes. Or, d’après la datasheet, les limites maximales du courant (pour la partie low-side) et de la tension admissibles par la broche « Drv » du contrôleur PWM sont respectivement de 800 mA et 20 V. Ces limites sont donc largement dépassées lors de l’injection de la perturbation en entrée de l’alimentation ; ce qui explique la destruction du contrôleur.

Du fait que le courant de grille comme la tension grille / masse dépassent largement les limites fournies par la datasheet du contrôleur, il est impossible de déterminer, uniquement à partir de ces données, si la destruction est due au courant ou à la tension. Malgré tout, le calcul de la puissance instantanée dans la partie low-side fournit une valeur d’environ 650 W. Cette puissance à dissiper est probablement trop importante pour un contrôleur CMS. De plus,

grâce aux analyses au microscope des contrôleurs PWM détruits, comme sur la figure 3.54, la tendance est plutôt à une destruction en courant. En effet, du métal fondu est observable, signe d'une forte dissipation de chaleur due au courant de 8 A pendant 30 μ s, plutôt qu'à un phénomène de rupture de diélectrique dû à une trop forte tension.

Par ailleurs, la résistance de grille de 10 Ω est probablement détruite dans le même temps que la broche « Drv ».

La tension aux bornes de la résistance de grille vaut $V_{R_{grille}} = R_{grille} \times I_{grille}$. Étant donné que le courant de grille atteint 8 A pendant 30 μ s, la tension aux bornes de la résistance de grille atteint environ 80 V pendant la même durée. Or, d'après la datasheet, la résistance de grille en boîtier 1206 ne peut pas être détruite en dessous de 700 V. La tension n'est donc pas la cause de sa destruction.

De plus, la puissance dissipée par la résistance de grille vaut $R_{grille} \times I_{grille}^2$. Avec un courant de grille maximal de 8 A, la puissance crête dissipée par la résistance vaut donc 640 W. Or, d'après la figure 3.59 qui fournit, la résistance de grille en boîtier 1206 peut dissiper une puissance crête de 40 W pendant 30 μ s. La puissance à dissiper de 640 W est donc très largement supérieure à la valeur fournie dans la datasheet. Par conséquent, la résistance de grille est également détruite à cause du trop fort courant la traversant.

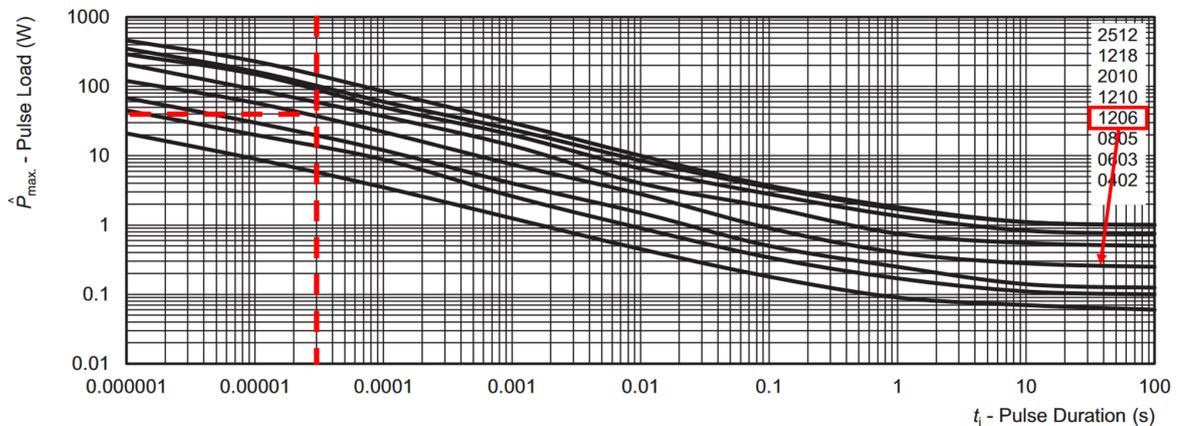


FIGURE 3.59 – Puissance crête admissible en fonction de la durée de l'impulsion de la résistance de grille de 10 Ω CRCW120610R0FKEA, issu de la datasheet

3.3.4 Étude de la diode de redressement D1

Analyse des composants détruits

La diode de redressement D1 est la diode qui permet de redresser la tension aux bornes de l'enroulement auxiliaire du transformateur. Cette tension permet d'alimenter le contrôleur PWM par sa broche « Vcc ». Cette diode D1 montée en surface est identifiée sur la figure 3.60.

Dans le cas d'une destruction minime comme importante de l'alimentation, la diode de

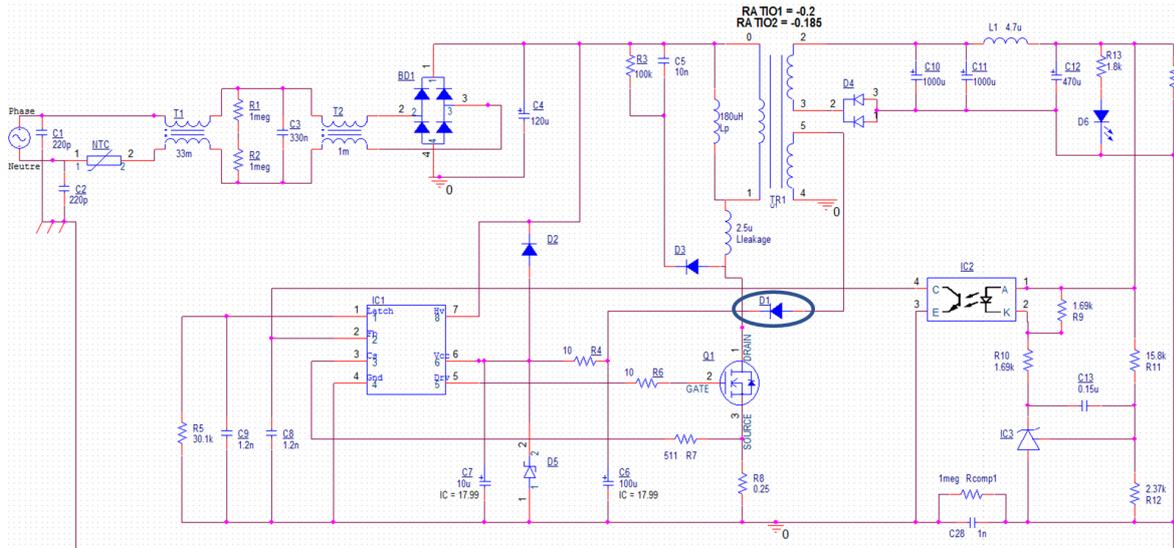


FIGURE 3.60 – Localisation de la diode de redressement D1 placée sur l'enroulement auxiliaire du transformateur de l'alimentation test « DPS »

redressement D1 est toujours détruite. Celle-ci n'est jamais observable à l'œil nu, mais une première analyse au multimètre permet de définir son état après destruction, en court-circuit ou en circuit ouvert. Aucun lien avec des mesures n'a pu être établi afin de prédire l'état de la diode après sa destruction.

Une analyse plus détaillée a pu être réalisée aux rayons X. Ces derniers permettent de visualiser des diodes de redressement détruites en court-circuit sur la figure 3.61 et en circuit ouvert sur la figure 3.62. Sur ces deux figures, la structure de la diode est visible avec les lead frames, la puce et le fil de bonding reliant l'anode de la puce au lead frame.

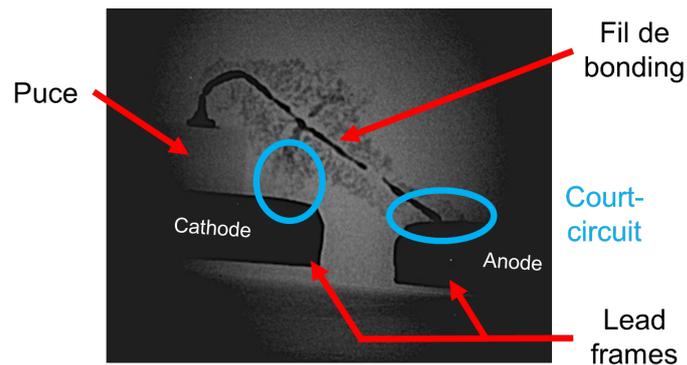


FIGURE 3.61 – Image aux rayons X d'une diode de redressement D1 détruite en court-circuit en vue de côté

Sur la figure 3.61, un exemple d'une diode de redressement se trouvant en court-circuit après sa destruction est présentée vue de côté. Le fil de bonding apparaît sectionné en plusieurs endroits mais dans ce cas, le court-circuit est également observable. En effet, il peut être décelé dans les deux parties identifiées en bleu. Une agrégation de particules métalliques (partie sombre autour du fil de bonding) s'est formée et crée une liaison directe entre les

deux lead frames de la diode, réalisant un court-circuit.

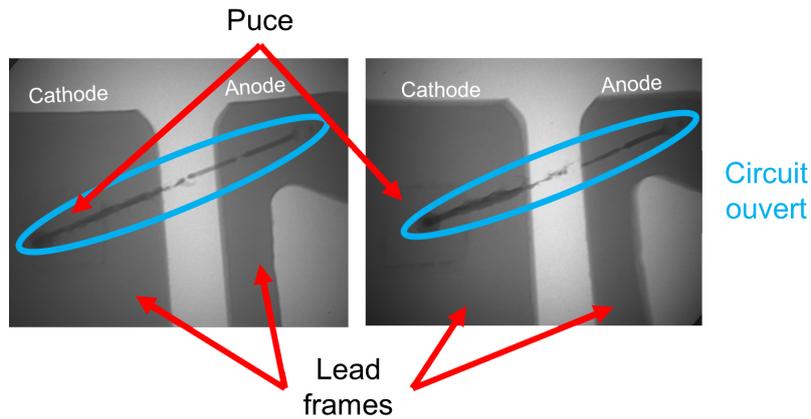


FIGURE 3.62 – Images aux rayons X de diodes de redressement D1 détruites en circuit ouvert en vue de dessus

Sur la figure 3.62, deux exemples de diodes se trouvant en circuit ouvert après leur destruction sont présentés vue de dessus. Pour chacune, le fil de bonding, identifié en bleu, apparaît clairement détruit et coupé en plusieurs endroits. La diode est donc bien en circuit ouvert entre son anode et sa cathode.

Enfin, la puce d'une diode détruite a été observée au microscope optique. La figure 3.63 révèle plusieurs zones d'anomalies sur la puce. En effet, une zone importante identifiée en orange est composée de métal fondu, au pied du bonding. Le bonding est également détérioré. De plus, comme identifié en jaune, des fissures apparaissent sur la puce. Par ailleurs, la zone rouge présente une dégradation au bord de la puce.

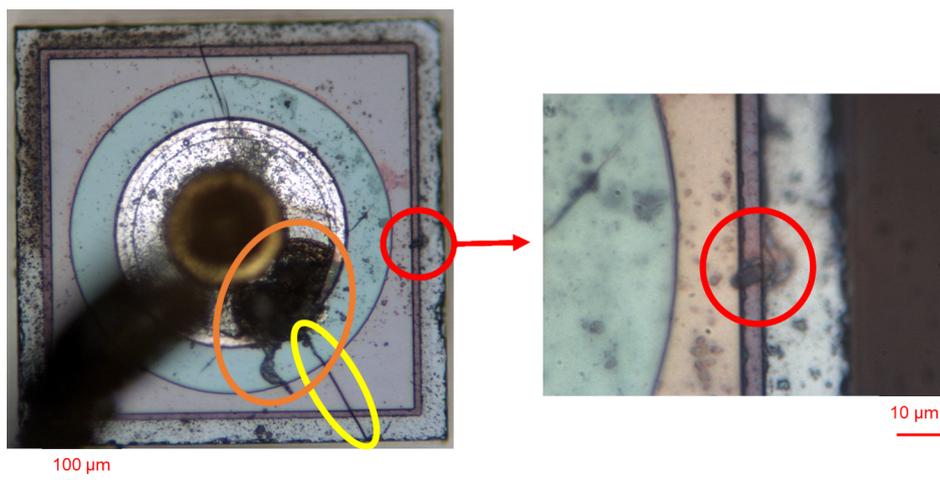


FIGURE 3.63 – Image au microscope optique de la puce d'une diode de redressement D1 détruite

La défaillance des diodes dans les convertisseurs de puissance est relativement bien connue. En effet, dans [100, 101, 102], deux raisons principales pouvant conduire à la destruction de la diode sont données. La première est liée à une surtension et la seconde à une surintensité.

Une défaillance due à une surtension est souvent liée à un effet d'avalanche. Ce dernier a lieu lorsque la tension inverse appliquée aux bornes de la diode dépasse sa valeur limite. Ce phénomène provoque généralement une destruction importante, comme présenté dans [100]. En effet, dans des composants à jonction plane, le bord de la puce limite généralement sa tenue en tension [95]. Ainsi, la destruction due à l'avalanche se produit en premier lieu au bord de la puce, comme expliqué dans [103, 104, 105]. Or d'après la figure 3.63, la zone identifiée en rouge présente une anomalie sur le bord de la puce. La destruction de la diode D1 pourrait donc être liée à un effet d'avalanche.

Une défaillance due à une surintensité est, quant à elle, généralement observée lorsque le courant dépasse la valeur maximale du courant crête non répétitif donnée par le fabricant. Par exemple, la tenue en courant d'une diode pendant 1 ms est généralement de 10 à 12 fois le courant nominal [95]. D'après les analyses aux rayons X (figures 3.61 et 3.62) et au microscope optique (zone identifiée en orange sur la figure 3.63), un fort courant pourrait être à l'origine de la fusion du fil de bonding et du métal présent sur la puce.

Par ailleurs, d'après [95], des fissures présentes sur la puce de la diode peuvent apparaître à la suite d'une avalanche importante ou à l'endroit d'un point chaud local. L'origine de ces fissures est donc difficilement explicable.

Finalement, d'après les analyses des diodes aux rayons X et au microscope optique, et la bibliographie, la destruction de la diode de redressement D1 n'est pas clairement identifiée.

Mesures expliquant la destruction

Afin de comprendre la destruction de la diode de redressement D1, des mesures de courants et de tensions ont été réalisées à ses bornes lors de la destruction de l'alimentation. Plusieurs essais ont été réalisés afin de vérifier la répétabilité des résultats.

Comme présenté sur la figure 3.64, les mesures du courant traversant la diode D1 en direct, de la tension anode / cathode aux bornes de la diode, ainsi que des tensions anode / masse en amont et cathode / masse en aval de la diode ont été effectuées lors d'une destruction minimale et lors d'une destruction importante de l'alimentation.

La figure 3.65 présente le courant traversant D1 et sa tension anode / cathode mesurés dans le cas d'une destruction importante de l'alimentation, ainsi qu'un zoom sur les premières centaines de nanosecondes après l'injection.

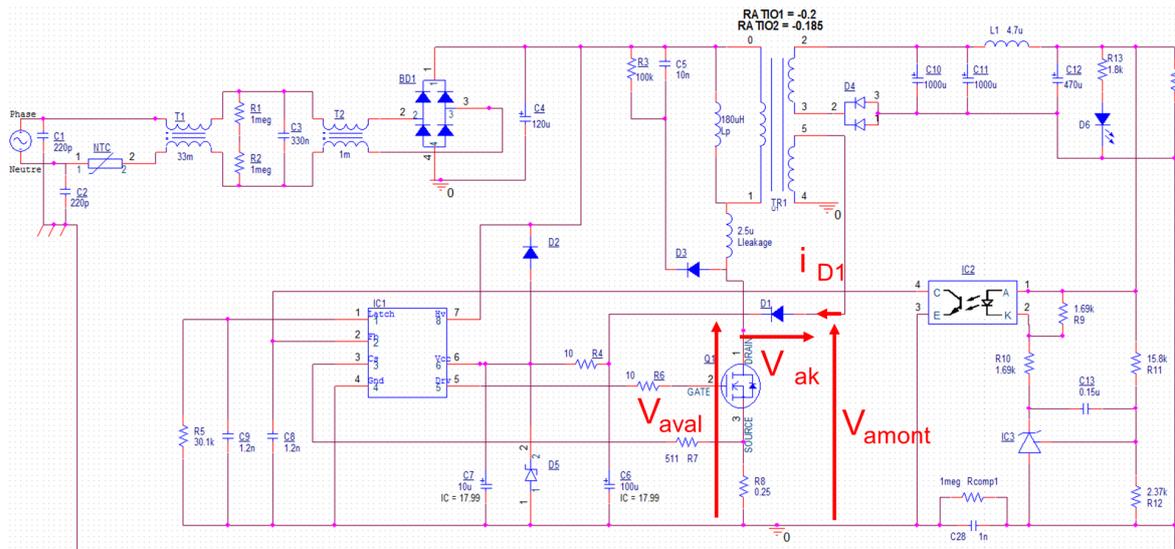


FIGURE 3.64 – Localisation des grandeurs mesurées pour comprendre la destruction de la diode de redressement D1

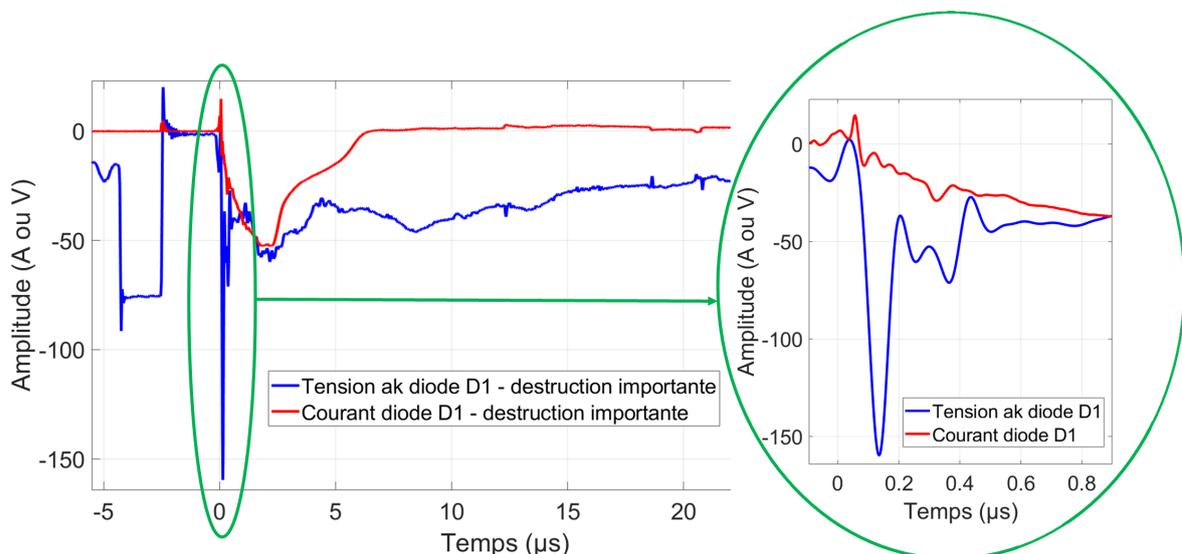


FIGURE 3.65 – Courant traversant la diode D1 et tension (anode-cathode) aux bornes de la diode de redressement D1 lors d'une destruction importante de l'alimentation

La figure 3.66 présente les mêmes mesures obtenues dans le cas d'une destruction minimale de la diode de redressement D1 seule.

Enfin, la figure 3.67 présente la tension cathode / masse en aval de la diode de redressement.

D'après la figure 3.65, dans le cas de la destruction importante de l'alimentation, le courant traversant la diode présente un faible courant direct moyen d'environ 7 A pendant moins de 100 ns. Ensuite, le courant augmente en inverse de la diode de manière importante jusqu'à 50 A au bout de 2 μ s, avant de diminuer. Par ailleurs, la tension anode / cathode atteint environ 160 V pendant 100 ns.

De plus, la tension mesurée aux bornes du condensateur placée en aval de la diode,

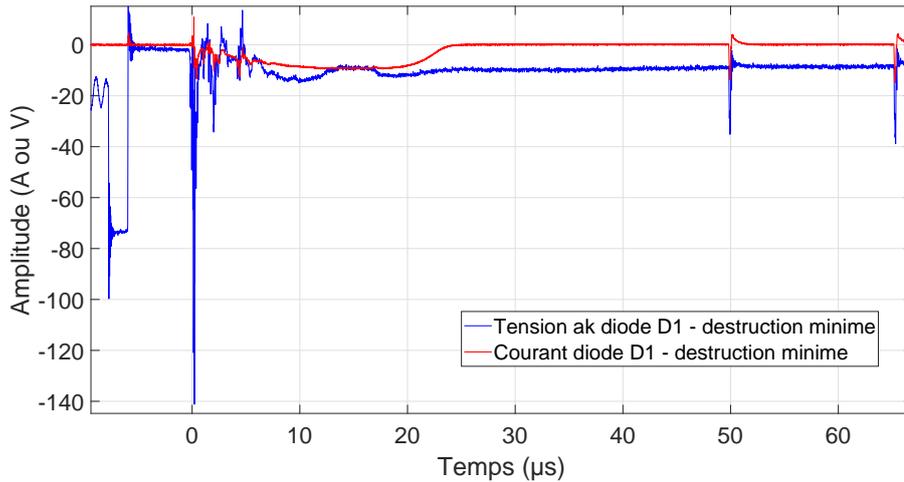


FIGURE 3.66 – Courant traversant la diode D1 et tension (anode-cathode) aux bornes de la diode de redressement D1 lors de sa destruction seule (« destruction minime »)

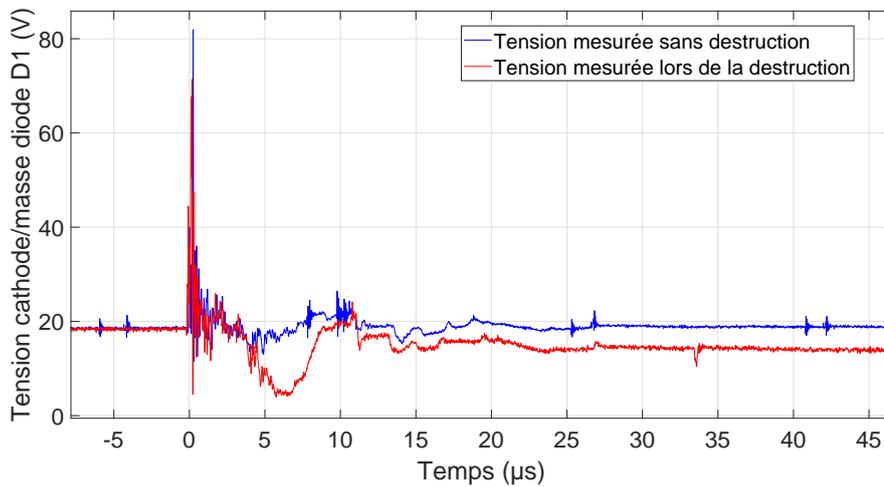


FIGURE 3.67 – Tension en aval de D1 avant et au moment de la destruction de l'alimentation

présentée sur la figure 3.67, montre une chute de 19 V à 4 V. Cette mesure n'a pas été réalisée lors du même essai que celles de la figure 3.65, mais cette chute montre que le courant inverse traversant la diode D1 est fourni par ce condensateur.

Concernant la destruction de la diode D1 seule, les signaux de la figure 3.66 suivent la même tendance, bien que le courant inverse dans la diode soit moins important mais pendant une durée plus longue.

D'après la datasheet de la diode D1 de référence MMSD914T1G, le courant direct impulsionnel admissible est de 2 A pendant 1 μ s et la tension inverse maximale admissible est de 100 V. Il n'est donc pas évident de définir si un courant direct de 7 A pendant 100 ns peut détruire la diode dans le cas de la destruction importante par exemple. Un travail extérieur à la thèse a été réalisée sur la diode D1. Un TLP (Transmission Line Pulse) a été utilisé afin d'injecter un créneau impulsionnel de tension d'une largeur de 100 ns aux bornes

de la diode, en direct et en inverse. La tension a été augmentée de manière incrémentale et le courant a été relevé. Les résultats sont présentés sur la figure 3.68. Lors d'injections réalisées en direct, le courant a atteint au maximum 18 A mais aucune destruction de la diode n'a été observée. En revanche, lors d'injections de tension en inverse, une fois le pallier de 150 V dépassé, la diode part en avalanche et le courant augmente. La diode D1 finit par être détruite en inverse avec un courant atteignant 3,5 A.

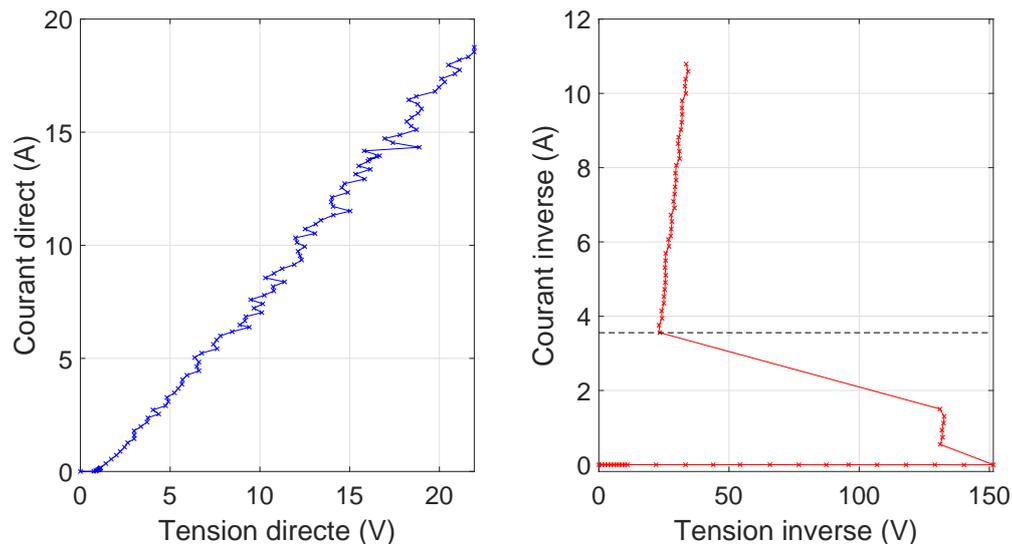


FIGURE 3.68 – Caractéristique i-v de la diode de redressement D1 en direct et en inverse

Ces résultats permettent de définir la cause de la destruction de la diode de redressement D1 lorsqu'elle est placée dans l'alimentation. En effet d'après la figure 3.68, un courant direct de 7 A pendant 100 ns ne peut pas détruire la diode. En revanche, la tension inverse de 160 V mesurée dans le cas d'une destruction importante, et de 140 V dans le cas d'une destruction minimale, pendant une durée de 100 ns, permet de montrer que la diode de redressement D1 part en avalanche.

L'analyse de la puce de la diode présentée sur la figure 3.63, associée à la bibliographie [95, 103, 104, 105], est en accord avec ces conclusions. En effet, la dégradation de la bordure de la puce et les fissures de la puce sont dues à un phénomène d'avalanche. Un fort courant inverse est donc induit et détruit la diode, d'où la destruction du fil de bonding et la présence de métal fondu sur la surface de la puce.

Par ailleurs, l'origine de cette tension inverse importante n'est pas clairement définie. En effet, la solution la plus probable est que l'impulsion injectée en entrée de l'alimentation perturbe le fonctionnement du contrôleur par sa broche « HV ». De ce fait, la tension « Vcc » doit probablement augmenter pendant un court instant (comme présenté sur la figure 3.67), entraînant une tension inverse importante aux bornes de la diode de redressement D1.

3.3.5 Synthèse et hypothèses sur le scénario de la destruction globale de l'alimentation

Grâce aux mesures de courants et de tensions réalisées lors des destructions, à des simulations Spice de sous-parties de l'alimentation et aux analyses physiques des composants détruits, la destruction de chaque composant a pu être comprise et les causes ont été définies. Dans certains cas, uniquement des hypothèses plausibles ont pu être formulées. Afin de résumer, le tableau 3.6 récapitule tous les résultats obtenus.

TABLEAU 3.6 – Synthèse des causes de destruction de chaque composant

| Composant détruit | Cause | Amplitude crête | Durée |
|-----------------------|------------------------|---------------------|-------------------------|
| Pont de diodes | Courant | 250 A | 4 ms |
| MOSFET | Courant | 235 A | 9 μ s |
| Shunt (MOSFET) | Courant | 250 A | 1,5 ms |
| Contrôleur PWM (Drv) | Courant | 8 A | 30 μ s |
| Résistance de grille | Courant | 8 A | 30 μ s |
| Diode redressement D1 | Avalanche puis courant | 5 A ou 50 A | 20 μ s ou 5 μ s |
| Fusible | Courant | Centaines d'ampères | 5 ms |

À partir des conclusions sur la compréhension et la cause des destructions de chaque composant, un scénario complet peut être défini dans le cas de la destruction importante de l'alimentation en mode différentiel. La figure 3.69 présente ce scénario avec l'enchaînement possible des destructions.

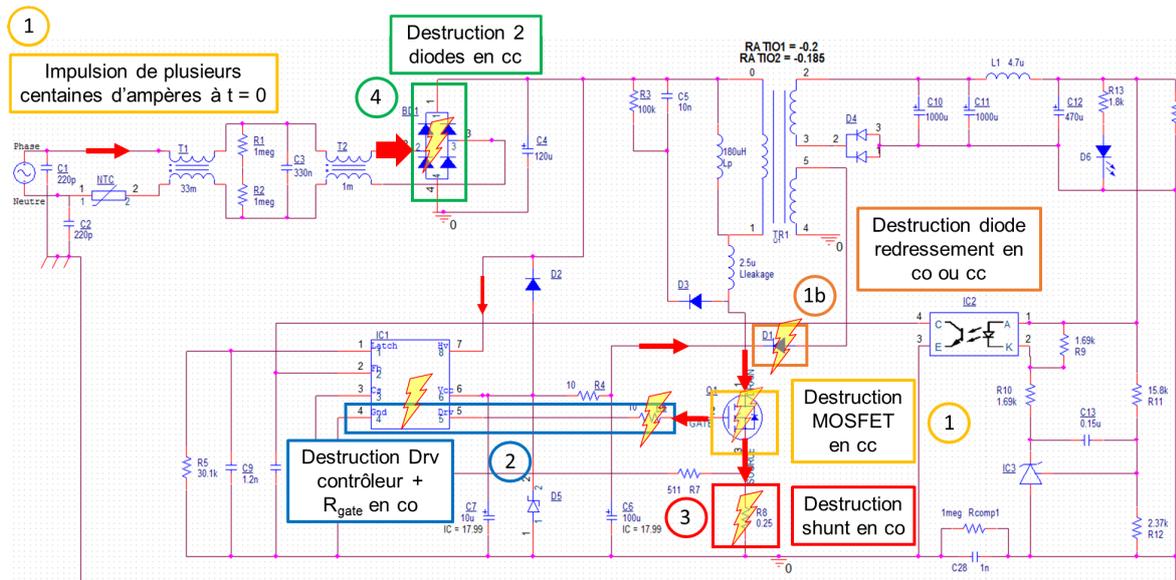


FIGURE 3.69 – Exemple d'un scénario de destruction importante de l'alimentation présentant l'enchaînement des destructions suite à une injection, en mode différentiel, d'un courant de plusieurs centaines d'ampères en entrée de l'alimentation (cc : court-circuit, co : circuit ouvert)

L'enchaînement est détaillé en plusieurs étapes successives :

- Première étape : une impulsion de plusieurs centaines d'ampères est injectée en mode

différentiel en entrée de l'alimentation à $t = 0$. Cette impulsion est injectée sur la phase et est synchronisée sur le minimum de la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur.

La perturbation se propage à travers le filtre d'entrée jusqu'au MOSFET. Celle-ci entraîne des $\frac{dV}{dt}$ élevés sur la tension drain / masse qui génèrent une tension positive sur la grille au travers de la capacité grille / drain du MOSFET. Cette tension remet le MOSFET à l'état passant et dégrade l'oxyde de grille du fait de son amplitude. Par conséquent, le MOSFET est maintenu à l'état passant pendant plusieurs microsecondes. Finalement, le MOSFET est détruit 9 μ s après l'injection de la perturbation à cause d'un courant de 235 A le traversant. Toutes les broches du MOSFET se trouvent en court-circuit du fait de la structure du MOSFET.

Dans le même temps, représentée par le numéro 1b sur la figure 3.69, une partie de la perturbation propagée dans l'alimentation atteint probablement le contrôleur par sa broche « HV ». Ce dernier est donc perturbé dans son fonctionnement et la tension « Vcc » doit augmenter pendant un court instant, entraînant une tension inverse importante aux bornes de la diode de redressement D1. Cette dernière part donc en avalanche et le courant augmente de manière importante, détruisant la diode D1 au bout de 20 μ s par un courant de 5 A dans le cas de sa destruction seule, ou au bout de 5 μ s par un courant de 50 A dans le cas d'une destruction importante de l'alimentation.

- Deuxième étape : le MOSFET étant en court-circuit, deux chemins de courant sont possibles vers la masse : le chemin drain / source au travers du shunt et celui grille / drain au travers de la résistance de grille. Après la destruction du MOSFET, la majorité du courant s'écoule par le shunt mais une partie traverse la résistance de grille vers le contrôleur PWM. Ces deux derniers composants sont détruits 30 μ s après l'injection de la perturbation à cause d'un courant de 8 A.
- Troisième étape : le courant continue de se propager par le shunt et sa valeur atteint une valeur crête de 250 A, environ 1,5 ms après l'injection de la perturbation en entrée de l'alimentation. À cet instant, le shunt est détruit en circuit ouvert.
- Quatrième étape : alors que le MOSFET est en court-circuit, l'impédance aux bornes du condensateur de filtrage / lissage en aval du pont de diodes est proche d'un court-circuit. Cette impédance a la valeur du court-circuit drain / source du MOSFET additionnée avec la valeur du shunt de 0,25 Ω , donc proche d'un court-circuit. Le courant appelé par le court-circuit de l'alimentation et traversant le pont de diodes est donc très élevé et atteint les 250 A au bout de 2 ms, avant de chuter. Finalement, le pont de diodes est probablement détruit 4 ms après l'injection

de la perturbation en entrée de l'alimentation par un phénomène d'échauffement thermique du composant. En effet, ce dernier a peut-être atteint une température trop élevée qui n'est pas encore dissipée au bout de 4 ms malgré la chute du courant. Le métal des lead frames du pont de diodes fond donc probablement et met deux diodes d'une même diagonale du pont en court-circuit.

- Cinquième étape : enfin, le fusible est détruit 5 ms après l'injection, lors du passage à une alternance positive de la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur. Toutes les destructions des composants de l'alimentation ont lieu dans les 4 ms suivant l'injection de la perturbation sur le minimum de la tension. Une fois la destruction des deux diodes du pont de diodes conduisant lors d'une alternance négative de la tension, l'entrée de l'alimentation devient celle présentée sur la figure 3.70.

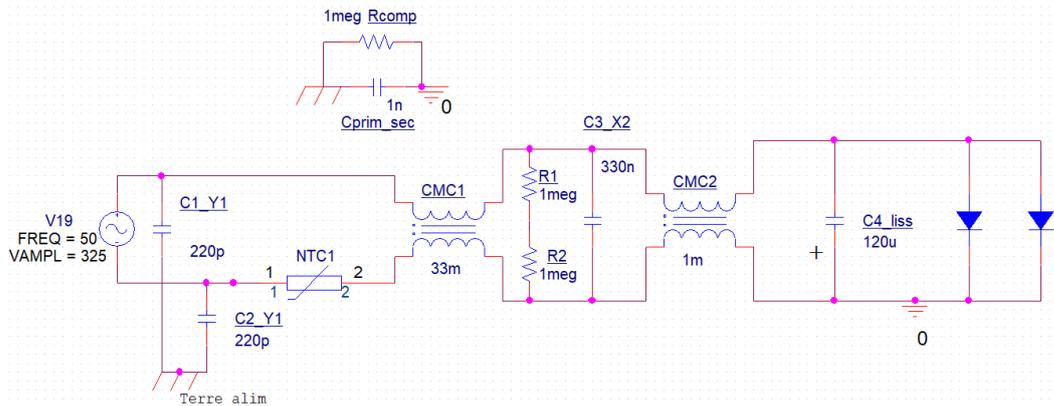


FIGURE 3.70 – Schéma de l'entrée de l'alimentation lorsque les deux diodes d'une même diagonale du pont de diodes sont détruites en court-circuit

Tant que la tension en entrée de l'alimentation est négative, le condensateur se charge. Au contraire, lorsque la tension en entrée de l'alimentation devient positive, donc 5 ms après l'injection de la perturbation, les deux diodes fonctionnelles du pont de diodes deviennent passantes et court-circuitent l'entrée de l'alimentation, entraînant la destruction du fusible.

Ce scénario n'est pas forcément unique, mais il correspond à celui qui paraît être le plus probable vis-à-vis des mesures qui ont été effectuées. Certaines mesures complémentaires pourraient être réalisées pour valider certains points du scénario. Malgré tout, toutes les destructions liées à des phénomènes dus au contrôleur PWM sont difficiles à valider de manière certaine, du fait de la structure interne complexe de ce composant.

Conclusion

Dans ce chapitre, des essais préliminaires de destruction ont été menés sur des alimentations grand public et sur des alimentations tests appelées « DPS ». Les deux études ont présenté des conclusions similaires. En effet, il est montré qu'à un niveau d'injection identique en entrée de l'alimentation testée, le mode commun est le plus destructeur. De plus, les mêmes composants ont été en majorité détruits : le fusible, le pont de diodes, le MOSFET avec ses composants associés et le contrôleur PWM avec des composants associés. La concordance des conclusions issues des essais réalisés sur des alimentations grand public et sur des alimentations « DPS » permet de s'assurer de la représentativité de cette dernière. En complément, une étude statistique détaillée est réalisée sur les seuils de destruction des alimentations grand public et « DPS » confondues. Cette analyse permet de calculer la dispersion des seuils de destruction en mode commun et en mode différentiel. De plus, elle montre que les seuils de destruction sont plus d'une fois et demi plus faibles en mode commun qu'en mode différentiel.

Par ailleurs, les moyens d'analyses des composants détruits sont présentés. Ils permettent de fournir des premières hypothèses sur la cause de leur destruction. Chaque composant a ensuite été étudié afin de comprendre pour quelle raison il a été détruit. Pour ce faire, en complément de la bibliographie et des analyses, des mesures de courants et de tensions ont été réalisées autour de chaque composant. Une étude a donc été menée par ailleurs afin de déterminer les capteurs appropriés pour effectuer ces mesures de plusieurs centaines d'ampères et de volts, lors de la destruction de l'alimentation, dans un environnement bruité. Finalement, les grandeurs mesurées ont été comparées aux données des datasheet des composants afin de valider la cause de la destruction. En complément et dans certains cas, des simulations Spice de sous-circuits de l'alimentation ont été nécessaires pour définir l'instant et la cause de la destruction du composant.

Enfin, la cause de la destruction de chaque composant a été expliquée ou bien une hypothèse plausible a été formulée. Tous les composants sont probablement détruits à cause d'un courant d'amplitude trop importante sur des temps allant de quelques microsecondes à quelques millisecondes. Les différentes mesures réalisées durant cette thèse ont permis de construire un scénario complet de destruction de l'alimentation. Ce scénario est le plus cohérent par rapport aux différents résultats observés.

Chapitre 4

Vers la modélisation de la susceptibilité

Sommaire

| | |
|--|------------|
| Introduction | 136 |
| 4.1 Simulation de l'alimentation test | 136 |
| 4.1.1 Modélisation des composants dans OrCAD - Spice | 137 |
| 4.1.2 Validation de la simulation | 144 |
| 4.2 Modélisation de PIC | 146 |
| 4.2.1 Méthode pour modéliser PIC | 146 |
| 4.2.2 Résultats de la modélisation en mode différentiel | 153 |
| 4.2.3 Résultats de la modélisation en mode commun | 156 |
| 4.3 Simulation de PIC | 159 |
| 4.3.1 Simulation en mode différentiel et validation | 160 |
| 4.3.2 Simulation en mode commun et validation | 162 |
| 4.3.3 Simulations couplées à l'alimentation et validations | 163 |
| Conclusion | 166 |

Introduction

De nombreux essais d'injection d'un fort courant en entrée d'alimentations électroniques ont été réalisés dans le chapitre 3. Ces essais ont permis de mieux comprendre les phénomènes de destruction de l'alimentation test « DPS ». Cependant, le nombre important d'essais envisagés représente un coût important et, dans ce contexte, la simulation présente tout son intérêt pour prédire les comportements des équipements et réduire le nombre d'essais à réaliser.

Dans ce but et dans un premier temps, la modélisation du moyen d'injection PIC, associée à celle de l'alimentation « DPS », est nécessaire afin d'obtenir une concordance simulation / mesure des courants et des tensions en entrée et en certains points de l'alimentation, lors d'une injection de courant impulsionnel. D'ores et déjà, il est montré dans la partie 3.3 que quelques simulations Spice de sous-parties de l'alimentation ont présenté des résultats intéressants, ayant permis de comprendre ou de valider certains phénomènes observés. Par la suite, l'intérêt de la modélisation sera de simuler le comportement global de l'alimentation « DPS » avec l'enchaînement successif des destructions lors de l'injection de la perturbation. La finalité de la simulation Spice sera de prédire le comportement d'alimentations d'équipements électroniques soumises à un courant impulsionnel de quelques centaines d'ampères, grâce à des modèles généralisés.

La première partie de ce chapitre présente la simulation de l'alimentation « DPS » conçue pour la thèse avec la modélisation des différents composants. Cette simulation est validée par comparaison avec des mesures de courants et de tensions sur l'alimentation. Par ailleurs, la majeure partie du chapitre abordera la modélisation de PIC. La méthode utilisée afin de le modéliser, en s'appuyant sur des mesures de courants et de tensions, est présentée. Cette méthode est appliquée pour une injection en mode différentiel mais aussi en mode commun. Les différents résultats sont exposés et ajoutés à la modélisation Spice de l'alimentation « DPS ».

4.1 Simulation de l'alimentation test

Parmi les nombreux logiciels existants pour la simulation électronique, OrCAD, Saber, Simplorer, PSIM et Simscape sont particulièrement adaptés pour la modélisation d'alimentations à découpage [106, 107, 108]. Dans le but de simuler également l'injection et la propagation de perturbations, le choix doit se porter sur un logiciel ouvert à l'ajout de nouveaux composants, soit par ses bibliothèques, soit par des possibilités de programmation. Ainsi, le logiciel OrCAD avec son cœur Spice a été retenu pour la thèse.

4.1.1 Modélisation des composants dans OrCAD - Spice

Le schéma électronique de l'alimentation test « DPS » de type flyback, conçue et fabriquée pour la thèse, a été saisi dans le logiciel OrCAD Capture en vue d'une simulation de type Spice, comme présenté sur la figure 4.1.

Différents modèles ont été utilisés :

- des modèles constructeurs disponibles sur les sites des fabricants tels que ON Semiconductor pour un bon nombre de diodes, Infineon pour le MOSFET, Shindengen pour le pont de diodes, etc. (composants en vert sur la figure 4.1),
- des modèles développés dans le cadre de ce travail de recherche (voir détails ci-après) tels que les condensateurs de mode commun, le condensateur de mode différentiel, les inductances de mode commun et le condensateur de filtrage en aval du pont de diodes (composants en rouge sur la figure 4.1),
- des modèles de base, idéaux, inclus dans OrCAD (composants non repérés sur la figure 4.1).

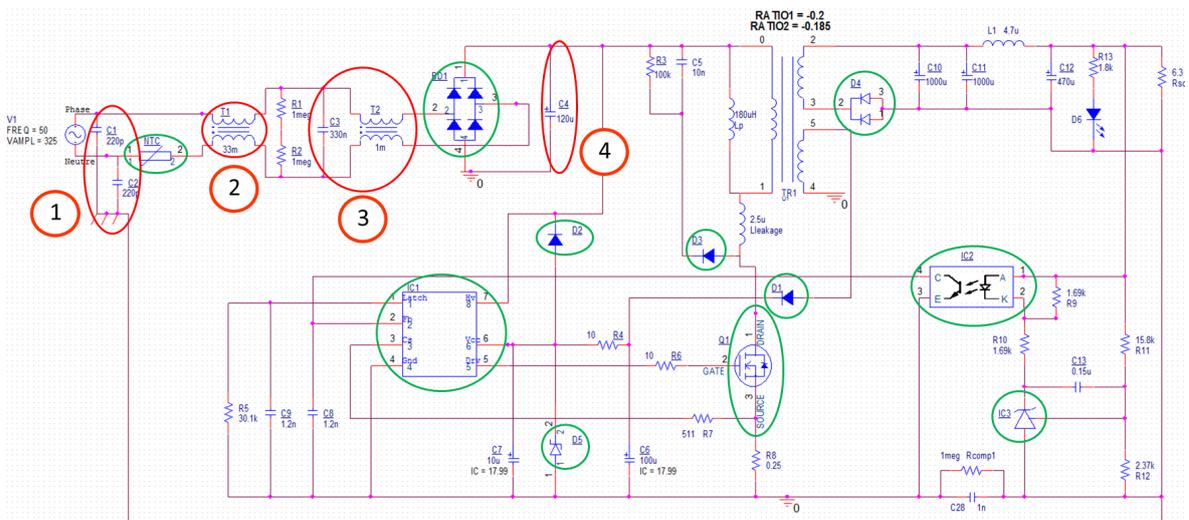


FIGURE 4.1 – Modélisation de l'alimentation flyback « DPS »

L'objectif est d'obtenir une simulation fonctionnelle de l'alimentation dans son fonctionnement normal, sans aucune perturbation. L'intérêt sera donc de corréliser des mesures expérimentales réalisées dans l'alimentation avec la simulation pour valider cette dernière (voir paragraphe 4.1.2).

Détails des modèles développés dans le cadre de la thèse

Étant donné que la perturbation injectée en entrée de l'alimentation traversera forcément le filtre CEM d'entrée et atteindra la partie redressement, la majorité des

composants de l'étage d'entrée ont été modélisés par des schémas électriques équivalents. Ces modélisations sont basées sur des mesures des impédances des composants effectuées à l'analyseur d'impédance E4990A. Comme présenté dans la partie 4.2.1, le spectre du courant injecté en entrée de l'alimentation ne dépasse pas les 10 MHz. Afin de couvrir un nombre suffisant d'harmoniques dans les signaux électriques, provoqués par d'éventuels effets non linéaires, les mesures ont été réalisées sur toute la bande de fréquences de l'analyseur d'impédance, de 20 Hz à 120 MHz. L'ensemble des tracés des impédances des schémas électriques équivalents en fonction de la fréquence sont réalisés sous le logiciel ADS de Keysight.

Finalement, les composants repérés en rouge sur la figure 4.1 ont été modélisés jusqu'à 120 MHz : le condensateur de mode différentiel C3, les inductances de mode commun T1 et T2, les condensateurs de mode commun C1 et C2 et le condensateur de filtrage / lissage C4. Concernant le pont de diodes, aucun modèle n'a été développé pour le moment compte tenu qu'il s'agit d'un modèle constructeur (Shindengen), qui est donc déjà un peu plus fidèle à la réalité qu'un modèle idéal.

Le schéma électrique équivalent des deux condensateurs de mode commun C1 et C2 (numéro 1 sur la figure 4.1) est donné sur la figure 4.2, associé à la comparaison entre le module mesuré de l'impédance (en bleu) et celui issu du schéma électrique équivalent (en rouge). Les comparaisons des phases pour ce composant et pour les suivants sont données en annexe A.4.

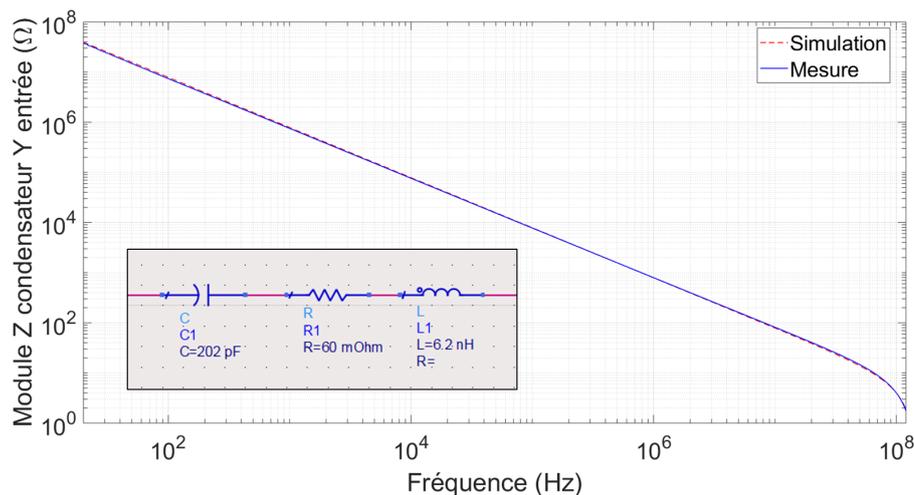


FIGURE 4.2 – Schéma électrique équivalent du condensateur Y de mode commun en entrée de l'alimentation et comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée

Le schéma électrique équivalent obtenu est typique d'un condensateur céramique [109, 110] avec la résistance qui correspond à l'ESR (Equivalent Series Resistance) et l'inductance qui est l'ESL (Equivalent Series Inductance).

De même, les figures 4.3 et 4.4 donnent le schéma électrique équivalent et la comparaison des modules des impédances respectivement du condensateur X de mode différentiel C3 et du condensateur C4 de lissage de 120 μF en aval du pont de diodes (numéros 3 et 4 sur la figure 4.1).

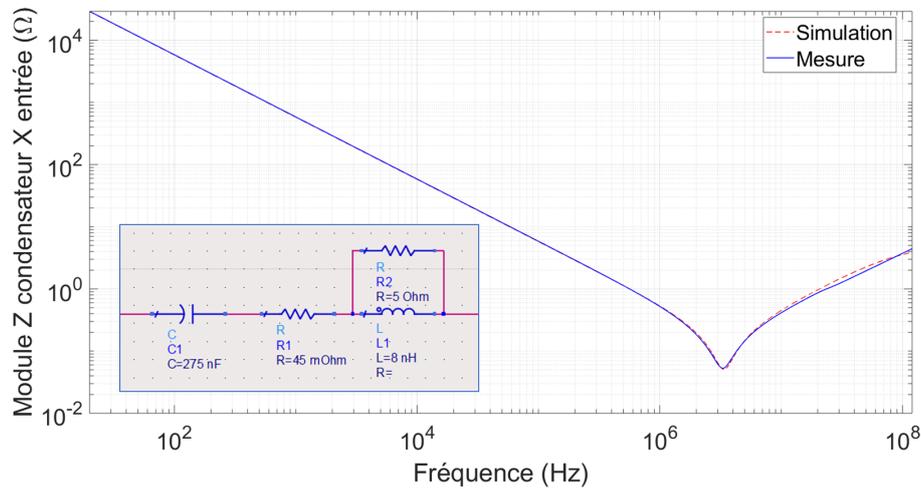


FIGURE 4.3 – Schéma électrique équivalent du condensateur X de mode différentiel en entrée de l'alimentation et comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée

Le schéma électrique équivalent du condensateur de mode différentiel est typique d'un condensateur à film en polypropylène avec la prise en compte de l'ESR et de l'ESL. Sur ce modèle, une résistance a été placée en parallèle de l'ESL afin d'obtenir une meilleure concordance des modules. Ce type de modélisation a été présenté par P. Venet *et al.* en se basant sur sa structure physique [111, 112].

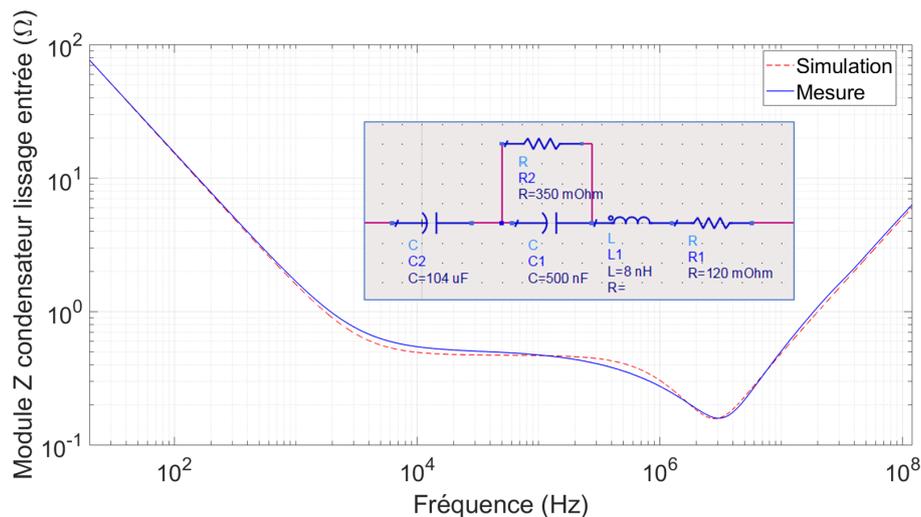


FIGURE 4.4 – Schéma électrique équivalent du condensateur de lissage de 120 μF en entrée de l'alimentation et comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée

Le schéma électrique équivalent du condensateur de lissage est typique d'un condensateur électrolytique [113]. M. L. Gasperi *et al.* ont introduit ce modèle [114] où C2 représente le

condensateur principal, C1 et R2 sont respectivement le condensateur et la résistance des pertes diélectriques, R1 correspond à la résistance des bornes et de l'électrolyte (ESR) et L1 est l'inductance série (ESL).

Concernant les deux inductances de mode commun T1 et T2 (équivalentes à un transformateur placé dans le sens du courant) identifiées par les numéros 2 et 3 sur la figure 4.1, de nombreux articles de J. L. Kotny *et al.* présentent des méthodes à appliquer pour les modéliser [115, 116]. Afin de bien représenter les inductances de mode commun, différentes configurations de mesures, présentées sur la figure 4.5, sont utilisées dans le but d'obtenir un modèle complet.

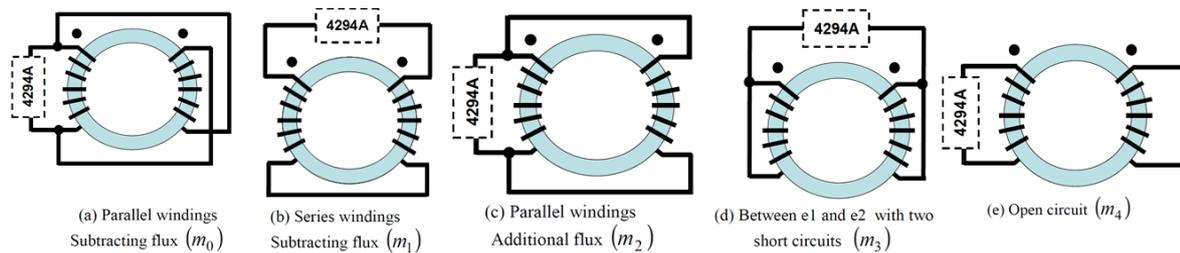
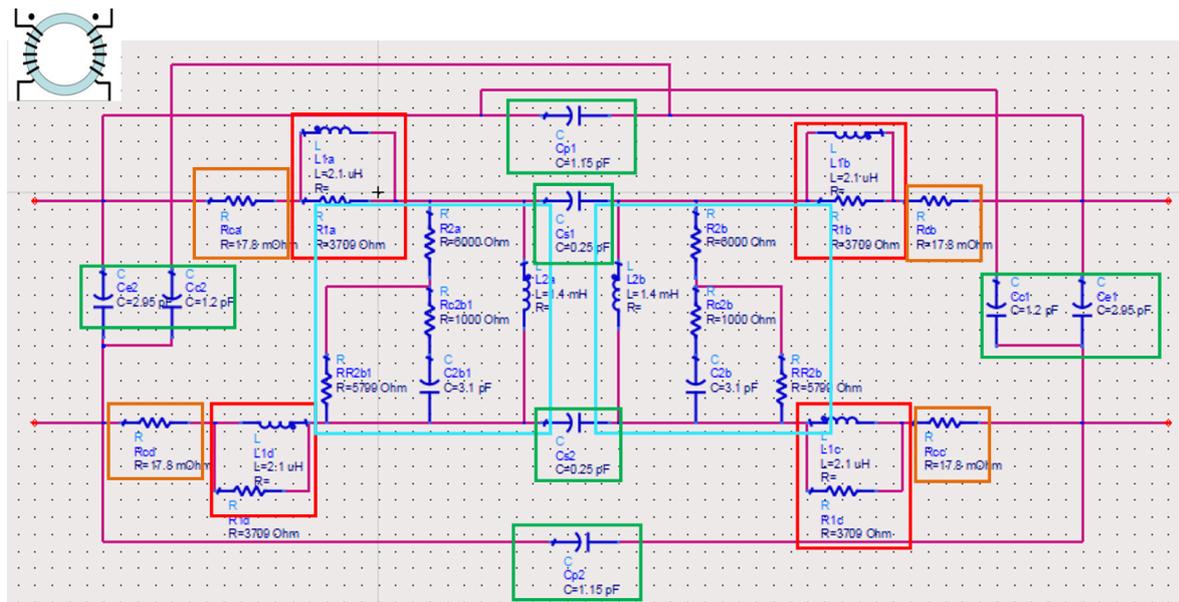


FIGURE 4.5 – Configurations de mesures pour la modélisation des inductances de mode commun [115] où « 4294A » est un analyseur d'impédance

Avec la méthode détaillée dans [115] et [116] et les 5 mesures de la figure 4.5, le modèle électrique équivalent du filtre de mode commun T2 de 1 mH a été construit comme présenté sur la figure 4.6.



- les parties repérées en rouge sont définies à partir de la configuration m0 (figure 4.5) : enroulements parallèles, flux soustractif. Dans cette configuration, le flux magnétique s'annule. Les composants formant ces parties correspondent donc à l'impédance de fuite,
- les blocs repérés en orange définissent les résistances des enroulements. Elles sont mesurées au micro-ohmmètre,
- les parties repérées en bleu correspondent à l'impédance magnétisante qui est équivalente à l'inductance propre du filtre de mode commun, mais en incluant également les effets hautes fréquences du matériau magnétique et l'inductance de fuite associée aux effets électrostatiques. Cette impédance magnétisante est déduite à partir de la configuration de mesure m4 (figure 4.5),
- les blocs repérés en vert retranscrivent le comportement électrostatique : ce sont les condensateurs parasites du filtre qui sont déduits des configurations de mesure m0, m1, m2 et m3 (figure 4.5).

Ce modèle équivalent est validé par les deux figures 4.7 et 4.8 qui sont deux comparaisons entre le module de l'impédance mesurée (en bleu) et le module de l'impédance simulée (en rouge) dans deux configurations de mesure parmi les six possibles de la figure 4.5. Les comparaisons des modules dans les autres configurations de mesure ainsi que les comparaisons des phases sont fournies en annexe A.5.

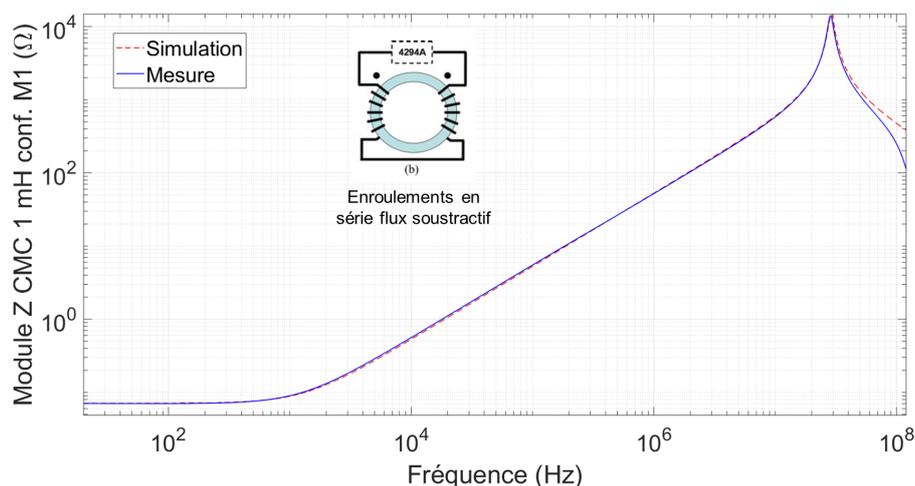


FIGURE 4.7 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun (CMC : Common Mode Choke) de 1 mH dans la configuration de mesure m1

Sur le même principe, l'inductance de mode commun T1 de 33 mH a été modélisée et son schéma électrique équivalent est présenté en annexe A.6. Les comparaisons entre l'impédance réelle et le modèle équivalent des modules et des phases dans les différentes configurations de mesure sont également fournies.

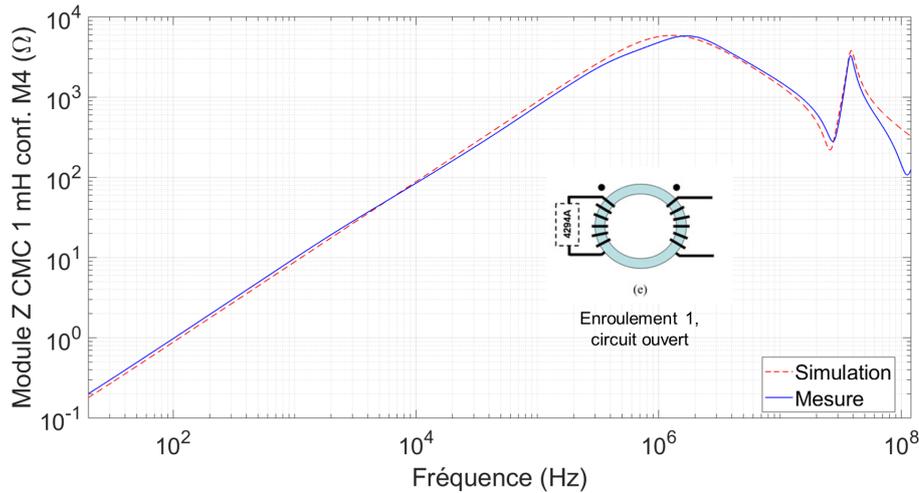


FIGURE 4.8 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun (CMC : Common Mode Choke) de 1 mH dans la configuration de mesure m4

Impédances de mode différentiel et de mode commun de l'alimentation test

Afin de modéliser le plus fidèlement possible l'alimentation test « DPS », des mesures à l'analyseur d'impédance E4990A ont été effectuées sur toute sa bande de fréquences, de 20 Hz à 120 MHz, comme pour réaliser la modélisation des composants précédents. Les mesures ont été effectuées en mode différentiel et en mode commun sur l'entrée de l'alimentation.

La mesure en mode différentiel permet la comparaison avec la simulation afin de vérifier si l'impédance d'entrée petit signal de l'alimentation a bien été modélisée. Cette comparaison est présentée sur la figure 4.9.

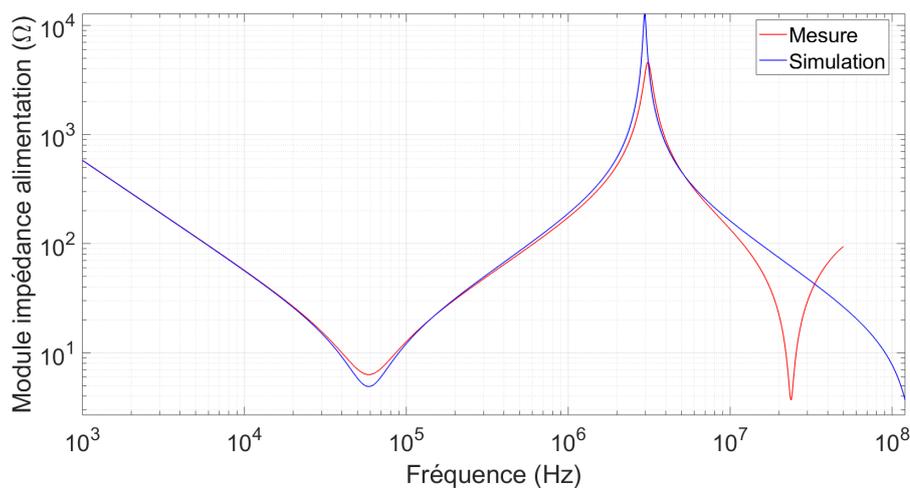


FIGURE 4.9 – Comparaison du module de l'impédance différentielle d'entrée de l'alimentation mesurée avec celle de la simulation Spice

Considérant l'occupation spectrale des signaux impulsionnels injectés dans l'alimentation, la corrélation est satisfaisante, hormis la résonance à 25 MHz qui est due à l'absence de

modélisation des conducteurs d'alimentation de la carte électronique. Cette comparaison permet de valider la modélisation petits signaux de l'étage d'entrée de l'alimentation.

Par ailleurs, les mesures en mode commun permettent principalement de définir la capacité parasite qui existe entre l'alimentation et le plan de cuivre (connecté à la terre) sur lequel est surélevée l'alimentation lors des essais d'injection, comme l'illustre la figure 4.10.

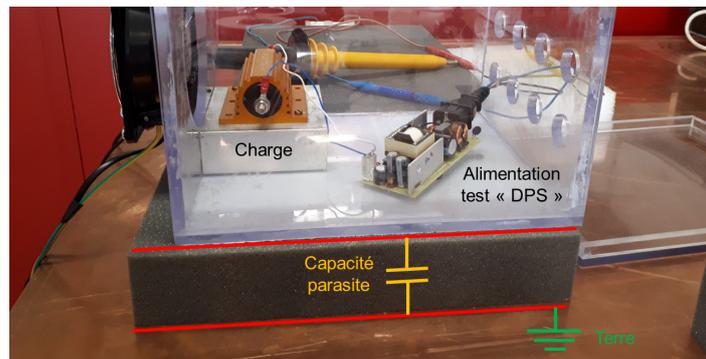


FIGURE 4.10 – Exemple de positionnement de l'alimentation par rapport au plan de cuivre

Cette capacité parasite a été mesurée pour différentes hauteurs d'élévation de l'alimentation et les résultats sont répertoriés sur le graphe de la figure 4.11. L'équation (4.1) associée donne la valeur de la capacité parasite (en nF) en fonction de l'inverse de la hauteur (en mm^{-1}) entre l'alimentation et le plan de cuivre. Les valeurs sont relativement faibles mais il pourrait être intéressant de les prendre en compte dans certains cas, notamment lors d'injections en mode commun. Par ailleurs et si nécessaire, en fonction de la hauteur de l'alimentation lors de l'essai, la capacité parasite pourrait être ajoutée en simulation.

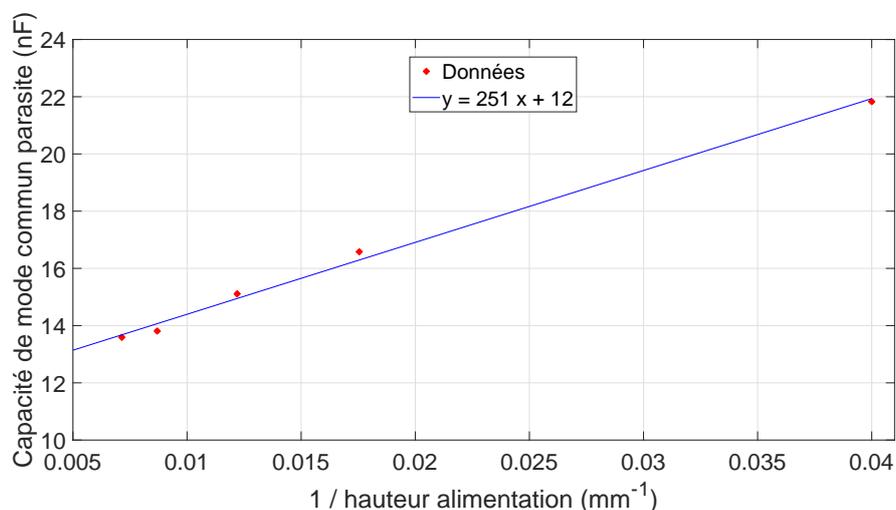


FIGURE 4.11 – Condensateur parasite de mode commun entre l'alimentation et le plan de cuivre (terre) en fonction de l'inverse de la hauteur

$$C_{\text{parasite MC}} \text{ (nF)} = 251 \times \frac{1}{\text{hauteur alimentation (mm)}} + 12 \quad (4.1)$$

4.1.2 Validation de la simulation

Afin de valider la modélisation Spice de l'alimentation flyback choisie, des mesures ont été effectuées sur celle-ci. À titre d'exemples, quatre mesures identifiées sur la figure 4.12 sont relevées.

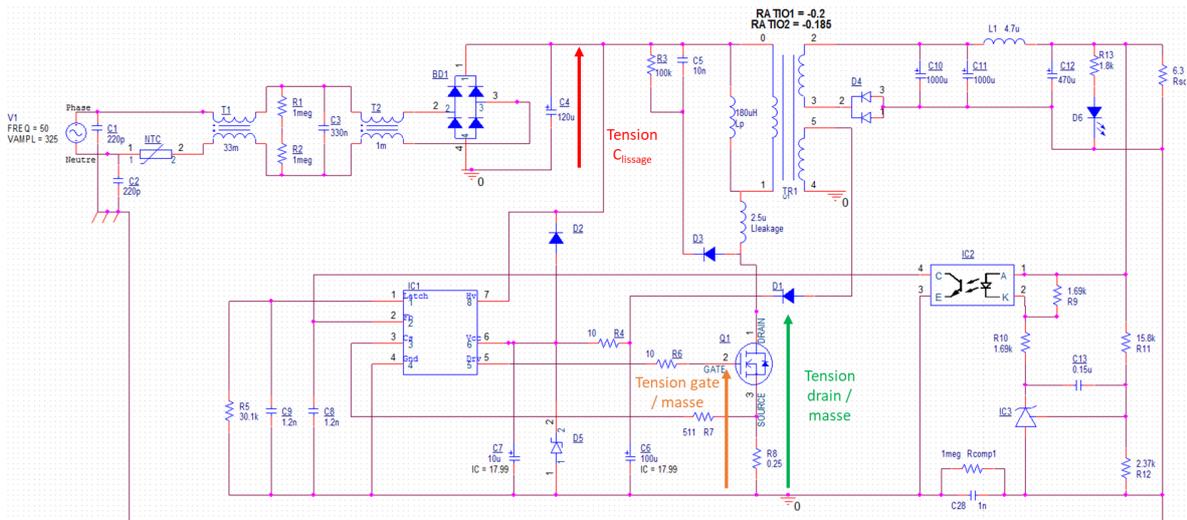


FIGURE 4.12 – Localisation des grandeurs mesurées pour la validation de la simulation

La première mesure relevée, en rouge sur la figure 4.12, est la mesure de la tension quasi-continue aux bornes du condensateur de lissage après le pont de diodes redresseur. Cette mesure est comparée à la simulation sur la figure 4.13.

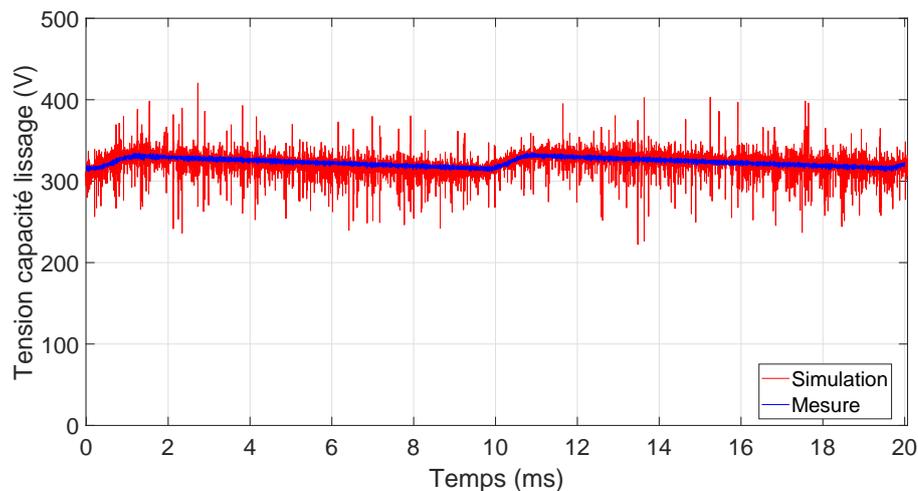


FIGURE 4.13 – Comparaison mesure / simulation de la tension aux bornes du condensateur de lissage en entrée

Une excellente concordance entre la mesure et la simulation est clairement visible. Le bruit

dû au découpage à 65 kHz de l'alimentation est davantage présent en simulation car tous les éléments parasites (notamment résistifs) susceptibles, en association avec les éléments actifs, de réaliser un filtrage haute fréquence, ne sont pas pris en compte dans la simulation.

La deuxième mesure relevée, en orange sur la figure 4.12, est la mesure de tension de commande du transistor MOSFET, au niveau de sa grille. Cette mesure est comparée à la simulation sur la figure 4.14. Sur cette figure, les créneaux de commande de la mise à l'état passant du MOSFET sont bien visibles avec la fréquence de découpage de l'ordre de 65 kHz. La concordance entre la mesure et la simulation est satisfaisante. Le léger décalage en fréquence de la simulation est dû au fait que la fréquence est de 65 kHz en simulation alors qu'en réalité il existe une gigue (jitter en anglais) volontaire de $\pm 7,5 \%$ sur la fréquence afin d'étaler le spectre et de réduire les émissions électromagnétiques parasites.

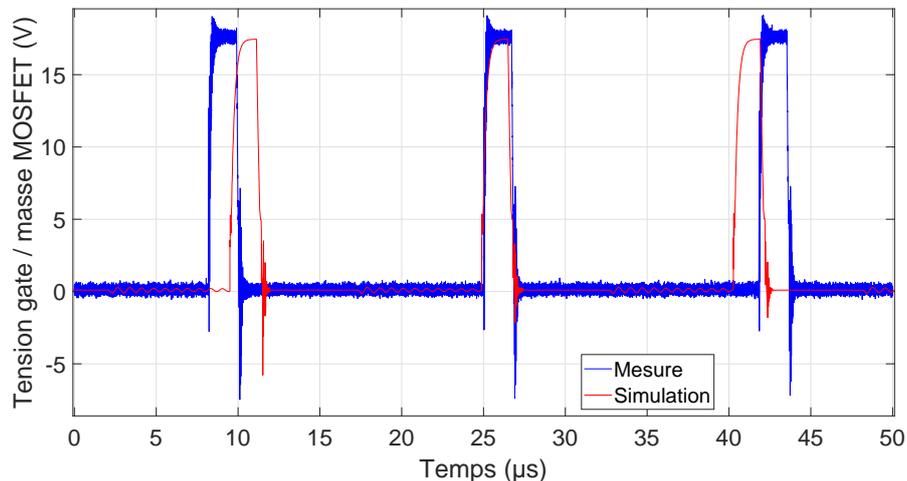


FIGURE 4.14 – Comparaison mesure / simulation de la tension de grille du MOSFET

La troisième mesure relevée, en orange sur la figure 4.12, est la mesure de tension drain / masse aux bornes du MOSFET.

La comparaison de cette mesure avec la simulation est satisfaisante, comme présenté sur la figure 4.15. Sur cette figure, les passages à l'état passant du MOSFET sont bien visibles, avec la fréquence de découpage de l'ordre de 65 kHz qui concorde avec le signal de commande sur la grille du MOSFET présenté sur la figure 4.14. L'amortissement au niveau du second palier est plus faible pour le signal simulé car tous les éléments parasites, notamment résistifs, au niveau du MOSFET ne sont pas pris en compte dans la simulation.

Finalement, ces quelques exemples de mesures et leur comparaison avec la simulation permettent de valider la simulation sous Spice de l'alimentation à découpage « DPS » de type flyback.

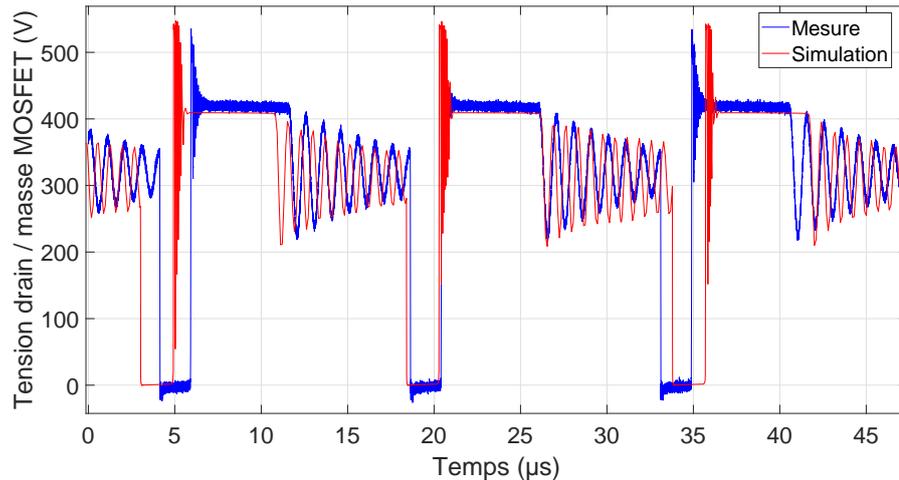


FIGURE 4.15 – Comparaison mesure / simulation de la tension drain / masse au niveau du MOSFET

4.2 Modélisation de PIC

4.2.1 Méthode pour modéliser PIC

La modélisation du moyen d'injection PIC (présenté dans la partie 2.4.2) doit être réalisée afin de l'associer à celle de l'alimentation « DPS », et d'obtenir une concordance des courants et des tensions en entrée et en certains points de l'alimentation, lors d'une injection de courant impulsionnel.

Pour modéliser le moyen d'injection PIC, une première méthode consiste à modéliser tous les sous-ensembles du système d'injection complet. Par exemple dans [117, 118, 119, 120], la modélisation d'un système d'injection BCI (Bulk Current Injection) a été réalisée de cette manière. Cette approche est très intéressante car si un sous-élément du système est changé, seulement le modèle de ce sous-élément a besoin d'être remplacé dans le modèle global. La plupart du temps, ce type de modèle repose sur une modélisation dans le domaine fréquentiel de chaque sous-élément, en utilisant un analyseur de réseau ou d'impédance. Malgré tout, cette approche peut devenir très difficile lorsque le système d'injection comporte de nombreux éléments et quand l'injection en mode commun est étudiée [117, 119].

Une autre technique est d'utiliser le modèle de Thévenin / Norton dont le principal avantage est sa facilité de construction [121, 122]. Pour appliquer un tel modèle, la linéarité du système à modéliser doit être vérifiée. Par ailleurs, son principal inconvénient est qu'en cas de changement d'un élément dans la configuration, il doit être entièrement refait. Une telle méthode de modélisation requiert des mesures de courants et de tensions pour différentes configurations de charge. Ces mesures sont généralement assez simples à effectuer. Cependant, dans le cas d'un système d'injection de très forts courants / tensions, réaliser de telles mesures

peut devenir assez difficile.

Compte tenu du nombre et de la complexité des sous-ensembles constitutifs du moyen d'injection PIC, la modélisation par générateur de Thévenin équivalent a été choisie. Cette approche est envisageable pour un système linéaire. Le système d'injection complet a donc été modélisé en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD) par des générateurs de Thévenin équivalents, dans le but de les intégrer à la simulation Spice.

Afin de définir ces générateurs de Thévenin équivalents, la procédure de mesure et de calcul est la même dans les deux modes d'injection. Comme présenté sur la figure 4.16, la seule différence entre les deux procédures réside dans les conducteurs utilisés pour l'injection. En MD, la charge est placée entre le conducteur de phase et celui de neutre comme sur la figure 4.17, alors qu'en MC, la charge est placée entre le conducteur de terre et les conducteurs de phase et de neutre connectés ensemble comme sur la figure 4.18.

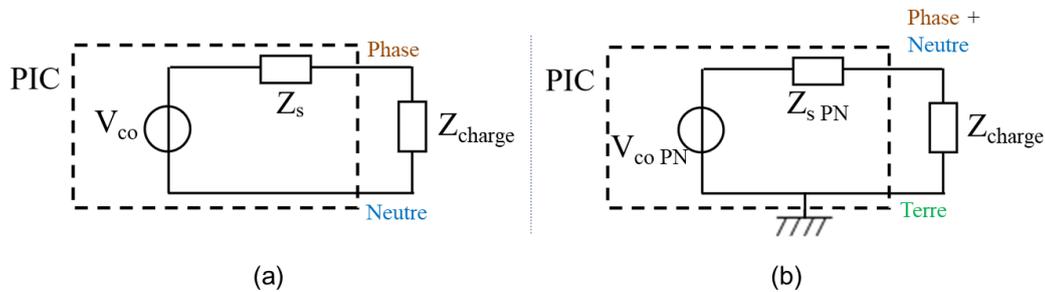


FIGURE 4.16 – Schémas des injections sur une charge afin de déterminer les générateurs de Thévenin équivalents; (a) : en mode différentiel, (b) : en mode commun

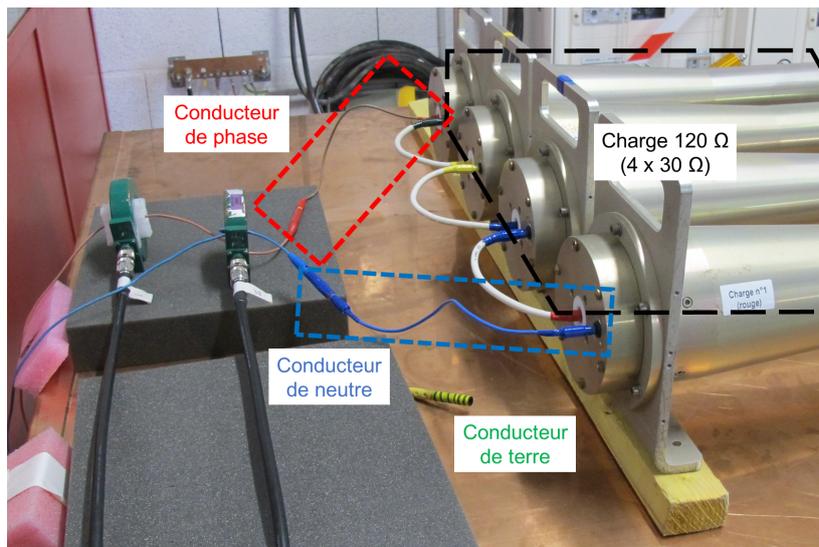


FIGURE 4.17 – Exemple d'injection en mode différentiel sur une charge de 120Ω composée de 4 résistances de 30Ω en série

Dans chaque cas, V_{co} est la tension de circuit ouvert du générateur de Thévenin équivalent et Z_s est son impédance de source. Dans la suite, la notation $V_{co PN}$ et $Z_s PN$ est utilisée en

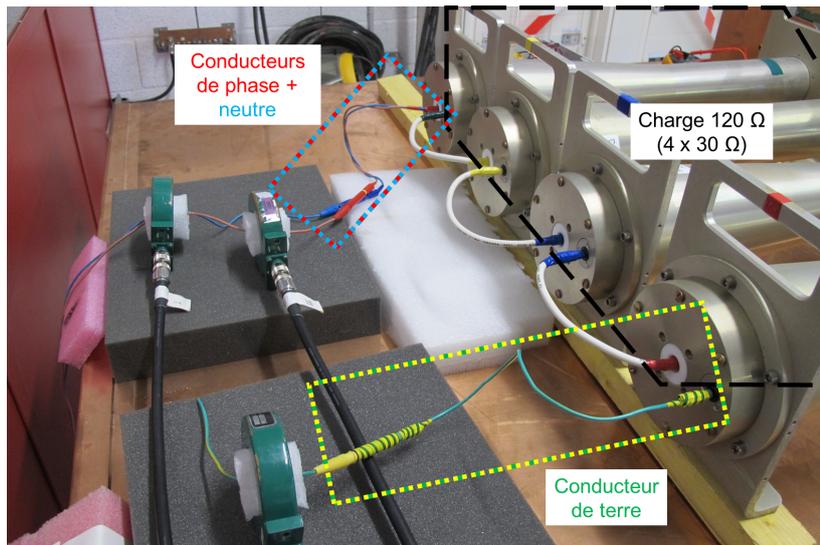


FIGURE 4.18 – Exemple d'injection en mode commun sur une charge de $120\ \Omega$ composée de 4 résistances de $30\ \Omega$ en série

mode commun pour spécifier que dans ce mode, c'est un générateur de Thévenin équivalent global, avec la phase et le neutre connectés ensemble, qui est défini.

La détermination du générateur de Thévenin équivalent à la plateforme d'injection se base sur des mesures et sur un traitement mathématique des signaux de courants et de tensions générés par PIC sur des charges connues.

Afin de déterminer la bande de fréquences sur laquelle doivent être calculés les générateurs mais aussi les impédances les plus appropriées, une étude avec l'alimentation « DPS » a été menée. En effet, la modélisation de PIC a pour objectif final d'être associée à cette alimentation à découpage, il est donc nécessaire de construire des modèles de générateurs et d'alimentation « DPS » compatibles en termes d'impédance et de bande passante.

Tout d'abord, la bande de fréquences de calcul des générateurs a été définie. Des injections de courants ont donc été réalisées en MC et en MD sur l'alimentation, pour des niveaux réglés sur PIC compris entre 4 kV et 16 kV ; ce qui permet de couvrir la majeure partie de son utilisation. Dans ces deux modes, les courants relevés en entrée, le courant de phase en mode différentiel et le courant de phase + neutre en mode commun, ont été convertis dans le domaine fréquentiel.

Les résultats de l'analyse de ces courants dans le domaine fréquentiel, présentés dans le tableau 4.1, permettent de définir, dans chaque mode d'injection, l'étendue spectrale du courant injecté : [40 kHz ; 4 MHz] en MC et [10 kHz ; 3 MHz] en MD. Dans chaque mode, le courant présent dans la bande de fréquences définie suffit à obtenir, grâce à une transformée de Fourier inverse, les bonnes amplitudes et la bonne forme du courant temporel injecté. Cette étude permet donc de borner les calculs des générateurs de Thévenin dans la bande de

fréquences [1 kHz ; 10 MHz] pour être large.

Par ailleurs, le générateur de Thévenin devant être associé à l'alimentation à découpage « DPS », il doit être construit en tenant compte de l'impédance d'entrée de cette alimentation. Une analyse rapide de l'impédance d'entrée de l'alimentation a été menée. Pour ce faire, des mesures de l'impédance différentielle (entre phase et neutre) et de l'impédance de mode commun (entre phase (ou neutre) et terre) de l'alimentation ont été réalisées à l'analyseur d'impédance jusqu'à 10 MHz, comme l'illustre la figure 4.19.

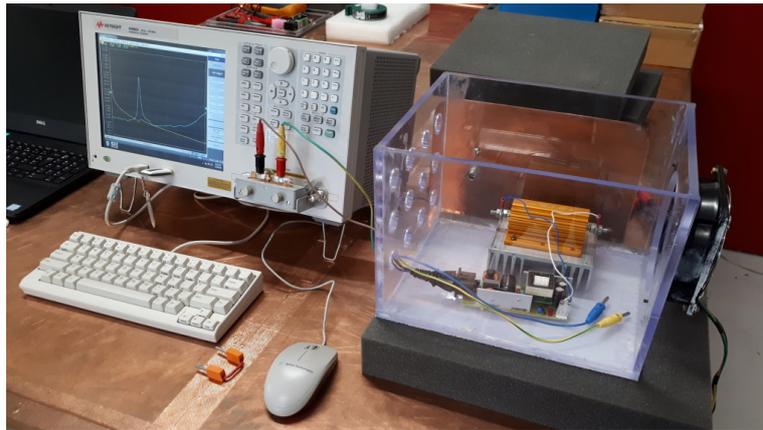


FIGURE 4.19 – Configuration expérimentale de la mesure des impédances d'entrée de l'alimentation « DPS »

Les résultats de l'analyse des impédances d'entrée de l'alimentation sont également reportés dans le tableau 4.1. Il apparaît qu'en MC l'impédance d'entrée est comprise entre 35 Ω et 4 k Ω , tandis qu'en MD l'impédance vue de l'entrée est comprise entre 6 Ω et 5 k Ω .

TABLEAU 4.1 – Résumé de l'analyse spectrale des courants injectés sur l'alimentation et des mesures d'impédance d'entrée de l'alimentation, dans les deux modes

| | | Minimum | Maximum |
|-------------------|------------------------------|-------------|--------------|
| Mode commun | Bande de fréquences injectée | 40 kHz | 4 MHz |
| | Impédances associées | 35 Ω | 4 k Ω |
| Mode différentiel | Bande de fréquences injectée | 10 kHz | 3 MHz |
| | Impédances associées | 6 Ω | 5 k Ω |

Comme présenté sur la figure 4.20, pour déterminer le générateur de Thévenin équivalent à PIC, deux mesures sur deux charges de valeurs différentes doivent être réalisées. Uniquement deux charges sont nécessaires puisque la linéarité du générateur a été vérifiée lors d'une étude précédente.

En se basant sur les conclusions du tableau 4.1, des résistances de 1 Ω et de 10 k Ω (composée de 10 résistances de 1 k Ω en série) ont été choisies pour être large. Ces résistances ont été caractérisées à l'analyseur d'impédance jusqu'à 10 MHz, puis les impédances mesurées ont été interpolées sur la table de fréquences des mesures de courants / tensions, comme

détaillé sur la partie droite de la démarche figure 4.20.

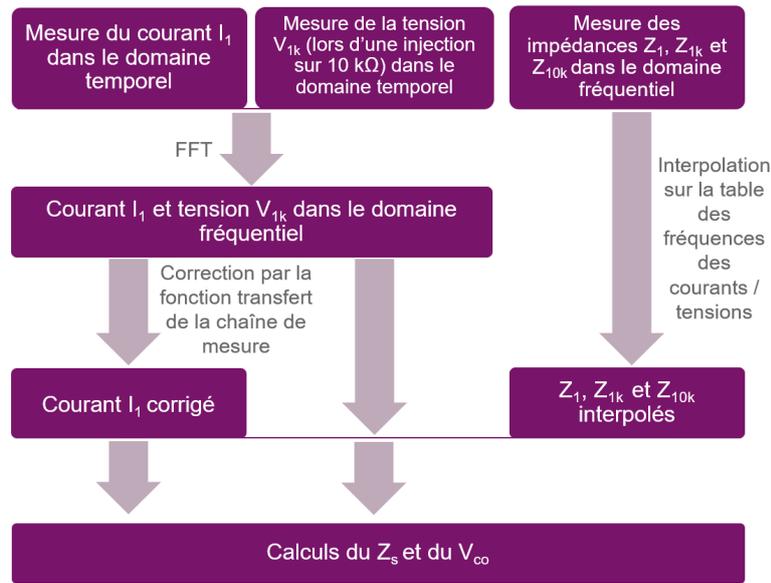


FIGURE 4.20 – Détail de la démarche permettant de construire le générateur de Thévenin équivalent ; Z_1 , Z_{1k} , Z_{10k} correspondent respectivement aux impédances des charges de 1 Ω , 1 k Ω et 10 k Ω , I_1 et V_{1k} correspondent respectivement au courant traversant la charge de 1 Ω et à la tension aux bornes d’une résistance de 1 k Ω composant la charge de 10 k Ω

Les deux mesures permettant de définir le générateur de Thévenin sont détaillées. La première consiste à mesurer le courant traversant la charge lorsque Z_{charge} vaut 1 Ω . Le courant de phase en mode différentiel et de phase + neutre en mode commun, à l’entrée de la charge, est mesuré en utilisant le capteur adapté. À titre d’exemple, la configuration de mesure de courant sur la charge de 1 Ω , dans le cas d’une injection en mode commun, est présentée sur la figure 4.21. Les conducteurs de phase et de neutre traversent le capteur de courant 110A, situé sur le bas de la figure, pour mesurer le courant de mode commun. Le courant est ensuite converti dans le domaine fréquentiel par une FFT (Fast Fourier Transform), puis corrigé par la fonction transfert de la chaîne de mesure complète, comme détaillé sur la partie gauche de la démarche figure 4.20.

La seconde mesure consiste à mesurer une tension lorsque Z_{charge} vaut 10 k Ω . Pour cette mesure, la sonde de tension IsoVu TIVH05L est utilisée. Cette sonde IsoVu peut mesurer une tension différentielle d’amplitude maximale de 2500 V. Son utilisation est nécessaire afin d’obtenir des résultats non bruités et précis dans le calcul du générateur de Thévenin équivalent. Par conséquent, du fait de la tension maximale admissible par cette sonde et afin d’éviter un arcage entre les broches de la résistance, la charge de 10 k Ω est constituée de dix résistances de 1 k Ω en série, comme présenté sur la figure 4.21. De cette manière, un pont diviseur de tension est constitué, permettant la mesure de la tension aux bornes d’une seule résistance de 1 k Ω pour ne pas dépasser la tension maximale admissible par la sonde IsoVu.

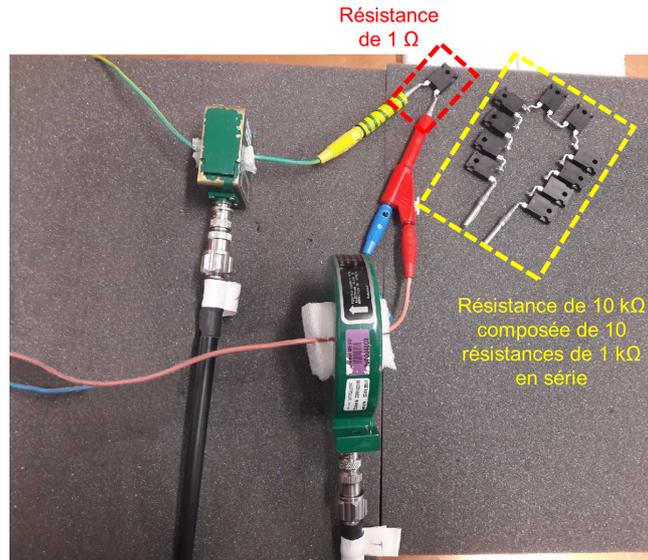


FIGURE 4.21 – Mesure du courant de phase + neutre dans le cas d’une injection en mode commun sur une charge de 1Ω , charge de $10 \text{ k}\Omega$ constituée de 10 résistances de $1 \text{ k}\Omega$ en série sur la droite

La mesure est ensuite convertie dans le domaine fréquentiel, comme détaillé sur la partie centrale de la démarche figure 4.20.

Une fois toutes ces mesures et tous ces traitements mathématiques réalisés, les équations (4.2) et (4.3) peuvent être appliquées afin de calculer le V_{co} (ou le $V_{co \text{ PN}}$ en mode commun) et le Z_s (ou le $Z_s \text{ PN}$ en mode commun) du générateur de Thévenin équivalent à PIC.

$$V_{co \text{ (PN)}} = \frac{Z_{10k}}{Z_{1k}} V_{1k} \quad (4.2)$$

$$Z_s \text{ (PN)} = \frac{V_{co \text{ (PN)}}}{I_1} - Z_1 \quad (4.3)$$

Où Z_1 , Z_{1k} et Z_{10k} sont respectivement les impédances dans le domaine fréquentiel de 1Ω , $1 \text{ k}\Omega$ et $10 \text{ k}\Omega$. V_{1k} est la tension mesurée aux bornes d’une résistance de $1 \text{ k}\Omega$ lors d’une injection sur $10 \text{ k}\Omega$. I_1 est le courant mesuré lors d’une injection sur 1Ω .

Cette procédure a été appliquée en mode commun et en mode différentiel à cinq niveaux de tensions réglés sur PIC : 4 kV , 7 kV , 10 kV , 13 kV et 16 kV . Pour chaque niveau et dans chaque mode, le V_{co} et le Z_s ont été calculés dans le domaine fréquentiel, respectivement avec l’équation (4.2) et l’équation (4.3).

Au sein d’un même mode d’injection, tous les Z_s doivent être égaux. En effet, comme présenté sur la figure 4.22, les cinq Z_s obtenus pour les cinq niveaux d’injection en mode différentiel sont très proches. Des écarts sont présents en basse fréquence du fait du faible nombre de points, mais il a été vérifié que la prise en considération d’une moyenne de ces résultats n’avait pas d’influence sur la validité du générateur de Thévenin. Les résultats sont

similaires en mode commun et sont présentés en annexe A.7. Finalement, les cinq Z_s ont donc été moyennés afin d'obtenir un seul Z_s fréquentiel par mode, valable à tous les niveaux de tensions réglés sur PIC.

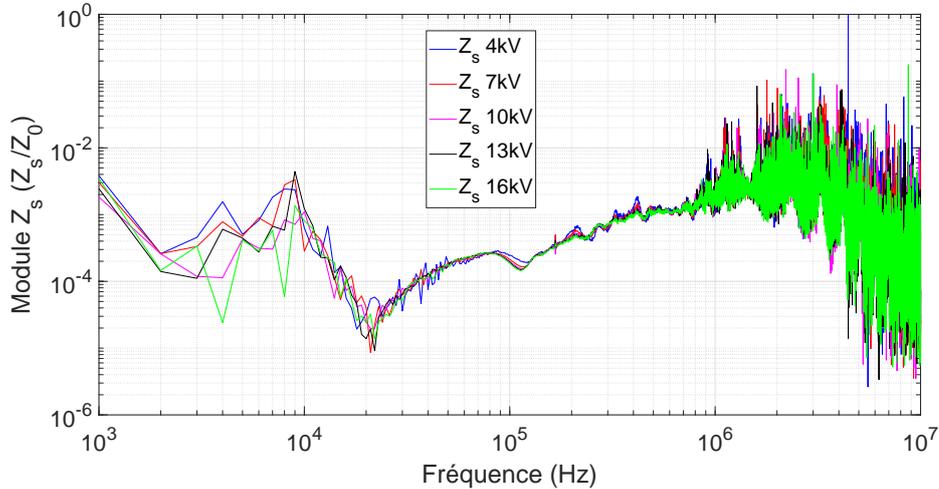


FIGURE 4.22 – Cinq Z_s dans le domaine fréquentiel, obtenus pour cinq niveaux de tension réglés sur PIC du générateur de Thévenin équivalent en mode différentiel

Seuls les V_{co} doivent être différents en fonction du niveau de tension réglé, mais avec une forme identique. Par conséquent, tous les V_{co} ont été comparés dans le but de définir une loi liant le V_{co} à la tension réglée sur PIC. Pour ce faire, au sein de chaque mode, tous les V_{co} ont été normalisés à 1 volt, puis moyennés afin d'obtenir un seul V_{co} . Après étude, la dépendance entre le V_{co} et la tension réglée sur PIC, appelée « x kV », peut être définie par l'équation (4.4), où a et b sont des scalaires. La source d'injection de forts courants PIC a donc un comportement linéaire. Par ailleurs, cette équation est la même pour chaque mode d'injection, seulement les valeurs des paramètres a et b sont différentes.

$$V_{co \ x \ kV} = V_{co \ moyenné} [a \times (x \ kV) + b] \quad (4.4)$$

Finalement, grâce à l'équation (4.4) et au V_{co} normalisé et moyenné, le V_{co} peut être facilement implémenté dans Spice et sa valeur peut être définie pour n'importe quel niveau de tension réglé sur PIC.

Concernant l'impédance de source Z_s , un schéma électrique équivalent est défini dans chaque mode, dans le but de l'implémenter facilement dans la simulation Spice. En effet, aucune méthode n'a pour le moment été trouvée dans Spice pour intégrer directement une impédance fréquentielle utilisable dans une simulation temporelle. Pour définir ce schéma électrique équivalent, une étude pas à pas est menée en ajoutant progressivement des circuits RLC série en parallèle, en ajustant leurs paramètres et en vérifiant, à chaque étape, la validité

du modèle par rapport à des mesures de courants sur des charges connues.

4.2.2 Résultats de la modélisation en mode différentiel

La démarche exposée dans la partie 4.2.1 a été appliquée en mode différentiel à cinq niveaux de tension réglés sur PIC. Dans chaque cas, le V_{co} et le Z_s ont été calculés dans le domaine fréquentiel.

Dans ce mode, la figure 4.23 présente les cinq V_{co} dans le domaine temporel à 4 kV, 7 kV, 10 kV, 13 kV et 16 kV réglés sur PIC. Les cinq V_{co} ont bien la même forme avec des amplitudes différentes suivant le niveau de tension réglé.

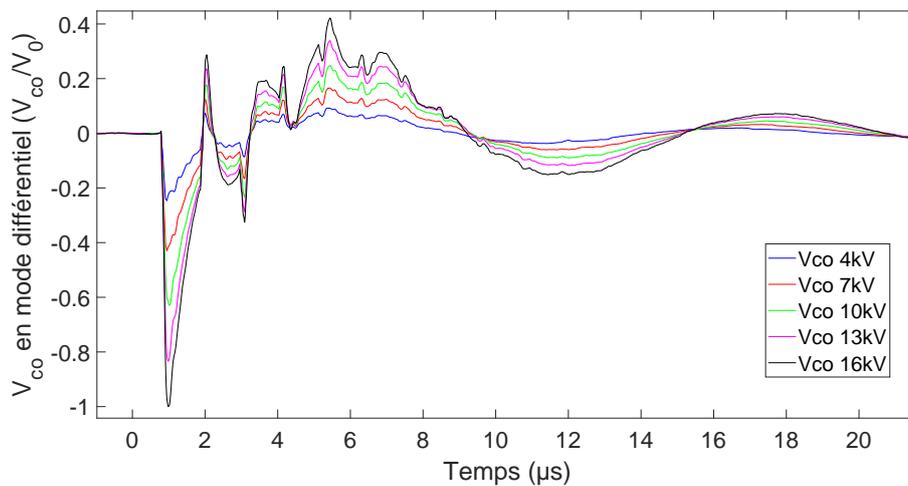


FIGURE 4.23 – Cinq V_{co} dans le domaine temporel obtenus pour cinq niveaux de tension réglés sur PIC du générateur de Thévenin équivalent en mode différentiel

Chacun de ces V_{co} a donc été normalisé à 1 V puis une moyenne a été réalisée afin d'obtenir un seul V_{co} présenté sur la figure 4.24.

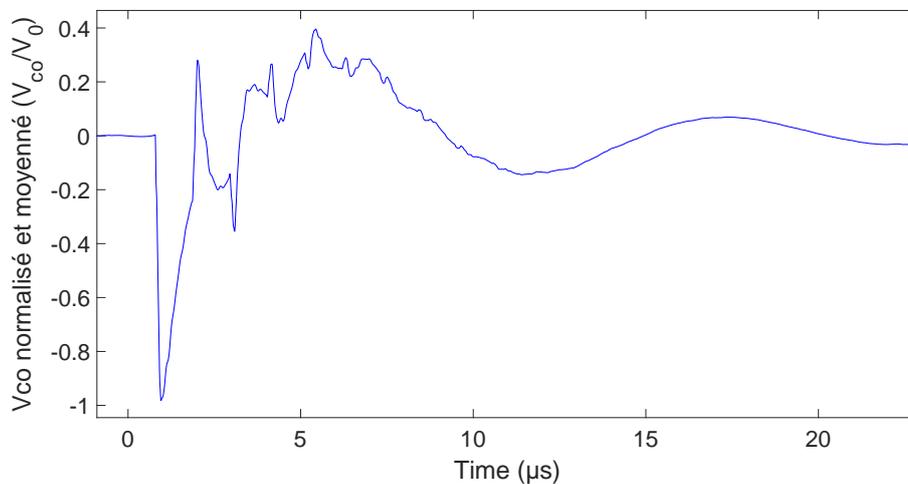


FIGURE 4.24 – V_{co} normalisé et moyenné du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel

Concernant l'impédance de source, les cinq Z_s calculés ont été moyennés. La figure 4.25 présente le module normalisé du Z_s moyenné. Un schéma électrique équivalent simple du Z_s calculé et moyenné a été réalisé. Sur la figure 4.25, le module de l'impédance de ce Z_s équivalent est également présenté et comparé à celui du Z_s réel calculé. La comparaison des phases est portée en annexe A.8. Le circuit équivalent présenté est relativement simple mais des circuits plus complexes, avec plusieurs cellules RLC série en parallèle, ont également été testés sans donner de meilleurs résultats.

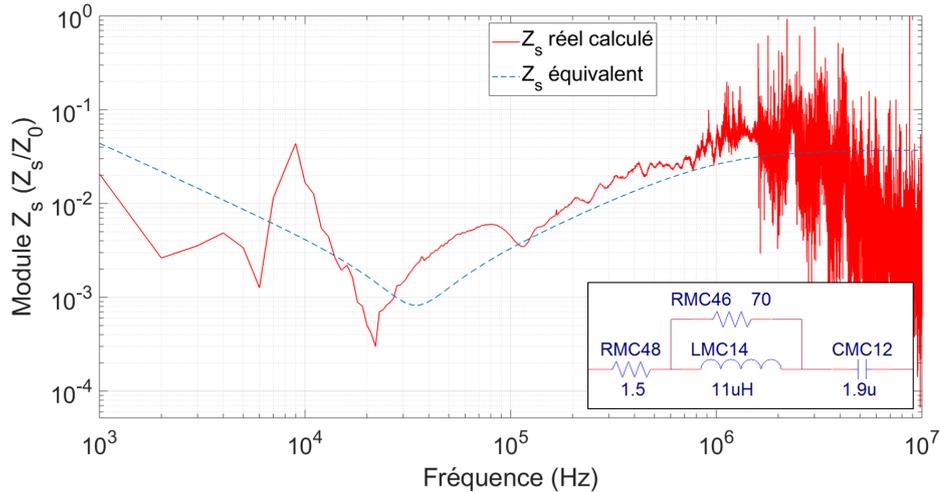


FIGURE 4.25 – Module du Z_s calculé du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel comparé au module du Z_s équivalent avec son schéma électrique

Afin d'intégrer les générateurs de Thévenin équivalents à PIC en mode différentiel dans la simulation Spice, des simplifications ont été faites avec notamment :

- les approximations dues à la loi liant le V_{co} à la tension réglée sur PIC, par l'intermédiaire du V_{co} calculé normalisé et moyenné,
- les approximations liées à la réalisation d'un schéma électrique équivalent du Z_s .

Malgré tout, la loi permettant de déduire le V_{co} et le schéma électrique équivalent du Z_s donnent des résultats satisfaisants pour l'application. En effet, afin de valider ces résultats, des injections ont été réalisées avec PIC sur un circuit RLC série (10Ω , $1 \mu\text{H}$, 200 nF) à différents niveaux de tension. Ce circuit présente une impédance similaire à celle mesurée en entrée d'une alimentation à découpage. Au contraire d'une alimentation, le circuit RLC est passif et permet d'effectuer une étape de validation du générateur de Thévenin avant de le tester sur l'alimentation « DPS ». Les figures 4.26 et 4.27 présentent la comparaison des résultats obtenus respectivement à 4 kV et à 16 kV entre :

- le courant de phase mesuré à l'entrée du circuit RLC lors de l'injection,
- le courant calculé avec le Z_s réel et le V_{co} réel (sans la loi),

- le courant calculé avec le Z_s équivalent et le V_{co} issu de la loi.

Les comparaisons pour les autres niveaux, 7 kV, 10 kV et 13 kV, sont fournies en annexe A.9.

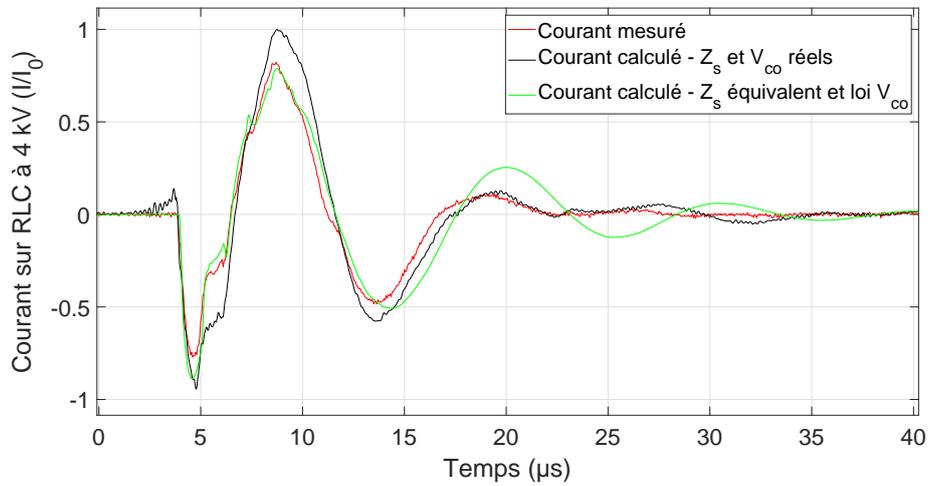


FIGURE 4.26 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 4 kV sur un circuit RLC série en mode différentiel

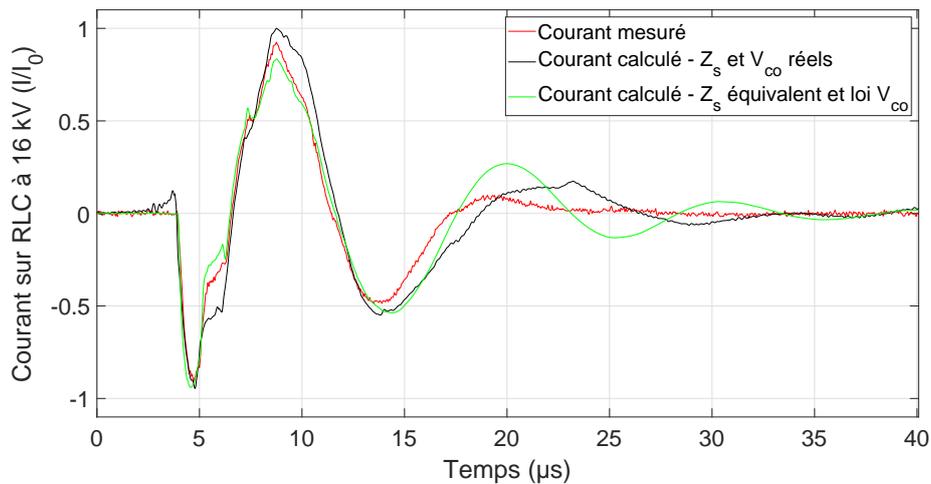


FIGURE 4.27 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 10 kV sur un circuit RLC série en mode différentiel

Afin de calculer les courants avec les résultats du générateur de Thévenin équivalent, l’équation (4.5) appliquée dans le domaine fréquentiel est utilisée. Dans cette équation, Z_{charge} est l’impédance du circuit RLC mesurée à l’analyseur d’impédance jusqu’à 10 MHz. Les courants calculés sont ensuite convertis dans le domaine temporel afin de les comparer au courant mesuré.

$$I_{calculé} = \frac{V_{co}}{Z_s + Z_{charge}} \quad (4.5)$$

Pour l’application souhaitée, les grandeurs importantes du courant mesuré sont

l'amplitude et la fréquence des deux premières alternances. En effet, les équipements électroniques sont, le plus souvent, détruits à cause d'une amplitude (de courant ou de tension) ou d'une énergie trop importante. Par conséquent, sur les figures 4.26 et 4.27, les courants calculés obtenus avec les V_{co} et Z_s réels, comparés à ceux mesurés, sont totalement satisfaisants. La démarche et les calculs du générateur de Thévenin en mode différentiel peuvent donc être validés. De plus, ces comparaisons permettent également de valider l'utilisation du Z_s équivalent associé à la loi mathématique permettant de déduire le V_{co} en fonction de la tension réglée sur PIC.

4.2.3 Résultats de la modélisation en mode commun

La même procédure que celle appliquée en mode différentiel a été appliquée en mode commun. La seule différence est que la charge est placée entre la phase et le neutre connectés ensemble et la terre. Par conséquent, le courant mesuré traversant la charge correspond au courant de mode commun (phase + neutre).

De cette manière un générateur de Thévenin global, phase + neutre, est donc obtenu mais il peut être nécessaire de séparer le générateur de Thévenin de la phase et celui du neutre. Par conséquent, le schéma sur la figure 4.28 (b) décrit le générateur de Thévenin scindé en deux générateurs, de manière symétrique, avec le conducteur de phase et celui de neutre séparés. Ce schéma est équivalent à celui du générateur de Thévenin global rappelé sur la figure 4.28 (a). La symétrie des conducteurs, et donc des générateurs, est supposée afin de permettre de scinder le générateur de Thévenin global en deux modèles distincts. Cette hypothèse a été vérifiée en mesurant indépendamment les courants de phase et de neutre lors d'une injection en mode commun ; ce qui a montré qu'ils étaient strictement égaux.

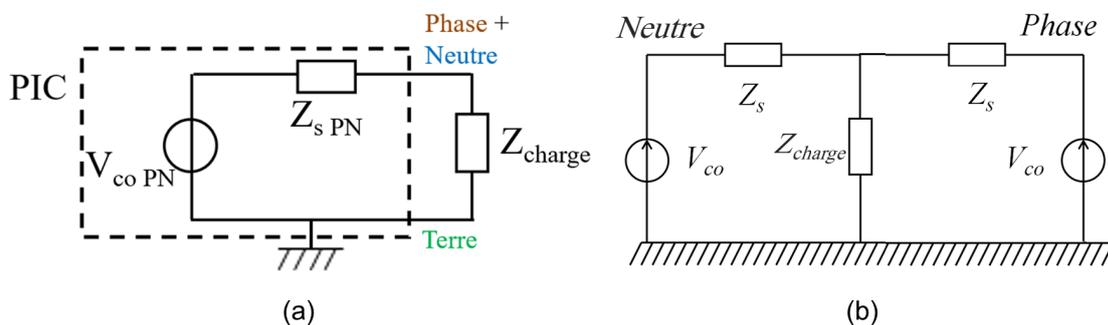


FIGURE 4.28 – Générateur de Thévenin équivalent en mode commun ; (a) : générateur global (phase + neutre), (b) : générateur scindé en deux

À partir des deux schémas de la figure 4.28 (a) et (b), le V_{co} et le Z_s du générateur de Thévenin équivalent à PIC d'un seul conducteur (phase ou neutre) peuvent être définis par les équations (4.6) et (4.7).

$$V_{co} = V_{co_{PN}} \quad (4.6)$$

$$Z_s = 2 \times Z_{s_{PN}} \quad (4.7)$$

Les cinq $V_{co_{PN}}$ calculés en mode commun aux cinq niveaux de tension réglés sur PIC, 4 kV, 7 kV, 10 kV, 13 kV et 16 kV, sont présentés sur la figure 4.29.

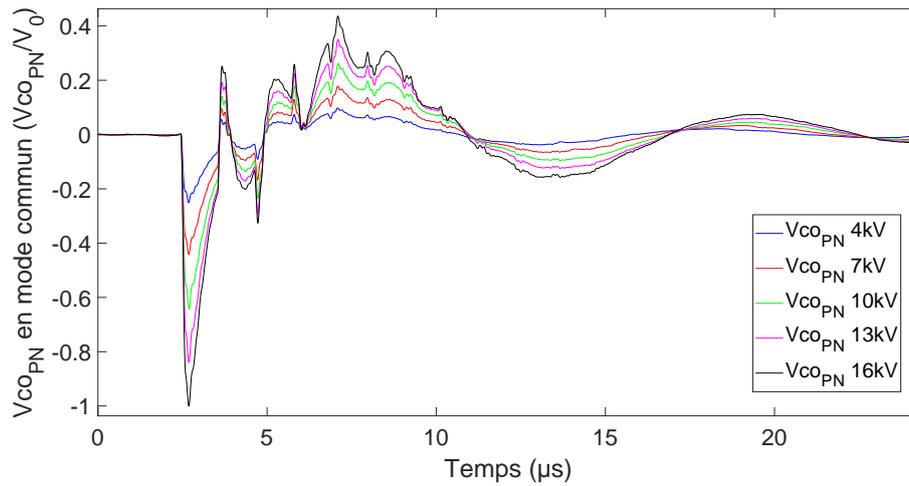


FIGURE 4.29 – Cinq $V_{co_{PN}}$ temporels obtenus pour cinq niveaux de tension réglés sur PIC du générateur de Thévenin équivalent en mode commun

Comme en mode différentiel, ces cinq $V_{co_{PN}}$ ont été normalisés à 1 volt puis moyennés afin d’obtenir un seul $V_{co_{PN}}$ présenté sur la figure 4.30.

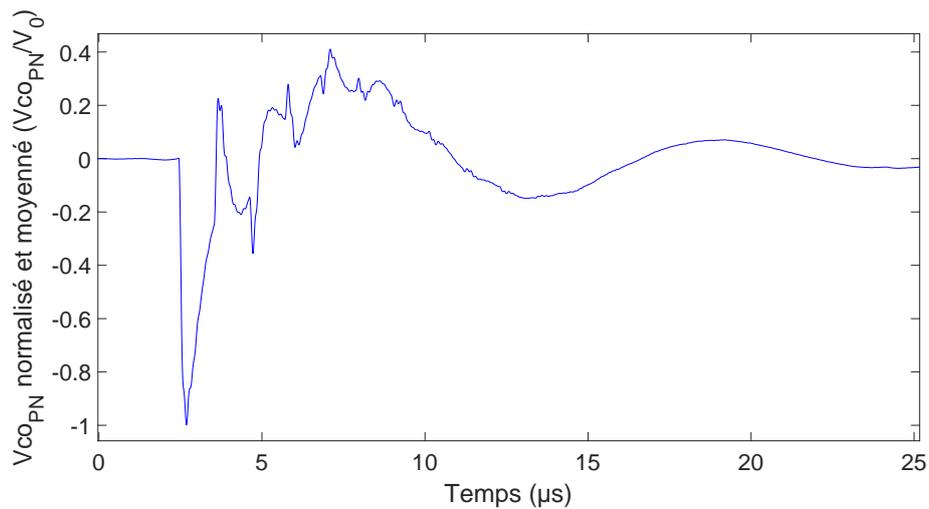


FIGURE 4.30 – $V_{co_{PN}}$ normalisé et moyenné du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun

Ce $V_{co_{PN}}$ moyenné est proche de celui obtenu en mode différentiel (figure 4.24). Seuls les coefficients de la loi permettant d’obtenir le $V_{co_{PN}}$ en fonction de la tension réglée sur PIC

(équation (4.4)) sont différents en mode commun par rapport au mode différentiel.

Par ailleurs, les cinq $Z_{s_{PN}}$ ont été moyennés et un circuit électrique équivalent a été réalisé. La figure 4.31 présente la comparaison du module normalisé du $Z_{s_{PN}}$ réel avec celui du $Z_{s_{PN}}$ équivalent. La comparaison des phases est présentée en annexe A.10. Comme pour le Z_s en mode différentiel, le circuit équivalent présenté sur la figure 4.31 est relativement simple mais des circuits plus complexes avec plusieurs cellules RLC en parallèle ont également été testés, sans donner de meilleurs résultats.

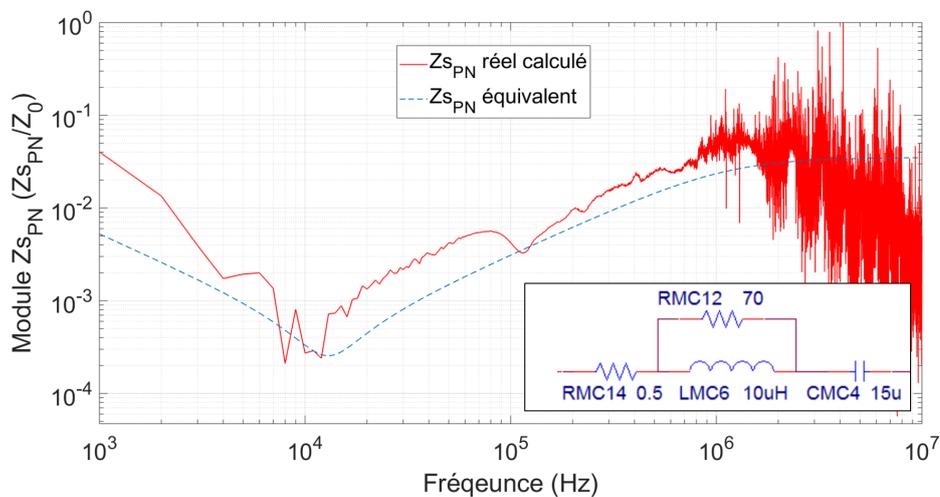


FIGURE 4.31 – Module du $Z_{s_{PN}}$ calculé du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun comparé au module du $Z_{s_{PN}}$ équivalent avec son schéma électrique

Enfin, dans le but de valider le générateur de Thévenin et ses approximations en mode commun, les mêmes comparaisons qu'en mode différentiel, entre le courant mesuré et les courants calculés à partir de l'équation (4.5), sont effectuées. Elles sont présentées sur les figures 4.32 et 4.33 pour deux injections avec PIC sur un circuit RLC série, à 4 kV et à 16 kV. Les comparaisons pour les autres niveaux, 7 kV, 10 kV et 13 kV, sont fournies en annexe A.11.

Comme en mode différentiel, les parties importantes du courant mesuré sont les amplitudes et la fréquence des deux premières alternances. Par conséquent, les résultats obtenus sont très satisfaisants et permettent de valider l'utilisation du $Z_{s_{PN}}$ équivalent ainsi que de la loi mathématique permettant de déduire le $V_{co_{PN}}$ suivant la tension réglée sur PIC. En effet, les courants calculés avec le $Z_{s_{PN}}$ et le $V_{co_{PN}}$ réels sont très proches de ceux calculés avec les approximations.

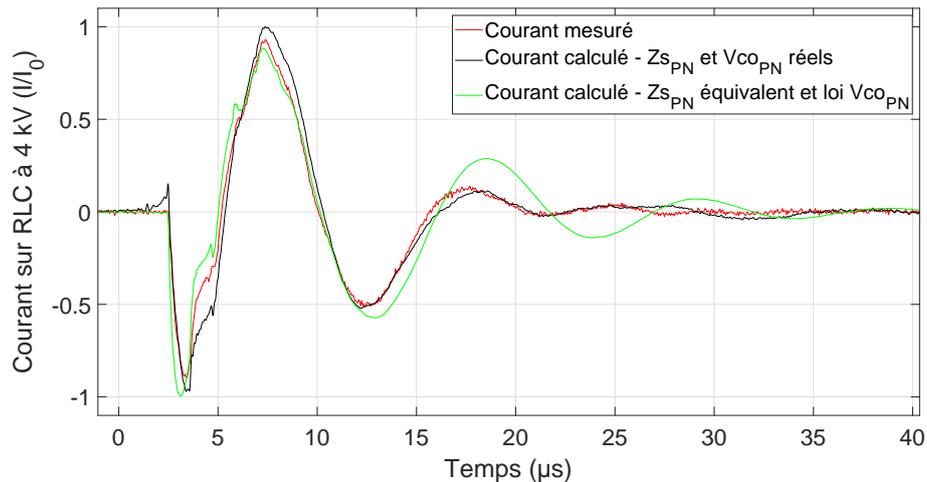


FIGURE 4.32 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 4 kV sur un circuit RLC série en mode commun

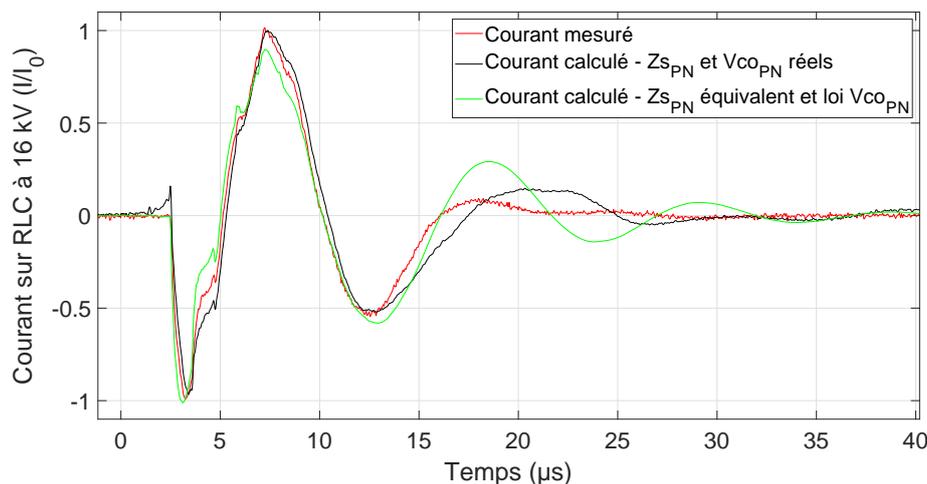


FIGURE 4.33 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 16 kV sur un circuit RLC série en mode commun

4.3 Simulation de PIC

Les deux générateurs, en mode commun et en mode différentiel, ont été intégrés dans la simulation Spice puis testés sur différentes charges. Le but de cette modélisation est d’obtenir une bonne concordance entre la simulation et les mesures lors de l’injection d’une impulsion sur des alimentations à découpage. L’objectif final est de s’appuyer sur ces simulations afin de prédire le comportement d’une alimentation face à une impulsion conduite issue du couplage de l’IEMN sur une ligne aérienne de distribution en électricité.

4.3.1 Simulation en mode différentiel et validation

Afin de réaliser la simulation en mode différentiel, le générateur de Thévenin équivalent dans ce mode a été intégré au logiciel de simulation Spice. La figure 4.34 présente la méthode utilisée pour coupler le générateur de Thévenin équivalent sur le conducteur de phase de la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur qui alimente l'équipement sous test. Le générateur de Thévenin équivalent est modélisé par sa tension de circuit ouvert et son impédance de source. La tension de circuit ouvert est constituée du V_{co} normalisé et moyenné qui est inclus dans le fichier de points csv. Un bloc comportant la loi permettant de déduire le V_{co} en fonction de la tension réglée sur PIC est utilisé. Enfin, le bloc « delay » (retard) permet de déphaser l'injection sur la tension sinusoïdale 50 Hz en fonction de l'instant de l'injection en expérimentation. L'impédance de source Z_s est décrite par son circuit électrique équivalent.

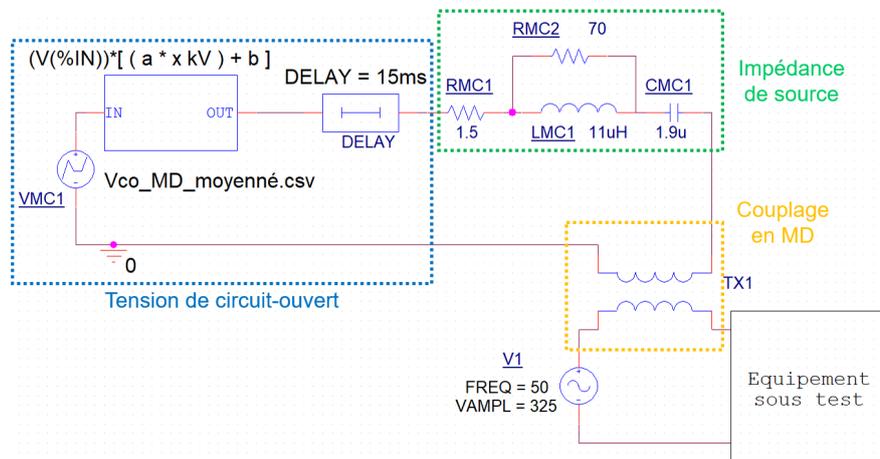


FIGURE 4.34 – Couplage du générateur de Thévenin équivalent à PIC sur la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur en mode différentiel

Afin de coupler le générateur de Thévenin sur la tension sinusoïdale, un transformateur idéal est utilisé. Ce transformateur n'a pas de réalité physique mais il permet de ne pas atténuer la tension 50 Hz du secteur avec le Z_s du générateur de Thévenin. La valeur de l'inductance du transformateur a été choisie afin d'obtenir un compromis entre l'amplitude de l'impulsion et celle de la tension sinusoïdale. En effet, une valeur trop élevée de l'inductance atténue la tension sinusoïdale basse fréquence, alors qu'une valeur trop faible atténue l'amplitude de l'impulsion haute fréquence.

Cette simulation du générateur de Thévenin équivalent en mode différentiel et son couplage sur la tension du secteur a été validée par une injection sur le circuit RLC série (10 Ω, 200 nF, 1 μH). Pour ce faire, le circuit a été positionné entre le conducteur de phase et celui de neutre, à la place du bloc « équipement sous test » sur la figure 4.34. Le résultat de la simulation, obtenu pour une tension réglée sur PIC de 16 kV, est présenté sur la

figure 4.35. Cette dernière est un zoom du courant sur les premières microsecondes après l'injection, le signal sinusoïdal du secteur n'est donc pas visible. Le courant simulé est en bonne corrélation avec le courant mesuré. Il est cohérent avec le courant présenté sur la figure 4.27, calculé à partir du Z_s équivalent et de la loi du V_{co} . Les résultats de la simulation aux autres niveaux d'injection sont présentés en annexe A.12.

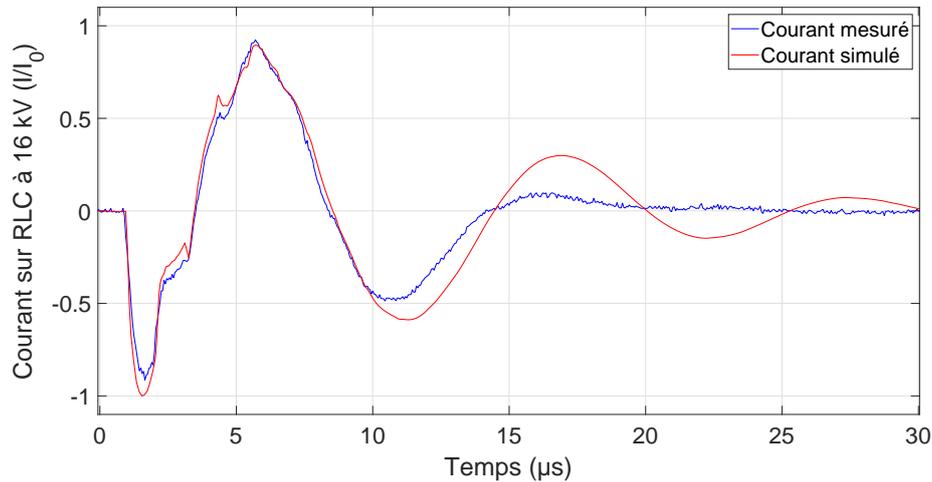


FIGURE 4.35 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d'une injection de 16 kV en mode différentiel sur le circuit RLC série

Par ailleurs, en simulation, le courant de fonctionnement traversant le circuit RLC série, dû à la tension sinusoïdale secteur, est présenté par exemple sur la figure 4.36.

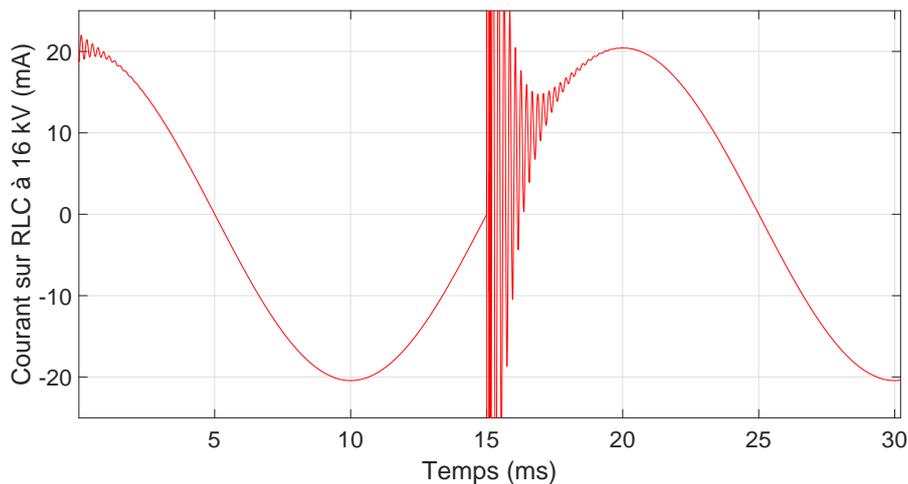


FIGURE 4.36 – Courant de fonctionnement simulé en entrée du circuit RLC série

Sur cette dernière, l'injection est visible à partir de $t = 15$ ms. Ce courant a une amplitude d'environ 20 mA, ce qui est cohérent avec la valeur de l'impédance du circuit RLC à 50 Hz. En effet, à cette fréquence, une impédance de 15,9 k Ω du circuit est calculée. Sachant que l'amplitude de la tension sinusoïdale du secteur est de 330 V, l'amplitude du courant dans le

RLC série est bien de $\frac{330}{15,9 \times 10^3} = 21 \text{ mA}$.

Finalement, la méthode utilisée pour coupler le générateur de Thévenin équivalent sur la tension sinusoïdale 50 Hz est validée et la simulation du générateur en mode différentiel dans Spice est fonctionnelle.

4.3.2 Simulation en mode commun et validation

Afin de réaliser la simulation en mode commun, la même approche que celle utilisée en mode différentiel a été employée. Dans ce cas, la méthode pour coupler le générateur de Thévenin équivalent sur la tension sinusoïdale 50 Hz est présentée sur la figure 4.37. La tension de circuit ouvert est composée des mêmes blocs Spice que dans le cas du mode différentiel. Uniquement le fichier de points csv contenant le $V_{CO_{PN}}$ normalisé et moyenné est différent, ainsi que les paramètres de la loi permettant de déduire le $V_{CO_{PN}}$ en fonction de la tension réglée sur PIC. L'impédance de source $Z_{s_{PN}}$ est également décrite par son circuit électrique équivalent.

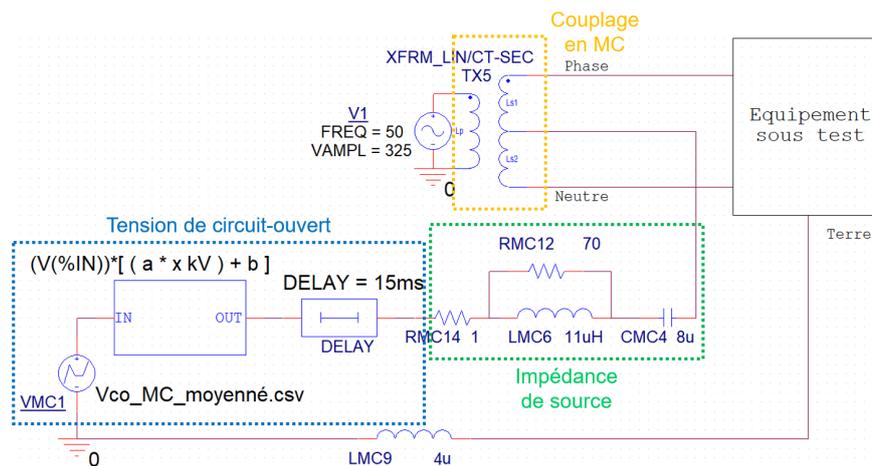


FIGURE 4.37 – Couplage du générateur de Thévenin équivalent à PIC sur la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur, en mode commun

La complexité de la simulation en mode commun réside dans le fait d'obtenir la même impulsion, en phase, sur le conducteur de phase et également sur le conducteur de neutre, sans perturber la tension sinusoïdale du secteur.

Dans ce cas, il a finalement été décidé d'utiliser le générateur de Thévenin global (phase + neutre) et non le générateur scindé. Ce générateur est couplé sur la tension du secteur grâce à un transformateur symétriseur parfait, comme présenté sur la figure 4.37. Il permet de séparer artificiellement le générateur en deux, afin d'obtenir les mêmes impulsions, en phase, sur les deux conducteurs d'alimentation.

Par ailleurs, le conducteur de terre présente une longueur importante sur l'expérimentation, entre l'équipement sous test et la barette de terre du bâtiment. De par sa

configuration complexe, son impédance est difficilement mesurable. En simulation, une inductance de 4 μH est placée sur le conducteur de terre de l'alimentation par lequel s'évacue la perturbation de mode commun.

Cette simulation en mode commun et son couplage sur la tension du secteur a été validée par une injection sur le circuit RLC série. Comme présenté sur la figure 4.16 (b), le circuit RLC a cette fois-ci été connecté entre, la phase et le neutre connecté ensemble d'un côté, et la terre de l'autre côté. Le résultat de la simulation obtenu pour une tension d'injection de 16 kV est présenté sur la figure 4.38. Cette dernière est un focus sur le courant injecté lors des premières microsecondes ; le signal sinusoïdal du secteur n'est donc pas visible.

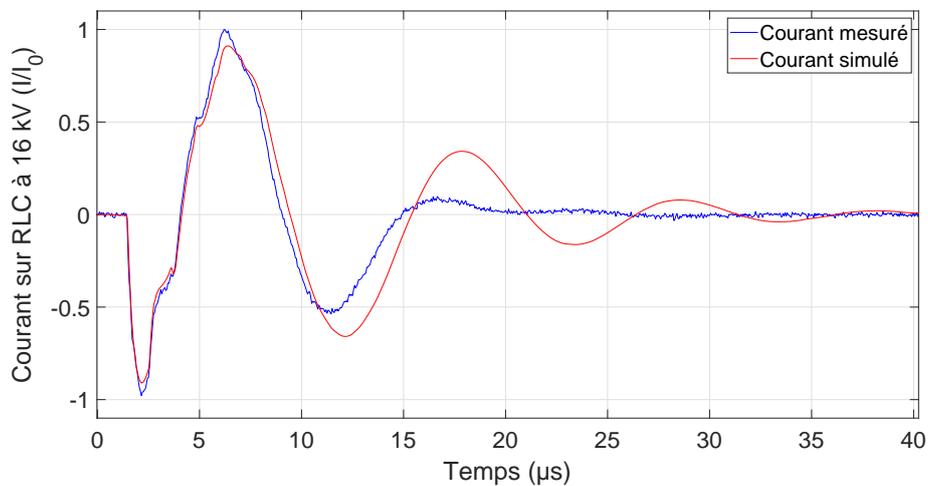


FIGURE 4.38 – Comparaison du courant de mode commun mesuré avec celui simulé lors d'une injection de 16 kV sur le circuit RLC série

Le courant simulé est en bonne concordance avec le courant mesuré. Il est cohérent avec le courant calculé à partir du Z_{sPN} équivalent et de la loi du V_{COPN} , présenté sur la figure 4.33. Les résultats de la simulation aux autres niveaux d'injection sont présentés en annexe A.13

Finalement, dans le cas du mode commun, la méthode utilisée pour coupler le générateur de Thévenin équivalent sur la tension sinusoïdale 50 Hz est également validée et la simulation du générateur en mode commun dans Spice est fonctionnelle.

4.3.3 Simulations couplées à l'alimentation et validations

Les simulations Spice des générateurs de Thévenin équivalents à PIC en mode commun et en mode différentiel étant fonctionnelles, des comparaisons entre des courants / tensions simulés et ceux mesurés sont possibles sur l'alimentation « DPS », lors d'une injection d'impulsion.

Simulation complète en mode différentiel

La simulation fonctionnelle du générateur de Thévenin équivalent en mode différentiel, associé à son couplage sur la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur, est ajoutée à la simulation de l'alimentation « DPS » présentée dans la partie 4.1.1. Ainsi, la schématique de la simulation complète est exposée sur la figure 4.39.

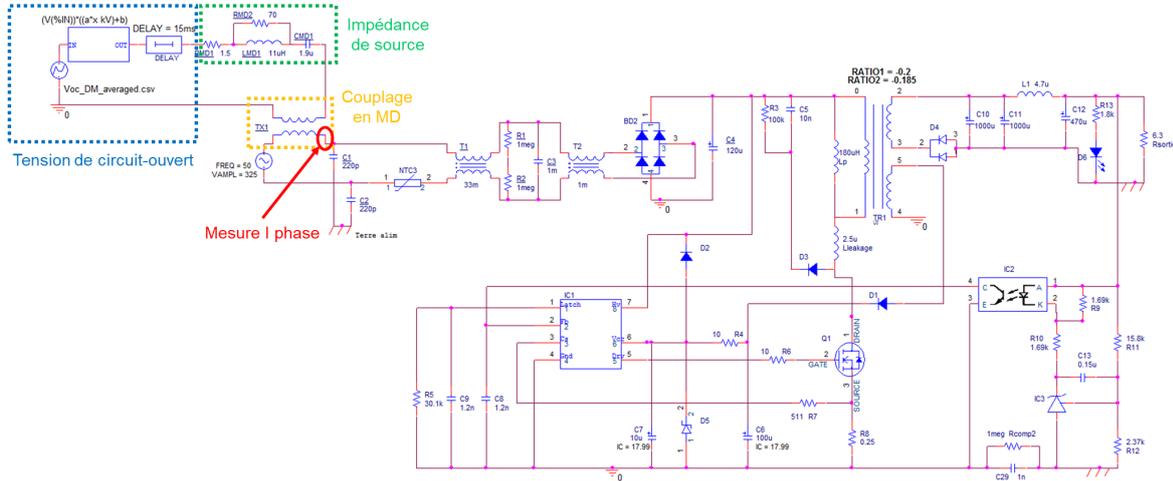


FIGURE 4.39 – Schématique utilisée pour la simulation complète de l'alimentation à découpage conçue lors d'essais d'injection en mode différentiel

Afin de valider cette simulation, une injection en mode différentiel avec PIC à 4 kV a été réalisée en entrée de l'alimentation. Uniquement cette injection à bas niveau a été réalisée afin de se prémunir d'un risque de destruction de l'alimentation. Comme identifié en rouge sur la figure 4.39, le courant de phase en entrée de l'alimentation est relevé puis comparé à celui obtenu avec la simulation complète, sur la figure 4.40.

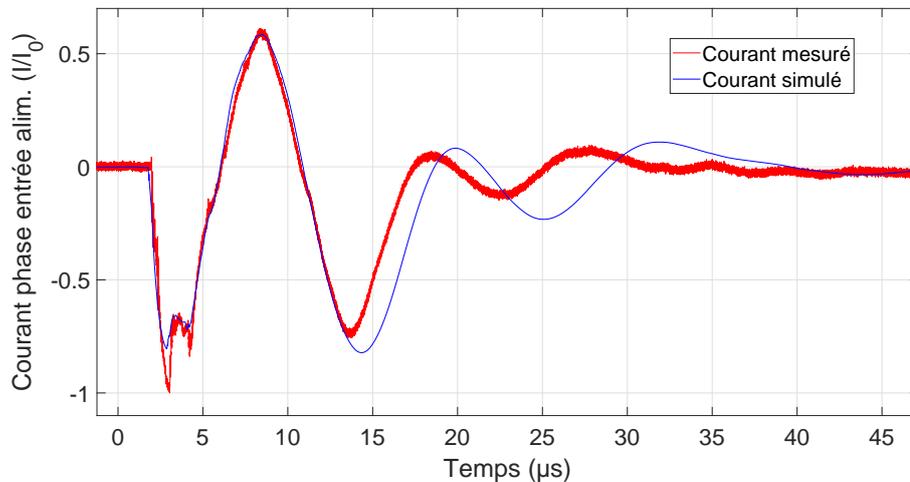


FIGURE 4.40 – Simulation complète de l'alimentation à découpage « DPS » lors d'essais d'injection en mode différentiel

Cette comparaison présente des résultats très satisfaisants pour l'étude. En effet, les

deux premières alternances du courant simulé concordent quasi-parfaitement avec celles de la mesure, en termes d’amplitudes et de fréquence. Elle permet donc de valider le fonctionnement de la simulation complète de l’alimentation associée au générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel à 4 kV.

Simulation complète en mode commun

En mode commun, la simulation fonctionnelle du générateur de Thévenin équivalent, associé à son couplage sur la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur, est ajoutée à la simulation de l’étage d’entrée de l’alimentation « DPS », c’est-à-dire jusqu’au condensateur de lissage de 120 μF en aval du pont de diode. Ainsi, la simulation couplée est exposée sur la figure 4.41.

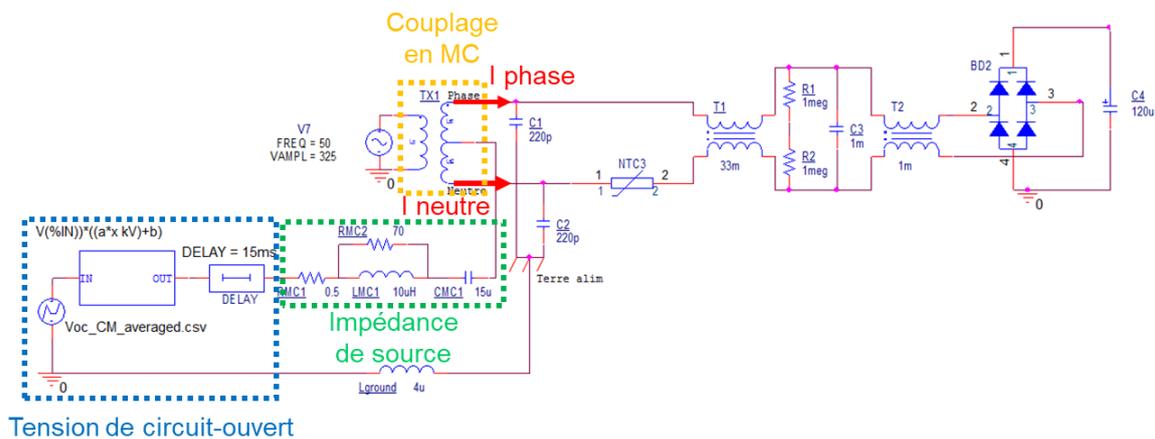


FIGURE 4.41 – Schématique utilisée pour la simulation complète de l’étage d’entrée de l’alimentation à découpage « DPS » lors d’essais d’injection en mode commun

Afin de valider cette simulation, comme en mode différentiel, une injection en mode commun avec PIC à 4 kV a été réalisée en entrée de l’alimentation. Dans ce cas-là, comme identifié en rouge sur la figure 4.41, le courant de mode commun en entrée de l’alimentation est relevé puis comparé à celui obtenu avec la simulation complète.

La comparaison entre le courant mesuré et celui calculé, présentée sur la figure 4.42, fournit des résultats imparfaits mais déjà prédictifs. Même si la simulation correspond uniquement à l’étage d’entrée, des améliorations doivent être apportées afin de mieux concorder avec la mesure. Des chemins de courant de mode commun ne sont probablement pas modélisés. Par ailleurs, les résultats en utilisant l’alimentation complète ne sont pour le moment pas satisfaisants. Ils ne sont pas présentés dans ce manuscrit. Les écarts viennent probablement de problèmes de références : terre de l’alimentation, terre du générateur PIC, masse de l’alimentation, etc.

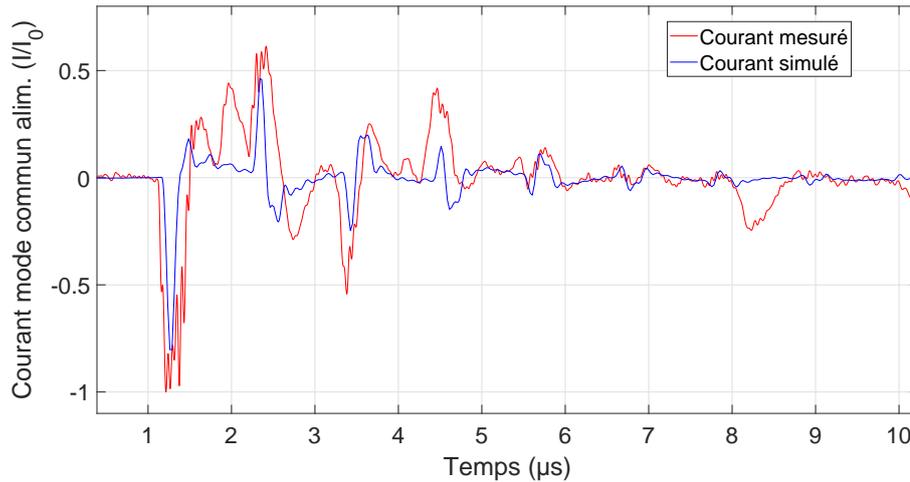


FIGURE 4.42 – Simulation complète de l'alimentation à découpage « DPS » lors d'essais d'injection en mode commun

Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation de l'alimentation « DPS » sous un logiciel de simulation électronique de type Spice est présentée. Les composants modélisés fréquemment dans cette thèse sont également détaillés. Enfin, la validation de la simulation est présentée par des comparaisons entre celle-ci et des mesures de courants et de tensions réalisées sur l'alimentation.

Dans le but d'assurer de bonnes concordances entre les mesures réalisées lors des destructions avec PIC et les résultats obtenus sur l'alimentation simulée, le générateur d'impulsion utilisé dans cette thèse a dû être modélisé et associé à l'alimentation dans Spice. La méthode et les résultats de la modélisation de PIC en mode différentiel et en mode commun sont donc présentés dans ce chapitre.

Finalement, la simulation Spice du générateur de Thévenin équivalent à PIC dans chaque mode est présentée et validée sur un circuit RLC série représentatif de l'impédance petit signal d'une alimentation à découpage. Dans chaque mode de propagation, la simulation complète, comportant le générateur de Thévenin et son couplage sur la tension du secteur associé à l'alimentation flyback « DPS », est également détaillée. En mode différentiel, cette simulation est validée par des mesures des courants d'entrée lors d'une injection avec PIC à 4 kV sur l'alimentation. Dans le cas du mode commun, les résultats sont encore imparfaits mais déjà prédictifs et des pistes d'améliorations sont données. À terme, cette simulation complète permettra de prédire le comportement d'alimentations électroniques face à une impulsion conduite issue du couplage de l'IEMN sur une ligne aérienne de distribution électrique.

Conclusion générale

Ce manuscrit présente les travaux réalisés au cours d'une thèse portant sur l'analyse des destructions d'une alimentation de type flyback soumise à un courant impulsionnel de fort niveau, de quelques centaines d'ampères. Cette thèse a été effectuée conjointement entre le centre de Gramat du Commissariat à l'Énergie Atomique et aux Énergies Alternatives (CEA/Gramat) et le laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS) de Bordeaux, Unité Mixte de Recherche 5218 du CNRS. Les travaux ont été menés au profit de la Direction Générale de l'Armement (DGA). Ils contribuent au domaine d'étude de l'IEMN-HA (Impulsion Électromagnétique d'origine Nucléaire - Haute Altitude) et particulièrement de la susceptibilité conduite d'alimentations électroniques et des techniques de modélisation et d'expérimentation dans ce domaine.

Lors d'une explosion nucléaire à haute altitude, l'impulsion électromagnétique de très fort niveau produite (IEMN-HA) est susceptible de se coupler sur les lignes aériennes de distribution en électricité. L'interférence générée peut se propager de façon conduite jusqu'aux premiers équipements rencontrés, parmi lesquels les alimentations électroniques, dont le bon état de fonctionnement est absolument crucial pour l'ensemble des systèmes, notamment les ordinateurs. Afin de reproduire le résultat de ce couplage, un générateur d'impulsion unique, appelé PIC pour Plateforme d'Injection en Courant, a été utilisé pour générer des impulsions conduites d'une amplitude de plusieurs centaines d'ampères en entrée d'une alimentation à découpage de type flyback, représentative de la majorité des alimentations électroniques.

Dans ce contexte, ce manuscrit traite particulièrement des effets de destruction d'alimentations qui sont les entrées énergies des équipements électroniques. Les phénomènes de perturbation ne sont donc pas étudiés.

Le premier chapitre a permis de montrer des similarités entre les étendues spectrales de l'IEMN-HA, de la foudre et des décharges électrostatiques. Le nombre d'études en lien avec l'IEMN-HA présentes dans la bibliographie étant limité, les études de susceptibilité face aux deux autres menaces sont donc également présentées. En effet, leurs effets sur des équipements électroniques peuvent présenter localement des similitudes, mais sont sans commune mesure

en termes de zone impactée. Cette analyse bibliographique permet notamment de tirer des conclusions intéressantes sur l'incidence de l'instant de la synchronisation de l'injection sur le signal sinusoïdal du secteur, mais aussi sur l'identification des composants détruits le plus souvent. Par ailleurs, une classification des effets d'une IEM en fonction de l'impact de la perturbation sur la fonction principale (ou critique) du système sous test est donnée. Pour finir, le scénario étudié dans la thèse est exposé. Il est notamment mentionné que pour des systèmes alimentés, le mode conduit est prédominant par rapport au mode rayonné. De plus, bien qu'il soit montré que le mode commun est plus destructeur que le mode différentiel, les travaux de thèse se sont concentrés sur les analyses des destructions d'alimentations face à un courant impulsionnel en mode différentiel. Ce mode est, a priori, plus facilement compréhensible car il correspond à la propagation naturelle du courant. L'objectif était, dans un premier temps, de valider la démarche permettant d'aboutir à la compréhension des différents phénomènes de destruction, dans un mode et sur une seule alimentation.

Le deuxième chapitre a permis de définir une alimentation test, appelée « DPS » pour *Designed Power Supply*, représentative d'une majorité d'alimentations et entièrement maîtrisée en termes de topologie et de composants. La maîtrise de cette alimentation est primordiale pour comprendre les destructions rencontrées. Des notions sur les alimentations électroniques sont donc rappelées; elles permettent de montrer que les alimentations à découpage sont les plus utilisées actuellement. De plus, des études de topologies et de composants sur un panel d'alimentations ont permis de sélectionner une topologie de type flyback, qui représente 90 % des alimentations du marché, et des composants représentatifs en termes de technologie et de dimensionnement. Par ailleurs, le moyen d'injection utilisé dans la thèse est présenté avec ses caractéristiques et son fonctionnement.

Le troisième chapitre présente l'ensemble des résultats de susceptibilité d'alimentations et détaille la démarche permettant d'aboutir à la compréhension de leur destruction. Dans ce but, des mesures de courants et de tensions au sein de l'alimentation, lors de l'injection de l'impulsion de plusieurs centaines d'ampères, sont nécessaires et peuvent s'avérer compliquées dans un tel environnement. Une analyse importante a donc été réalisée afin de sélectionner les capteurs appropriés. Des essais préliminaires ont permis de comparer les destructions des alimentations grand public à celles des alimentations « DPS ». Il est notamment montré que les mêmes composants sont majoritairement détruits : le fusible, le pont de diodes, le contrôleur PWM avec ses composants associés et le MOSFET avec ses résistances associées. De plus, une analyse statistique des seuils de destruction montre qu'à un niveau d'injection donné, le mode commun est plus destructeur que le mode différentiel. Ces conclusions valident les résultats observés dans l'étude bibliographique. De plus, la

concordance des résultats entre les alimentations grand public et les alimentations « DPS » permet de confirmer la représentativité de l'alimentation conçue. Enfin, grâce à la bibliographie, aux analyses physiques (électriques, rayons X et microscope électronique) des composants détruits, ainsi qu'aux mesures de courants et de tensions autour de chaque composant, la destruction de chaque composant est expliquée. De plus, il a parfois été nécessaire de compléter ces analyses par des simulations Spice de sous-parties de l'alimentation. Finalement, de manière générale, les composants sont détruits à cause d'un courant d'amplitude trop élevée pendant un temps excessif par rapport aux maximums de leurs capacités. Un scénario présentant l'enchaînement des destructions est exposé.

Le quatrième chapitre aborde des aspects de simulation électronique dont le but est de modéliser la susceptibilité électromagnétique d'alimentations pour prédire leur comportement face une injection d'un courant de plusieurs centaines d'ampères. La première étape a été de modéliser la configuration expérimentale employée dans la thèse afin de vérifier la concordance mesures / simulations de courants et de tensions en certains nœuds de l'alimentation. La simulation de type Spice de l'alimentation « DPS » a donc été réalisée. Les composants de son étage d'entrée ont été modélisés grâce à des mesures d'impédances et la simulation a été validée. Ensuite, la simulation du moyen d'injection PIC a été nécessaire. Pour ce faire, le moyen a été modélisé par des générateurs de Thévenin équivalents, puis intégré à la simulation de l'alimentation.

Perspectives

Dans ce travail de recherche, le moyen d'injection PIC et l'alimentation « DPS » ont été modélisés. Les deux modélisations ont été associées en mode commun et en mode différentiel et intégrées dans un logiciel de simulation de type Spice. La simulation en mode différentiel présente une bonne concordance mesure / simulation du courant mesuré en entrée de l'alimentation pour une injection de 4 kV réglée sur PIC. En revanche, celle en mode commun n'est pas entièrement satisfaisante mais fournit des résultats déjà prédictifs sur l'étage d'entrée de l'alimentation.

Avant de poursuivre le travail de modélisation de la susceptibilité, quelques perspectives devront être analysées. La première concerne la concordance mesure / simulation du courant en entrée de l'alimentation pour des niveaux d'injection supérieurs à 4 kV qui devra être testée. De plus, il sera nécessaire d'observer la propagation de la perturbation dans l'alimentation. En effet, la propagation doit, dans un premier temps, atteindre le drain du MOSFET, premier composant détruit. Il est fort probable que d'autres composants de l'alimentation doivent être modélisés, soit dans une bande de fréquences plus importante que celle de son fonctionnement, soit pour décrire leur fonctionnement pour des courants d'amplitudes importantes (saturation des composants magnétiques par exemple).

La seconde perspective concerne l'amélioration de la simulation en mode commun qui doit être améliorée. En effet, la concordance mesure / simulation du courant en entrée de l'alimentation présente un résultat déjà prédictif mais la simulation n'est réalisée que sur l'étage d'entrée de l'alimentation. Le mode commun est complexe à appréhender car des chemins de courant vers la terre peuvent exister, aux travers de capacités parasites par exemple, et leurs déterminations sont donc délicates. Pour la simulation, les différentes références (terre alimentation, terre bâtiment, masse alimentation, etc.) devront être analysées et leur prise en compte devra certainement être corrigée afin d'améliorer les résultats. Ensuite, tout comme en mode différentiel, la propagation de la perturbation à différents niveaux d'injection réglés sur PIC pourra être vérifiée. Une attention particulière sera portée sur les capacités parasites qui peuvent exister au niveau des différents

composants, comme par exemple entre le dissipateur de l'alimentation et le pont de diodes et le MOSFET.

La vérification de la propagation dans l'alimentation et la validation mesure / simulation de quelques courants et tensions ne sera que la première étape dans l'objectif global de modéliser la susceptibilité des alimentations électroniques afin de prédire leur niveau de destruction dans les deux modes d'injection.

Par la suite, il pourrait être intéressant de modéliser le scénario complet de susceptibilité de l'alimentation « DPS » avec l'enchaînement des destructions. A priori, au vu des conclusions établies sur la destruction de chaque composant, il n'est pas certain qu'un logiciel de simulation de type Spice soit le plus approprié. En effet, il serait probablement plus intéressant d'utiliser un logiciel de simulation comportementale capable d'associer de la modélisation Spice avec de la modélisation comportementale en VHDL-AMS, comme Simplorer - Ansys par exemple. Le langage Spice laisserait la possibilité d'intégrer des composants issus des constructeurs alors que le langage VHDL-AMS pourrait permettre, par exemple, de mettre en court-circuit ou en circuit ouvert des composants détruits à la suite d'un certain niveau de courant les traversant. Par conséquent, les composants détruits dans l'alimentation « DPS » pourraient être testés unitairement afin d'insérer dans la simulation des seuils de courant réalistes. En effet, une injection de courant impulsionnel pourrait être effectuée sur un composant seul, en augmentant de manière incrémentale le niveau, afin de vérifier et de valider les niveaux de courant de destruction mentionnés dans ce manuscrit.

Cette simulation du scénario de destruction de l'alimentation « DPS » en mode différentiel permettra de vérifier la possibilité de modéliser la susceptibilité d'une alimentation entièrement maîtrisée, et de prédire son comportement. De plus, cette modélisation servira à valider le choix du logiciel de simulation sélectionné. Cette étape paraît être indispensable avant de généraliser la modélisation à différentes alimentations.

Afin de généraliser la modélisation de la susceptibilité électromagnétique à diverses alimentations à découpage, une étude expérimentale sera nécessaire afin d'enrichir une base de données sur les effets de destruction d'alimentations d'équipements électroniques. Il pourra par exemple être intéressant de définir les paramètres influents sur la susceptibilité au niveau des alimentations (présence d'un PFC, design du PCB (Printed Circuit Board), technologies et dimensionnements des composants, etc.) dans le but de les intégrer aux modèles. Cette étape passera par une caractérisation électrique des composants constituant les alimentations permettant de mettre en avant leur mécanisme de destruction. Une analyse de ces défaillances par des moyens d'imagerie (rayons X et optique) pourra être

envisagée dans cette partie.

Par ailleurs, il pourra également être nécessaire de construire des familles d'alimentations dont le but est de relier les mécanismes de destruction observés expérimentalement à des critères discriminants, basés sur des données constructeurs, incluant des caractéristiques électriques ou mécaniques intrinsèques, ainsi que des caractérisations expérimentales supplémentaires. Il sera peut être nécessaire de définir une méthode pour mesurer des impédances d'entrée des alimentations à des niveaux importants de courants.

Finalement, pour construire des modèles de susceptibilité et d'éventuels outils associés à des fins de prédiction du comportement des étages d'alimentation d'équipements électroniques, des modèles de susceptibilité devront être développés en fonction des différentes familles. Il sera ensuite nécessaire de les valider par application sur un panel d'alimentations. Il est probable que la généralisation de la modélisation de la susceptibilité passera par des analyses statistiques des seuils de destruction sur un panel d'un même composant de diverses technologies. Par exemple, différentes références de pont de diodes pourraient être détruites unitairement et des statistiques sur les seuils seraient utiles afin de généraliser la destruction de ce composant.

Bibliographie

- [1] J. Shapira, “Electromagnetic compatibility (EMC) — from « garbage of electronics » to global intersystem compatibility a historical review with a personal perspective,” in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems*, May 2008. [6](#)
- [2] E. Sicard, S. B. Dhia, M. Ramdani, and T. Hubing, “EMC of Integrated Circuits : A Historical Review,” in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, July 2007. [6](#)
- [3] Commission Électrotechnique Internationale, “Compatibilité électromagnétique - Guide pour la rédaction des publications sur la compatibilité électromagnétique,” No. CEI Guide 107 :1998, 1998. [6](#)
- [4] F. Costa, “Compatibilité électromagnétique CEM - Présentation générale,” No. D1300 V2, Techniques de l’ingénieur, Février 2010. [7](#), [8](#), [11](#), [23](#), [26](#)
- [5] J. Delaballe, “Cahier technique n°149 - La CEM : la compatibilité électromagnétique,” tech. rep., Schneider Electric. [7](#)
- [6] A. Charoy, *CEM Parasites et perturbations des électroniques - Tome 1 : sources, couplages, effets*. Dunod, 2^e ed., 2006. [8](#), [11](#), [13](#), [17](#)
- [7] C. Goëau, *Étude de la décharge électrostatique définie par le modèle du composant chargé CDM sur les circuits intégrés CMOS*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Décembre 2005. [9](#)
- [8] Commission Électrotechnique Internationale, “Compatibilité électromagnétique - Partie 4-2 : Techniques d’essai et de mesure - Essai d’immunité aux décharges électrostatiques,” No. IEC 61000-4-2, 2008. [9](#), [10](#)
- [9] C. Diaz, “Electrical overstress and electrostatic discharge,” in *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 44, pp. 2–5, March 1995. [10](#)
- [10] J. Paasi, “Assessment of ESD threats to electronic components,” in *Journal of Electrostatics*, vol. 63, pp. 589–596, June 2005. [10](#)

-
- [11] C. M. Somashekaraiah, “Overview of ESD impacts over industry yield : Technical consideration to control ESD during prototype development and production, advanced inspection techniques for ESD failure analysis,” in *International Conference on ElectroMagnetic Interference Compatibility (INCEMIC)*, December 2016. 10
- [12] J. E. Vinson and J. J. Liou, “Electrostatic discharge in semiconductor devices : an overview,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, pp. 399–420, February 1998. 10
- [13] R. G. Wagner, J. M. Soden, and C. F. Hawkins, “Extent and cost of EOS/ESD damage in an IC manufacturing process,” in *Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium*, 1993. 10
- [14] W. Stadler, S. Bargstadt-Franke, T. Brodbeck, R. Gaertner, M. Goroll, H. Gosner, and C. M. N. Jensen, “From the ESD robustness of products to the system ESD robustness,” in *Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium*, September 2004. 10
- [15] Commission Électrotechnique Internationale, “Compatibilité électromagnétique - Partie 4-5 : Techniques d’essai et de mesure - Essai d’immunité aux ondes de choc,” No. IEC 61000-4-5, 2014. 11, 12
- [16] E. Benali and M. Troubat, “La foudre en France : enjeux et solutions,” in *Revue de l’électricité et de l’électronique*, no. 3, pp. 66–73, 2017. 12
- [17] N. Patin, *Électronique de puissance pour l’industrie et les transports 4 - compatibilité électromagnétique*. ISTE Editions - Collection génie électrique, 2014. 12
- [18] ZdI, “EMP et armes électromagnétiques.” <http://zonedinteret.blogspot.com/2009/06/emp-et-armes-electromagnetiques.html>, 09/06/2009. 13, 22
- [19] E. Rondon-Pinilla, *Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d’interrupteurs à semi-conducteurs*. PhD thesis, École Centrale de Lyon, Juin 2014. 15
- [20] Pulse - A Technitrol Compagny, “Understanding common mode noise,” No. G019.A, 1999. 15
- [21] E. M. Walling, “High power microwaves strategic and operational implications for warfare,” Tech. Rep. 11, Air University - Maxwell Air Force Base, 2000. 17, 21
- [22] F. Sabath, “Classification of electromagnetic effects at system level,” in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, September 2008. 17, 18, 19, 20, 21
- [23] F. Brauer, F. Sabath, and J. L. ter Haseborg, “Susceptibility of IT network systems to interferences by HPEM,” in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 237–242, August 2009. 17, 21

- [24] International Electrotechnical Commission, “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 5-9 : Installation and mitigation guidelines - System-level susceptibility assessments for HEMP and HPEM,” No. IEC/TS 61000-5-9, 2009. [17](#), [20](#)
- [25] D. Nitsch and F. Sabath, “Electromagnetic effects on systems and components,” in *Book of abstracts AMEREM 2006*, July 2006. [17](#), [19](#)
- [26] W. A. Radasky, “Generation of High-Amplitude Electromagnetic Pulse (HEMP),” in *IEEE EMC Conference : tutorial on aircraft EMP hardening specifications and measurement methods*, August 2008. [22](#)
- [27] International Electrotechnical Commission, “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-9 : Environment - Description of HEMP environment - Radiated disturbance,” No. IEC 61000-2-9, 1996. [23](#), [24](#)
- [28] R. Hoad and W. A. Radasky, “Progress in High-Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) Standardization,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, no. 3, pp. 532–538, 2013. [23](#), [26](#), [27](#)
- [29] D. V. Giri and W. D. Prather, “High-Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) Risetime Evolution of Technology and Standards Exclusively for E1 Environment,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, no. 3, pp. 484–491, 2013. [23](#)
- [30] Institut de Radioprotection et de Sûreté Nucléaire, “Les essais atmosphériques d’armes nucléaires : des retombées radioactives à l’échelle planétaire,” 2008. [25](#)
- [31] W. A. Radasky, “Introduction to the Special Issue on High-Altitude Electromagnetic pulse (HEMP),” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, no. 3, pp. 410–411, 2013. [24](#)
- [32] C. E. Baum, “From the Electromagnetic Pulse to High-Power Electromagnetics,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 6, pp. 789–817, 1992. [25](#)
- [33] D. V. Giri, “History of High-Power Electromagnetics (HPEM) from 1940s to 21st century,” in *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM)*, 2015. [25](#)
- [34] Commission Électrotechnique Internationale, “Compatibilité électromagnétique - Partie 1-3 : Généralités - Effets des impulsions électromagnétiques à haute altitude (IEM-HA) sur les matériels et systèmes civils,” No. IEC 61000-1-3, 2002. [25](#), [37](#)
- [35] J. S. Foster, E. Gjælde, W. R. Graham, R. J. Hermann, H. M. Kluepfel, R. L. Lawson, G. K. Soper, L. L. Wood, and J. B. Woodard, “Report of the Commission to Assess the Threat to the United States from Electromagnetic Pulse (EMP) Attack,” tech. rep., 2004. [26](#)

- [36] W. A. Radasky and R. Hoad, "Status and Progress of IEC SC 77C High-Power Electromagnetics Publications in 2015," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2015. [27](#)
- [37] M. W. Wik and W. A. Radasky, "Development of High-Power Electromagnetic (HPEM) Standards," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, no. 3, pp. 439–445, 2004. [27](#)
- [38] W. A. Radasky, "Protection of Commercial Installations from the High-Frequency Electromagnetic Threats of HEMP and IEMI Using IEC Standards," in *Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010. [27](#)
- [39] V. Gurevich and W. A. Radasky, "Problems in Testing Digital Protective Relays for Immunity to Intentional Destructive Electromagnetic Impacts," *Global Journal of Advanced Research*, vol. 1, no. 2, pp. 159–173, 2014. [27](#)
- [40] Commission Électrotechnique Internationale, "Compatibilité électromagnétique - Partie 4-32 : Techniques d'essai et de mesure - Compendium des simulateurs d'impulsions électromagnétiques à haute altitude (IEM-HA)," No. IEC 61000-4-32, 2002. [27](#), [28](#), [29](#), [30](#), [II](#), [III](#), [IV](#), [V](#)
- [41] J. C. Giles and W. D. Prather, "Worldwide High-Altitude Nuclear Electromagnetic Pulse Simulators," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, pp. 475–483, June 2013. [27](#), [28](#), [29](#), [30](#)
- [42] M. Ianoz, "A Review of HEMP Activities in Europe," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, pp. 412–421, June 2013. [27](#)
- [43] C. E. Baum, "EMP Simulators for Various Types of Nuclear EMP Environments : An Interim Categorization," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-20, pp. 35–53, February 1978. [27](#)
- [44] C. E. Baum, "Review of hybrid and equivalent-electric-dipole EMP simulators," *SSN 277*, October 1982. [30](#)
- [45] Commission Électrotechnique Internationale, "Compatibilité électromagnétique - Partie 4-25 : Techniques d'essai et de mesure - Méthodes d'essai d'immunité à l'IEMN-HA des appareils et des systèmes," No. IEC 61000-4-25, 2001. [31](#), [32](#), [33](#)
- [46] Commission Électrotechnique Internationale, "Compatibilité électromagnétique - Partie 4-4 : Techniques d'essai et de mesure - Essais d'immunité aux transitoires électriques rapides en salves," No. IEC 61000-4-4, 1995. [32](#), [33](#)

- [47] M. Camp, H. Garbe, and D. Nitsch, "UWB and EMP susceptibility of modern electronics," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, pp. 1015–1020, August 2001. [35](#), [36](#), [38](#), [39](#)
- [48] M. Camp and H. Garbe, "Susceptibility of Personal Computer Systems to Fast Transient Electromagnetic Pulses," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, pp. 829–833, November 2006. [35](#), [36](#), [37](#), [38](#)
- [49] D. Nitsch, M. Camp, F. Sabath, J. L. ter Haseborg, and H. Garbe, "Susceptibility of some electronic equipment to HPEM threats," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, pp. 380–389, August 2004. [35](#), [36](#), [38](#)
- [50] L. H. Shi, B. Chen, C. Gao, Z. Li, and H. Chen, "Experiments on the susceptibility of the direct digital control system to EMP in intelligent buildings," in *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM)*, pp. 350–353, November 2003. [35](#), [36](#), [38](#)
- [51] R. Hoad, A. Lambourne, and A. Wraight, "HPEM and HEMP susceptibility assessments of computer equipment," in *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 168–171, February 2006. [35](#), [36](#), [37](#)
- [52] M. Hou, S. Liu, and S. Wang, "Study on irradiation effects of nucleus electromagnetic pulse on single chip computer system," *High Power Laser Particle Beams*, vol. 13, pp. 623–626, September 2001. [35](#), [36](#)
- [53] C. Imposimato, L. Pandini, E. Bottari, and L. Inzoli, "Evaluation of the Radiated Lightning Coupling on Real Medium Voltage Power Lines by an EMP Simulator," in *International Zurich Symposium on EMC*, February 1999. [35](#), [37](#)
- [54] M. Chen, Y. H. Cheng, W. Wu, J. X. Li, and B. Z. Li, "Experimental study of EMP effects on 80C196KC microcontrollers," *Nuclear Electronic Detection Technology*, vol. 26, pp. 364–373, Mai 2006. [35](#)
- [55] M. Camp and H. Garbe, "Susceptibility of personal computer systems to electromagnetic pulses with double exponential character," *Advances in Radio Science*, vol. 2, pp. 63–69, 2004. [35](#), [36](#), [37](#)
- [56] R. Hoad, N. J. Carter, D. Herke, and S. P. Watkins, "Trends in EM susceptibility of IT equipment," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, pp. 390–395, August 2004. [35](#), [36](#), [37](#)
- [57] A. Cui, Y. Xie, J. Han, D. Sun, and H. Xiang, "Effect of high altitude nuclear electromagnetic pulse upon phone call," *High Power Laser Particle Beams*, vol. 21, pp. 1529–1533, October 2009. [36](#)

- [58] M. Ianoz, R. Rachidi, C. Mazzetti, and C. A. Nucci, "Response of multiconductor lines to indirect close lightning strokes," in *CIGRE Symposium, Power System EMC*, October 1993. [37](#)
- [59] L. H. Shi, Y. Yu, Y. H. Zhou, and B. H. Zhou, "Statistical results on the EMP conductive susceptibility of a serial network measurement and control device," in *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, pp. 13–16, September 2009. [38](#), [39](#), [40](#)
- [60] N. H. Zaini, M. Z. A. Ab-Kadir, M. Izadi, N. I. Ahmad, M. A. M. Radzi, N. Azis, and W. Z. W. Hasan, "On the effect of lightning on a solar photovoltaic system," in *International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, September 2016. [38](#)
- [61] W. A. Radasky and R. Hoad, "An overview of the impacts of three high power electromagnetic (HPEM) threats on Smart Grids," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 1–6, September 2012. [38](#), [43](#)
- [62] Y. V. Parfenov, L. N. Zdoukhov, W. A. Radasky, and M. Ianoz, "Conducted IEMI threats for commercial buildings," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, pp. 404–411, August 2004. [39](#), [41](#), [42](#), [44](#)
- [63] L. Shi, X. Zhang, Z. Sun, and R. Ma, "An Overview of the HEMP Research in China," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, pp. 422–430, June 2013. [39](#)
- [64] M. Zhou, H. Zhang, L. Cai, X. Fan, J. Wang, S. Dai, and J. Xue, "Surge immunity test of personal computer at power lines," in *Asia-Pacific International Conference on Lightning*, pp. 813–816, November 2011. [39](#), [40](#)
- [65] C. H. Eichler, J. R. Legro, and P. R. Barnes, "Experimental determination of the effects of steep front-short duration surges on 25 kVA pole mounted distribution transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, pp. 1103–1110, April 1989. [39](#), [40](#)
- [66] Y. V. Parfenov, "Reality of EMP Effect," *Memorandum*, October 1998. [41](#)
- [67] W. A. Radasky and E. Savage, "Immunity of solar inverters to transient waveforms," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, pp. 811–816, May 2018. [41](#)
- [68] J. M. Lopez, L. Vergnes, and L. Labarbe, "Évaluation de la susceptibilité des entrées énergie d'équipements," in *Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Électromagnétique (CEM)*, 2016. [41](#), [42](#), [91](#)
- [69] C. Yajing, Z. Wenjun, H. Ruidong, and Z. Luxing, "Test on Lightning Characteristics of Electronic Equipment's Power Supply," in *International Symposium on Microwave*,

- Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 1357–1360, August 2007. [41](#), [42](#), [91](#)
- [70] S. James, N. Kularatna, A. Steyn-Ross, A. Pandey, R. Künnemeyer, and D. Tantrigoda, “Investigation of failure patterns of desktop computer power supplies using a lightning surge simulator and the generation of a database for a comprehensive surge propagation study,” in *Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 1275–1280, November 2010. [41](#), [42](#), [91](#)
- [71] M. L. Sudheer and M. K. Gunasekaran, “Study of conducted susceptibility of power converters,” in *Proceedings of the International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, pp. 231–236, December 1999. [41](#), [42](#), [91](#)
- [72] Z. Xing, W. Shuping, W. Ming, and W. Qingguo, “Experimental research on effects of LEMP on power circuits,” in *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, pp. 420–423, September 2009. [41](#)
- [73] X. Luo, Y. Du, and X. Wang, “Transient responses of switching mode power supplies under a lightning surge,” in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, October 2011. [41](#)
- [74] N. Kularatna, “Powering systems based on complex ICs and the quality of utility AC source : an end to end approach to protection against transients,” in *Proceedings of Power Quality*, October 2005. [44](#)
- [75] Commission Électrotechnique Internationale, “Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-2 : Limites - Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils = 16 A par phase),” No. IEC 61000-3-2, 2018. [49](#)
- [76] European Power Supply Manufacturers Association, “Harmonic Current Emissions : Guidelines to the standard EN 61000-3-2,” 2010. [49](#)
- [77] S. Basu, M. H. J. Bollen, and T. M. Undeland, “PFC Strategies in Light of EN 61000-3-2,” *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, 2004. [49](#)
- [78] A. Bindra, “Growth in Merchant Power Supplies : A Look at the Market Trends Propelled by Emerging Applications,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, pp. 32–34, March 2014. [50](#)
- [79] N. Andrews, “The global market for power supply and power management integrated circuits,” in *Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 126–131, March 2002. [50](#)

- [80] ON Semiconductor, “Power Factor Correction (PFC) Handbook - Choosing the Right Power Factor Controller Solution,” No. HBD853/D Rev. 5, 2014. [51](#), [52](#)
- [81] S. Abdel-Rahman, F. Stückler, and K. Siu, “PFC boost converter design guide,” No. 1.1, Infineon, 2016. [51](#)
- [82] Texas Instrument, “Power Topologies Quick Reference Guide,” tech. rep., 2016. [52](#)
- [83] ON Semiconductor, “Switch-Mode Power Supply Reference Manual,” tech. rep., 2014. [52](#), [61](#)
- [84] A. I. Pressman, K. Billings, and T. Morey, *Switching power supply design*. Mc GrawHill, third ed., 2009. [53](#), [60](#)
- [85] K. Billings and T. Morey, *Switchmode power supply*. Mc GrawHill, third ed., 2011. [53](#)
- [86] J.-P. Ferrieux and F. Forest, *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance : Principes, composants, modélisation*. Dunod sciences sup, 3ème ed., 2011. [53](#), [60](#)
- [87] G. Shanmugavel, “Fly-Back Converter - CCM vs DCM,” tech. rep. [54](#)
- [88] R. Mammano, “Switching Power Supply Topology : Voltage Mode vs. Current Mode,” No. DN-62, Unitrode, 2016. [55](#), [56](#)
- [89] S. Keeping, “Contrôle en mode courant et en mode tension pour la génération de signaux PWM dans les régulateurs à découpage CC/CC,” in *Electronic Products - Digi-Key*, Octobre 2014. [57](#)
- [90] A. Charoy, “CEM des convertisseurs,” in *AEMC - Hyper et RF 2005 - CNIT La Défense*, Mars 2005. [57](#), [58](#)
- [91] M. Girard, H. Angelis, and M. Girard, *Alimentations à découpage*. Dunod sciences sup, 2ème ed., 2003. [57](#)
- [92] M. Lardellier, *Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence*. PhD thesis, École Centrale de Lyon, 2008. [59](#)
- [93] IHS Technology, “The World Market for AC-DC and DC-DC Merchant Power Supplies,” in *Power and Energy Service*, 2014. [63](#)
- [94] F. Costa and P. Poulichet, “Sondes pour la mesure de courant en électronique de puissance,” No. D3085 V1, Techniques de l'ingénieur, Novembre 2005. [79](#), [80](#), [82](#)
- [95] J. Lutz, H. Schlangenotto, U. Scheuermann, and R. De Doncker, *Semiconductor Power Devices – Physics, Characteristics, Reliability*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011. [102](#), [106](#), [109](#), [113](#), [126](#), [129](#)
- [96] F. Richardeau, F. Boige, and S. Lefebvre, “Gate leakage-current, damaged gate and open-circuit failure-mode of recent SiC Power Mosfet : Overview and analysis of unique

- properties for converter protection and possible future safety management,” in *IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, November 2018. [109](#), [113](#)
- [97] T. Funaki, “A study on self turn-on phenomenon in fast switching operation of high voltage power MOSFET,” in *IEEE CPMT Symposium Japan*, November 2013. [115](#)
- [98] Toshiba Electronic Devices and Storage Corporation, “MOSFET self turn-on phenomenon,” tech. rep., 2018. [115](#)
- [99] D. Graovac, “Parasitic turn-on of power MOSFET – How to avoid it?,” tech. rep., Infineon, 2018. [115](#)
- [100] H. Egawa, “Avalanche characteristics and failure mechanism of high voltage diodes,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-13, pp. 754–758, November 1966. [125](#), [126](#)
- [101] I. Dchar, C. Buttay, and H. Morel, “SiC power devices packaging with a short-circuit failure mode capability,” *Microelectronics Reliability*, vol. 76-77, pp. 400 – 404, 2017. [125](#)
- [102] R. Wu, F. Blaabjerg, H. Wang, and M. Liserre, “Overview of catastrophic failures of freewheeling diodes in power electronic circuits,” *Microelectronics Reliability*, vol. 53, no. 9, pp. 1788 – 1792, 2013. [125](#)
- [103] I. Dchar, C. Buttay, and H. Morel, “Avalanche robustness of SiC Schottky diode,” *Microelectronics Reliability*, vol. 64, pp. 494 – 501, 2016. [126](#), [129](#)
- [104] A. Irace, G. Breglio, P. Spirito, A. Bricconi, D. Raffo, and L. Merlin, “On the safe operating area of power schottky diodes in avalanche conditions,” in *International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, pp. 223–226, May 2005. [126](#), [129](#)
- [105] V. V. N. Obreja, C. Podaru, E. Manea, A. Obreja, and P. Svasta, “Failure Analysis of Diode (Thyristor) Dice from Power Semiconductor Modules after Operation above the Maximum Specified Temperature,” in *Electronic Systemintegration Technology Conference*, vol. 2, pp. 1230–1235, September 2006. [126](#), [129](#)
- [106] F. Legrand, *Modélisation de circuits électrotechniques en vue de leur simulation - Réalisation d'un simulateur*. PhD thesis, Université de Bordeaux I, 2004. [136](#)
- [107] P. Johansson and B. Andersson, *Comparison of Simulation Programs for Supercapacitor Modelling - Model Creation and Verification*. Master of science thesis, Chalmers University of Thechnology - Sweden, 2008. [136](#)

-
- [108] C. Gautier, *Contribution au développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique*. PhD thesis, Université Paris 6, 2001. [136](#)
- [109] L. D. Smith and D. Hockanson, "Distributed SPICE circuit model for ceramic capacitors," in *Electronic Components and Technology Conference*, pp. 523–528, May 2001. [138](#)
- [110] F. Lafon, *Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. Étude de l'immunité, du composant à l'équipement*. PhD thesis, INSA Rennes, 2011. [138](#)
- [111] L. Kovacs, G. Kohlrusz, K. Enisz, and D. Fodor, "Aluminium Electrolytic Capacitor Model for Capacitor Materials Structure Transformation Analysis in PWM Applications," in *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 888–893, August 2018. [139](#)
- [112] A. Braham, A. Lahyani, P. Venet, and N. Rejeb, "Recent Developments in Fault Detection and Power Loss Estimation of Electrolytic Capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 33–43, January 2010. [139](#)
- [113] E. Aeloiza, Jang-Hwan Kim, P. Enjeti, and P. Ruminot, "A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Speed Drives and Uninterruptible Power Supplies," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2867–2872, June 2005. [139](#)
- [114] M. L. Gasperi, "A method for predicting the expected life of bus capacitors," in *IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1042–1047, October 1997. [139](#)
- [115] J. Kotny, X. Margueron, and N. Idir, "High frequency modeling method of EMI filters," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1671–1678, September 2009. [140](#)
- [116] J. Kotny, X. Margueron, and N. Idir, "High-Frequency Model of the Coupled Inductors Used in EMI Filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 2805–2812, June 2012. [140](#)
- [117] F. Grassi, F. Marliani, and S. A. Pignari, "Circuit Modeling of Injection Probes for Bulk Current Injection," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 563–576, August 2007. [146](#)

- [118] Y. Kondo, M. Izumichi, and O. Wada, "Simulation of Bulk Current Injection Test for Automotive Components Using Electromagnetic Analysis," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, pp. 866–874, August 2018. [146](#)
- [119] Z. Cui, F. Grassi, and S. A. Pignari, "Circuit modeling of the test setup for pulsed current injection," in *Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, pp. 726–728, May 2016. [146](#)
- [120] F. Grassi, F. Marliani, and S. A. Pignari, "SPICE Modeling of BCI probes accounting for the frequency-dependent behavior of the ferrite core," in *XIXth General Assembly of URSL.*, 2008. [146](#)
- [121] B. Alinejad and H. K. Karegar, "Online inertia constant and Thévenin equivalent estimation using PMU data," in *International Power System Conference (PSC)*, pp. 106–110, November 2015. [146](#)
- [122] G. Mejezaze, F. Puybaret, T. Dubois, and J.-M. Vinassa, "Common Mode Modelling of a Current Injection Source for Susceptibility Study," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe)*, pp. 833–838, August 2018. [146](#)

Annexe A

Annexes

A.1 Principaux simulateurs IEMN dans le monde

Table 1 – Guided-wave EMP simulators with conventional terminations⁵

| Characteristic | Simulator | ALECS | ARES | Trestle | DREMPs | EMIS-III-TL | DM-1200 | GIN-1,6-5 | GIN-12-30 | IEMI-M5M | IEMP-10 | SEMP-6M-2M | SEMP-12-3 | Pulse-M | SEMP-1,5 |
|--------------------------------------|------------|------------|------------|------------|---------------|--------------|---------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|----------------------|------------------|------------------|--------------|
| Location | Albuq. USA | Albuq. USA | Albuq. USA | Albuq. USA | Ottawa Canada | The Hague NL | Beijing China | Kharkov Ukraine | Kharkov Ukraine | Kharkov Ukraine | Kharkov Ukraine | Sergiev Posad Russia | St. Pete. Russia | St. Pete. Russia | Istra Russia |
| Peak output voltage (MV) | 1 | 4 | 6-8 | 0,6 | 1,2 | 1,6 | 4,5 | 0,7 | 2,5 | 6 | 2,4 | 0,6 | 1,5 | 5-12 | 1,5 |
| Rise time (ns) | 10 | <10 | ~20 | 5 | 10 | 5-10 | 200-2500 | 200-280 | 200-250 | 350-400 | 580 | 100 | 150 | 100 | 20-100 |
| Duration (ns) | 250 | 250 | 500 | 400 | ? | ~50 | 120 | 150 | 120 | 330 | 140 | 100 | 100 | 150 | 35-850 |
| Peak electric field (kV/m) | 100 | >100 | 50 | 55 | 100 | ~400 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 20-100 |
| Length (m) | 100 | 189 | ~400 | 100 | 50 | 54 | 48 | 23 | 110 | 80 | 170 | 15 | 100 | 100 | 100 |
| Plate spacing (m) | 13 | 40 | 105 | 10 | ~10 | 8,4 | 5 | 3 | 12 | 15 | 10 | 3-6 | ~15 | ~15 | ~15 |
| Wave-guide impedance (Ohms) | 100 | 125 | 300 | 110 | 100 | 180 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 120 | 110 | 100 | 100 |
| Initial operational capability (IOC) | mid-60s | 1970 | early 80s | Mid-90s | 1992 | 1976 | 1985 | 1992 | 1992 | 1992 | 1970 | 1982 | 1992 | Early 90s | 1998 |
| Status ⁶ | 2 | 2 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| Availability | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? |
| Government | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? |
| Industry | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? | ? |
| IEC type simulator ⁷ | II | II | II | II | II | II | II | II | II | II | II | II | II | II | II |
| Sub-clause | 7.17.1 | 7.17.2 | 7.17.4 | 7.1.1 | 7.10.2 | 7.2.1 | 7.15.1 | 7.15.2 | 7.15.3 | 7.15.4 | 7.12.2 | 7.12.4 | 7.12.3 | 7.12.5 | 7.12.5 |
| Compendium page | 92 | 94 | 98 | 26 | 56 | 82 | 84 | 86 | 88 | 62 | 66 | 64 | 68 | 68 | 68 |

⁵ This listing is preliminary and subject to verification by the simulator owner/operator.

⁶ Status Codes: 1 – Under development; 2 – Operational; 3 – Stand-by; 4 – Dismantled or no longer in use; ? – Unknown.

⁷ Type I and Type II EMP simulators are defined in IEC 61000-4-25:2001, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-25: Testing and measurement techniques – HEMP immunity test methods for equipment and systems.

FIGURE A.1 – Simulateurs à onde guidée avec terminaison conventionnelle (plaque métallique), d'après la norme CEI 61000-4-32 [40]

Table 2 – Guided-wave EMP simulators with distributed terminations⁸

| Characteristic | Simulator | SIEM-2 | DIESES | SAPIENS ² | INSIEME | Rafael | VEPES | VERIFY | SEMIRAMIS | SSR | France Telecom | ERU-2M |
|--------------------------------------|----------------|----------------------|----------------------|----------------------|------------|--------------|-------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------|----------------------|
| Location | Mimizan France | | Munster Germany | Linköping Sweden | Pisa Italy | Haifa Israel | Spiez Switzerland | Spiez Switzerland | Lausanne Switzerland | Gramat France | Lannion France | Sergiev Posad Russia |
| Peak output voltage (MV) | 2,8 | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 0,8 | 0,6 | 0,1 | 2 | 0,8 | 1 |
| Rise time (ns) | 10 | 1-7 | 1-7 | 5 | 4 | <5 | 8 | 1 | <10 | 1-5 | 2,5 | 2,5-25 |
| Duration (ns) | 250 | 80-1000 | 80-1000 | 150 | ? | ? | ~300 | 24-36 | 200 | 25-200 | 23-200 | 25-750 |
| Peak electric field (kV/m) | >100 | >100 | >100 | >50 | >100 | >200 | >100 | 100 | 62 | >100 | 75 | 100 |
| Length (m) | 180 | 120 | 120 | 90 | 120 | 130 | 55 | 20 | 10 | 106 | 50 | 30 |
| Maximum height (m) | 33 | 22 | 22 | 18 | 22 | 20 | ~10 | ~4 | ~1,5 | 15 | 6 | ~8 |
| Waveguide impedance (Ohms) | 90 | 90 | 90 | 100 | 100 | 90 | 90 | 100 | 100 | 90 | 140 | 120 |
| Initial operational capability (IOC) | 1979 | 1981 | 1981 | 1990 | early 90s | 1989 | 1989 | 1999 | 1991 | 1986 | 1996 | 1982 |
| Status ⁹ | 4 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| Availability | | | | | | | | | | | | |
| Government | -- | Yes | Yes | Yes | Yes | ? | Yes | Yes | Yes | Yes | Yes | Yes |
| Industry | -- | Yes | Yes | Yes | Yes | ? | Yes | Yes | ? | Yes | Yes | ? |
| IEC type simulator ¹⁰ | II | Candidate for Type I | Candidate for Type I | II | II | II | II | Candidate for Type I | II | Candidate for Type I | II | Candidate for Type I |
| Sub-clause | -- | 7.6.1 | 7.6.1 | 7.13.1 | 7.9.1 | 7.8.1 | 7.14.2 | 7.14.3 | 7.14.4 | 7.5.3 | 7.5.1 | 7.12.1 |
| Compendium page | -- | 34 | 34 | 70 | 52 | 48 | 76 | 78 | 80 | 32 | 28 | 60 |

⁸ This listing is preliminary and subject to verification by the simulator owner/operator.

⁹ Status Codes: 1 – Under development; 2 – Operational; 3 – Stand-by; 4 – Dismantled or no longer in use; ? – Unknown.

¹⁰ Type I and Type II EMP simulators are defined in IEC 61000-4-25:2001, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-25: Testing and measurement techniques – HEMP immunity test methods for equipment and systems.

FIGURE A.2 – Simulateurs à onde guidée avec terminaison distribuée sur plusieurs conducteurs et charge résistive, d'après la norme CEI 61000-4-32 [40]

Table 3 – Vertical dipole EMP simulators¹¹

| Characteristic | Simulator | VPD-I | VPD-II | USN NAWCAD VPD | EMIS-III-VPD | EMPRESS I | EMPRESS II |
|--|---------------------|----------------------|-----------------|--------------------|-----------------------|--------------|-------------|
| Location | | Albuquerque USA | Albuquerque USA | Patuxent River USA | The Hague Netherlands | Virginia USA | Norfolk USA |
| Peak output voltage (MV) | | 1,6 | 4 | ? | 0,5 | 1,5 | 7 |
| Rise time (ns) | | <5 | 10 | <5 | <5 | 8-15 | <10 |
| Peak electric field (kV/m @ stated meters) | | 10 @100 | 36 @100 | ? | 2 @100 | 3 @375 | 25 @200 |
| Height (m) | | 30 | 40 | 25 | ? | ? | 40 |
| Cone impedance (Ohms) | | 75 | 60 | 75 | 75 | 75 | 70 |
| Initial operational capability (IOC) | | early 70s | late 70s | early 80s | early 80s | early 70s | late 80s |
| Status ¹² | | 3 | 2 | 2 | 2 | 3 | 4 |
| Availability | Government Industry | ? | ? | ? | Yes | ? | ? |
| IEC type simulator ¹³ | | Candidate for Type I | II | II | II | II | II |
| Sub-clause | | 7.17.5 | 7.17.6 | 7.17.8 | 7.10.3 | -- | -- |
| Compendium page | | 100 | 102 | 106 | 58 | -- | -- |

¹¹ This listing is preliminary and subject to verification by the simulator owner/operator.

¹² Status Codes: 1 – Under development; 2 – Operational; 3 – Stand-by; 4 – Dismantled or no longer in use; ? – Unknown.

¹³ Type I and Type II EMP simulators are defined in IEC 61000-4-25:2001, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-25: Testing and measurement techniques – HEMP immunity test methods for equipment and systems.

FIGURE A.3 – Simulateurs à dipôle vertical, d'après la norme CEI 61000-4-32 [40]

Table 4 – Hybrid EMP simulators¹⁴

| Characteristic | Simulator | TEMPS & AESOP | HPD | USN NAWCAD HPD | EMIS-III-HPD | Wis | DPH | MEMPS | SPERANS | Rafael |
|--|-----------|---------------|-----------------|--------------------|--------------|----------------------|----------------------|-------------------|----------------------|--------------|
| Location | | USA | Albuquerque USA | Patuxent River USA | The Hague NL | Munster Germany | Gramat France | Spiez Switzerland | Linköping Sweden | Haifa Israel |
| Peak output voltage (MV) | | 7 | 4 | 4 | 0,5 | 0,36 | 4 | 4 | 0,2 | 0,6 |
| Rise time (ns) | | 4-12 | 8-12 | 8-12 | <5 | 1,2 | 1-5 | 10 | 2,5 | <5 |
| Peak electric field (kV/m @ stated meters) | | 52 @50 | 33 @30 | 33 @30 | 2 @100 | ~10 @8 | ~50 @30 | 60 @20 | 4 @20 | ? |
| Height (m) | | 20 | 30 | 30 | 20 | 8 | 30 | 20 | 20 | 10 |
| Length (m) | | 300 | 150 | 150 | 100 | 30 | 150 | 60 | 150 | 30 |
| Bicone impedance (Ohms) | | 120 | 150 | 150 | 75 | 150 | 150 | 150 | 150 | 150 |
| Initial operational capability (IOC) | | early-70s | mid-70s | mid-70s | early 80s | 1999 | 1980 | 1985 | 1984 | 1991 |
| Status ¹⁵ | | 4 | 2 | 2 | 3 | 2 | 2 | 3 | 3 | 2 |
| Availability | | | | | | | | | | |
| Government | | -- | ? | ? | Yes | Yes | Yes | Yes | Yes | ? |
| Industry | | -- | ? | ? | Yes | Yes | Yes | Yes | Yes | ? |
| IEC type simulator ¹⁶ | | II | II | II | II | Candidate for Type I | Candidate for Type I | II | Candidate for Type I | II |
| Sub-clause | | -- | 7.17.3 | 7.17.7 | 7.10.1 | 4.6.2 | 7.5.2 | 7.14.1 | 7.13.2 | 7.8.2 |
| Compendium page | | -- | 96 | 104 | 54 | 38 | 30 | 74 | 72 | 50 |

¹⁴ This listing is preliminary and subject to verification by the simulator owner/operator.

¹⁵ Status Codes: 1 – Under development; 2 – Operational; 3 – Stand-by; 4 – Dismantled or no longer in use; ? – Unknown.

¹⁶ Type I and Type II EMP simulators are defined in IEC 61000-4-25:2001, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-25: Testing and measurement techniques – HEMP immunity test methods for equipment and systems .

A.2 Nomenclature de l'alimentation conçue pour cette étude

| Name | Description | Value | Footprint | Manufacturer | Manufacturer no. |
|---------|--------------------------|--------------------|-----------|------------------|--------------------|
| T1 | Common Mode Choke | 2 x 33 mH, 90 mΩ | | Würth Elektronik | 7448030333 |
| T2 | Common Mode Choke | 2 x 1 mH, 45 mΩ | | Würth Elektronik | 744821201 |
| NTC1 | NTC | 5 Ω 4.2 A | | Epcos | B572355509M |
| IC1 | 65 kHz PWM Controller | | SO-7 | ON Semiconductor | NCP1271D65R2 |
| IC2 | Opto coupler | | SMD-4 | Vishay | SFH615AA-X007 |
| IC3 | Voltage Reference | 2.5 V | SO-8 | ON Semiconductor | TL431AIDG |
| BD1 | Rectifier Bridge | 800 V - 4 A | D3K | Shindengen | UD4KB80-7000 |
| D1 | Switching Diode | 100 V | SOD-123 | ON Semiconductor | MMSD914T1G |
| D2 | Standard Diode | 1 A 600 V | SOD-123 | ROHM | RR268MM-600TR |
| D3 | Ultrafast Diode | 1 A 600 V | SMB | ON Semiconductor | MURS160T3G |
| D4 | Schottky Diode | 20 A 100 V | TO220AB | ST | STPS20H100CT |
| D5 | Zener Diode | 18 V | Mini MELF | Nexperia | BZV55-C18,115 |
| D6 | LED | Rouge, 2.25A 20mA | | Kingbright | L-53HD |
| Q1 | N MOSFET | 11 A 650 V | TO220FP | Infineon | SPA11N65C3 |
| R1-R2 | Ceramic Chip Resistor | 1 MΩ 1/4 W | 1206 | Welwyn | |
| R3 | Leaded Resistor | 100 kΩ, 2 W | Axial | TE Connectivity | ROX2SJ100K |
| R4,R6 | Leaded Resistor | 10 Ω, 1/4 W | 1206 | Vishay | CRCW120610R0FKEA |
| R5 | Ceramic Chip Resistor | 30.1 kΩ, 1/8 W | 0805 | Vishay | CRCW080530K1FKEA |
| R7 | Ceramic Chip Resistor | 511 Ω, 1/8 W | 0805 | Vishay | CRCW0805511R0FKEA |
| R8 | Leaded Resistor | 0.25 Ω, 2 W | Axial | Ohmite | WNCR25FET |
| R9-R10 | Ceramic Chip Resistor | 1.69 kΩ, 1/8 W | 0805 | Vishay | CRCW08051K69FKEA |
| R11 | Ceramic Chip Resistor | 15.8 kΩ, 1/4 W | 1206 | Vishay | CRCW120615K8FKEA |
| R12 | Ceramic Chip Resistor | 2.37 kΩ, 1/8 W | 0805 | Vishay | CRCW08052K37FKEA |
| R13 | Résistance LED | 1.8 kΩ, 0.5 W | 0805 | TE Connectivity | CRGS0805J1K8 |
| C1-C2 | Ceramic Y2 Capacitor | 220 pF | - | Kemet | ERP610W221MDRU |
| C3 | Ceramic X2 Capacitor | 0.33 μF 275 V | - | Kemet | R46KI333040H2M |
| C4 | Electrolytic Capacitor | 120 μF 400 V | - | Rubycon | 400KXW120MEPC18X30 |
| C5 | Polyester Film Capacitor | 10 nF 250 Vac | - | Nichicon | QXL2E103KTPT |
| C6 | Electrolytic Capacitor | 100 μF 25 V | - | Panasonic | ECA1EM101 |
| C7 | CMS MLCC Capacitor | 10 μF 25 V | 1206 | Kemet | C1206C106KRACTU |
| C8-C9 | Ceramic Chip Capacitor | 1.2 nF 25 V | 0805 | Vishay | VJ0805D122KXXAJ |
| C10-C11 | Electrolytic Capacitor | 1000 μF 25 V ZLH | - | Rubycon | 25ZLH1000MEFL10X23 |
| C12 | Electrolytic Capacitor | 470 μF 25 V ZLH | - | Rubycon | 25ZLH470MEFC10X128 |
| C13 | Ceramic Chip Capacitor | 0.15 μF 25 V | 0805 | Kemet | C0805C154K3RACTU |
| C14 | Ceramic Y2 Capacitor | 1 nF | - | Walsin | YU0AC102M060L20C5H |
| L1 | Self | 4.7 μH 4 A | | Würth Elektronik | 744772047 |
| F1 | Time Delay Fuse | 3.15 A, 250 V | | RS Pro | 767-5052 |
| K1 | Connecteur IEC | 10 A, 250 Vac | | Bulgin | PX0575/15/PC |
| K2 | Connecteur Molex | 3-terminal 3.96 mm | | Molex | 26-60-4030 |
| TR1 | Embase femelle | 3 A 2.54 mm | | Stelvio Kontek | 4773540145440- |

FIGURE A.5 – Nomenclature des composants utilisés dans l'alimentation conçue dans l'étude

A.3 Étude sur les capteurs de courant et les sondes de tension

Capteurs de courant

Afin de déterminer les capteurs de courant les plus appropriés aux travaux réalisés dans la thèse, le courant de drain du MOSFET a été mesuré avec les différents capteurs et les mesures ont été comparées.

Dans un premier temps, cette étude s'est concentrée sur les sondes de Rogowski de la marque PEM car elles permettent des mesures non intrusives. De plus, son conducteur de petit diamètre et ouvrable, permet de le glisser autour de tous les composants de l'alimentation afin de réaliser facilement les mesures. A priori, ce type de capteur est la solution idéale pour l'application.

De nombreux essais ont donc été menés, et la principale conclusion est que ce type de capteur, du fait de sa boucle, capte un fort rayonnement magnétique qui vient impacter de manière non négligeable la mesure.

En effet, comme présenté sur la figure A.6, le courant mesuré en aval du condensateur de lissage en entrée de l'alimentation présente un bruit de mesure pouvant atteindre ± 9 A lors de l'injection d'une impulsion de seulement 2 kV réglés sur PIC à $t = 0$. Sur la figure A.6, le courant mesuré en aval du condensateur de lissage est comparé à une mesure de bruit ambiant effectuée par le même capteur positionné proche de l'alimentation, sans aucun conducteur le traversant. Il est ainsi facile de constater que le bruit rayonné, capté par ce type de capteur à boucle de Rogowski, est de même amplitude que les niveaux relevés sur la mesure réalisée en aval du condensateur. Dans cette mesure, il est par conséquent impossible d'isoler le signal utile du bruit.

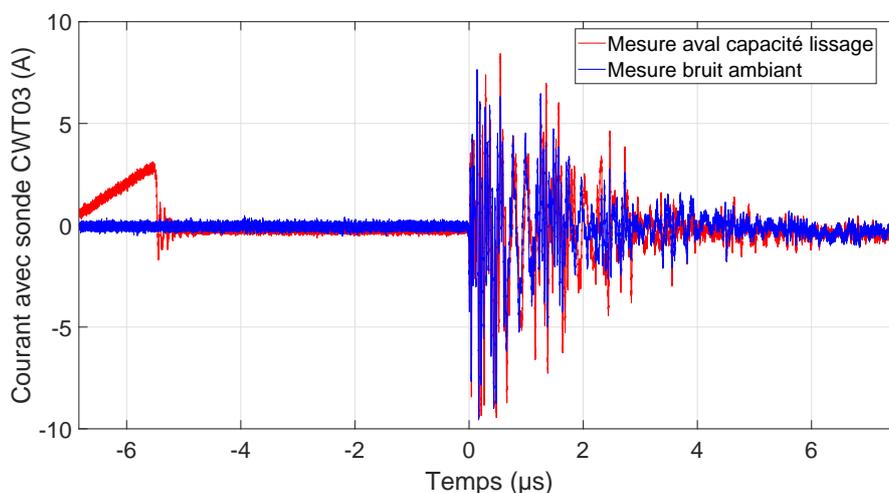


FIGURE A.6 – Mesure du courant en aval du condensateur de lissage en entrée avec une sonde à boucle de Rogowski CWT03 et comparaison avec le bruit ambiant mesuré avec la même sonde positionnée proche de l'alimentation

De nombreux essais ont été réalisés afin d'essayer de réduire ce bruit capté ou de trouver une méthode permettant de le prendre en compte dans les mesures :

- des essais de blindage, du conducteur allant jusqu'à la boucle de Rogowski et de la partie électronique du capteur, ont été réalisés mais aucune réduction du bruit n'a été observée. La boucle capte tout le bruit rayonné.
- de plus, une méthode de soustraction du bruit mesuré à la mesure du courant a été testée afin d'essayer d'isoler la partie utile du signal ; mais cette méthode n'a pas donné de résultats probants.
- enfin, la seule solution permettant de réduire le bruit capté est de réduire la surface de la boucle de Rogowski en effectuant plusieurs tours avec le conducteur autour de la broche traversée par le courant à mesurer. Le courant ainsi mesuré est ensuite divisé par le nombre de tours effectué par le conducteur.

Cette dernière méthode est utilisée sur la figure [A.7](#) qui est la comparaison de la mesure du courant de drain du MOSFET lors d'une injection à 4 kV avec 3 capteurs de courant différents : 110A de Pearson, CT2 de Tektronix et CWT015 de PEM. Cette comparaison présente des différences suivant le capteur utilisé. En effet, il en ressort clairement que malgré la réduction de la surface de la boucle de Rogowski du capteur PEM, cette mesure est tout de même la plus bruitée. Par ailleurs, la mesure avec le capteur 110A, bien que ce dernier soit blindé, présente également du bruit. Finalement la mesure la plus exploitable est celle effectuée avec le capteur CT2 de Tektronix. Elle est prise comme référence car le capteur CT2 possède une bande passante plus élevée que le 110A notamment, alors que la mesure est moins bruitée. De plus, en raison de sa compacité, la longueur du conducteur à ajouter pour effectuer la mesure est plus courte que pour les autres capteurs et donc, la surface de la boucle qui pourrait capter du bruit rayonné est plus petite.

Les mesures avec les capteurs 110A et CWT015 ont été filtrées à 10 MHz par un filtre passe-bas de Butterworth d'ordre 3 afin d'essayer de réduire le bruit. La comparaison entre ces mesures filtrées et la mesure brute issue du capteur CT2 est présentée sur la figure [A.8](#). Le filtrage à 10 MHz est possible car il est montré dans la partie [4.2](#), sur la modélisation du moyen d'injection PIC, que le spectre du courant généré et injecté par PIC ne dépasse pas cette fréquence.

La figure [A.8](#), qui présente un zoom au moment de l'injection, montre que le filtrage à 10 MHz de la mesure réalisée avec le capteur 110A permet d'obtenir un résultat similaire à celle effectuée avec le capteur CT2 (brute). Les résultats obtenus avec le capteur 8585C ne sont pas présentés ici mais son comportement est identique à celui du 110A. Par ailleurs, le filtrage sur la mesure avec le capteur à boucle de Rogowski ne permet toujours pas d'extraire

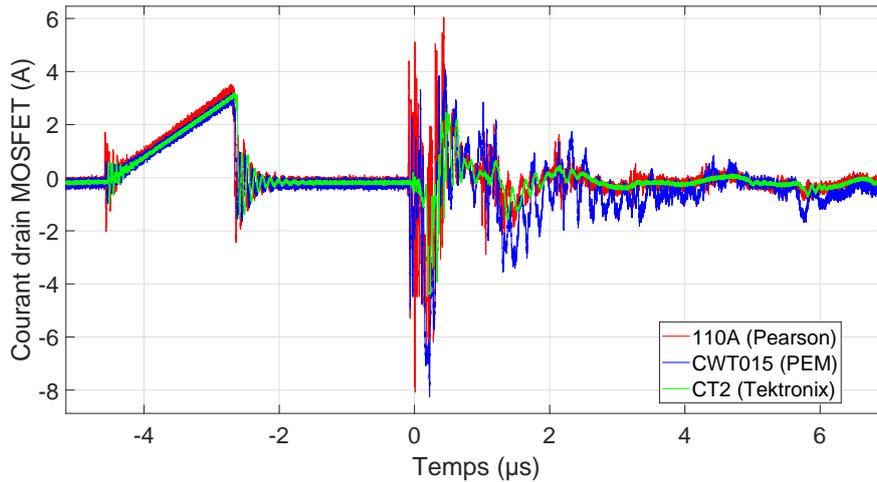


FIGURE A.7 – Comparaison de la mesure du courant de drain du MOSFET avec 3 capteurs différents lors d’une injection de 4 kV

le signal utile de la mesure.

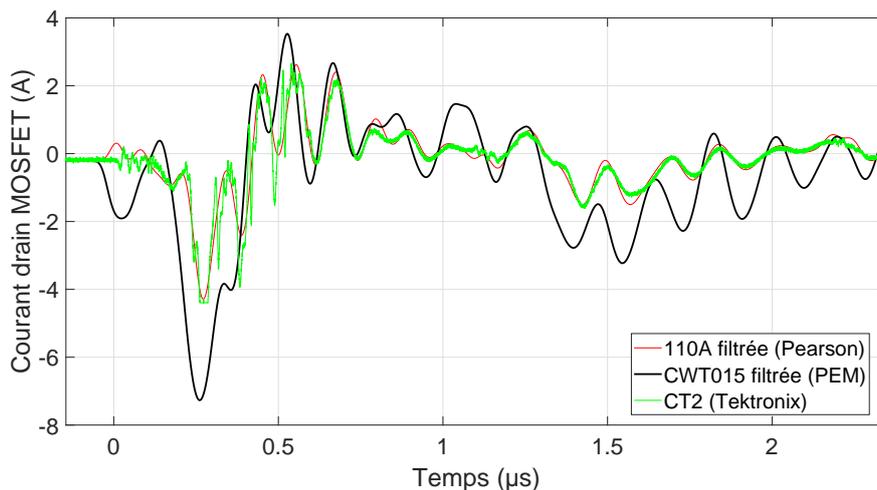


FIGURE A.8 – Comparaison de la mesure du courant de drain du MOSFET avec 3 capteurs différents (110A et CWT015 filtrées) lors d’une injection de 4 kV

En conclusion, ces capteurs à boucle de Rogowski, bien qu’idéaux dans leur intégration et dans leur facilité de mise en place dans une alimentation, ne sont pas utilisables dans cette thèse du fait du fort bruit capté lors de l’injection avec PIC. Aucune méthode testée ne permet pour le moment d’extraire le signal utile de la mesure bruitée.

Par conséquent, les capteurs CT2 de la marque Tektronix sont utilisés de manière privilégiée pour mesurer des courants ne dépassant pas les 36 A et d’une fréquence supérieure à 1,2 kHz, au sein de l’alimentation. Les mesures issues de ces capteurs ont présenté les meilleurs résultats.

En revanche, pour des mesures supérieures à 36 A, mais inférieures à 500 A, et d’une fréquence supérieure à 1,5 kHz, les capteurs 8585C (plus compact que les 110A) de la marque

Pearson sont utilisés car leurs résultats sont probants en effectuant un filtrage à 10 MHz. Un filtrage à 30 MHz peut être suffisant suivant les cas, permettant d'avoir jusqu'à trois harmoniques du courant injecté en entrée de l'alimentation.

Enfin, pour effectuer des mesures de forts courants supérieurs à 500 A ou lorsque la fréquence du signal à mesurer peut être inférieure à 1 kHz, les capteurs 110A sont utilisés. Ils possèdent le plus fort niveau de courant admissible avec 10 kA et la fréquence basse la plus petite avec 1 Hz. Un filtrage pouvant aller jusqu'à une fréquence de 10 MHz peut être nécessaire en fonction de l'amplitude du courant mesuré.

Sondes de tension

Afin de choisir la meilleure sonde de tension, la tension drain / source du MOSFET a été mesurée avec les différents capteurs et les mesures ont été comparées.

La sonde N2790A n'a pas été utilisée car son auto-alimentation, par le câble connecté à l'oscilloscope placé dans une cage de Faraday, est impossible à cause de son éloignement par rapport à l'alimentation sous test.

Une comparaison de la mesure de la tension drain / source du MOSFET avec les capteurs N2791A et N2891A, tous deux sur le calibre 100 : 1, est présentée sur la figure A.9 lors d'une injection d'impulsion de 2 kV.

Cette comparaison, réalisée lors de deux essais différents montre des mesures satisfaisantes avec peu de bruit qui pourrait entacher la mesure utile.

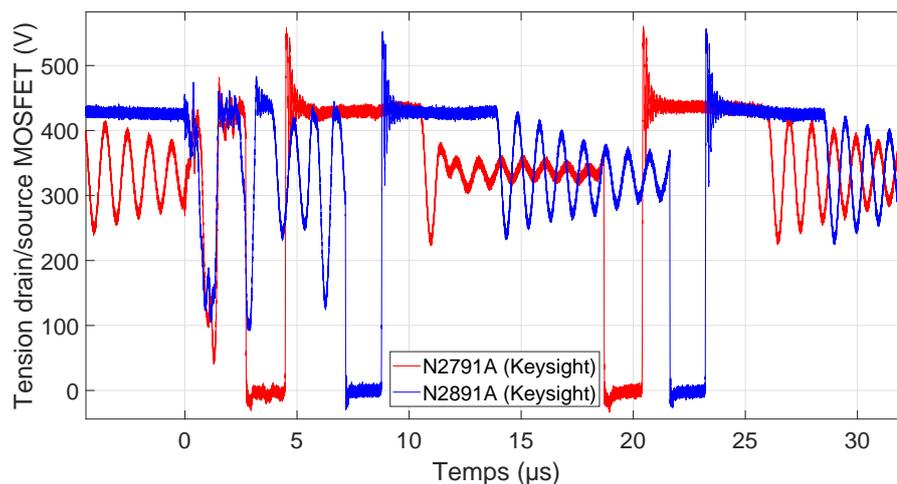


FIGURE A.9 – Comparaison de la mesure de la tension drain / source du MOSFET avec 2 capteurs différents lors d'une injection de 2 kV

Au contraire, la comparaison de cette même mesure avec les capteurs N2791A, N2891A et IsoVu TIVH05L, présentée sur la figure A.10, mais réalisée lors d'une injection à 4 kV, présente une dérive de la mesure issue du capteur N2791A qui est rattrapée au bout d'environ

40 μ s. Cette dérive est probablement due à la variation trop rapide de la tension mesurée. Cependant, ce phénomène rend l'utilisation de ce capteur impossible pour ces travaux de thèse.

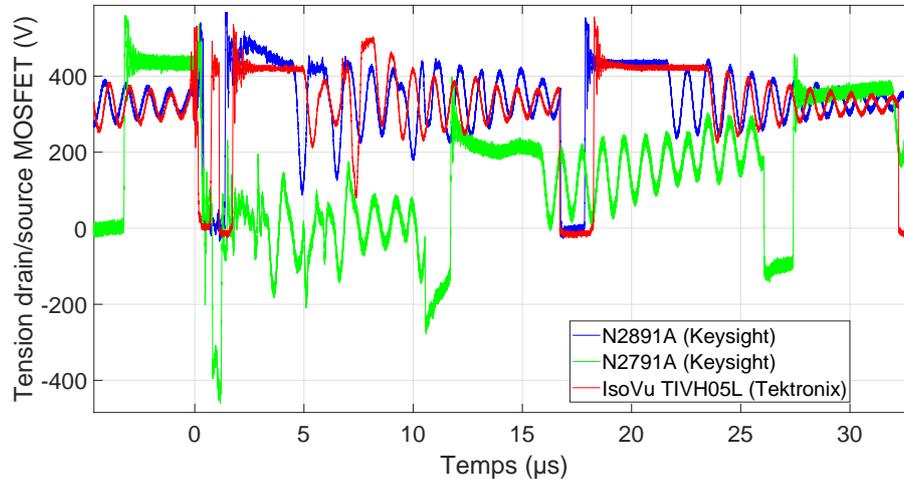


FIGURE A.10 – Comparaison de la mesure de la tension drain / source du MOSFET avec 3 capteurs différents lors d'une injection de 4 kV

Sur la figure A.10, la sonde IsoVu paraît présenter une mesure très propre avec peu de bruit. La mesure obtenue avec cette sonde est prise comme référence car la liaison optique vers l'oscilloscope, et la connectique avec des conducteurs très courts pour effectuer la mesure, permettent de réduire de manière importante le bruit capté par la sonde. Malgré tout, l'apport de cette sonde par rapport à la N2891A n'apparaît pas clairement sur la mesure drain / source de la figure A.10.

La figure A.11 présente la comparaison de la mesure de la tension aux bornes de la diode D1 de redressement alimentant le contrôleur PWM. Ces mesures ont été réalisées lors de deux essais différents d'injection à 8 kV qui ont engendré une destruction de l'alimentation. À ces niveaux plus importants, l'apport de la sonde IsoVu TIVH05L apparaît clairement car, au moment de l'injection de l'impulsion, elle est nettement moins bruitée que la mesure avec la sonde N2891A. L'application d'un filtre passe-bas de 10 MHz sur la mesure réalisée avec la N2891A, permet d'obtenir une meilleure concordance avec la mesure IsoVu, comme présenté sur la figure A.11.

Il a également été observé que l'utilisation de la sonde N2891A pouvait engendrer des difficultés. En effet, le passage du calibre 100 : 1 au calibre 1000 : 1 de cette sonde augmente le niveau de bruit sur la mesure. La figure A.12 présente la comparaison du bruit ambiant mesuré par la sonde dans les deux calibres, en connectant les deux grappe-fils ensemble et en les plaçant proche de l'alimentation, lors d'une injection à 4 kV. Il en résulte que sur le calibre 1000 : 1, le bruit mesuré est environ 10 fois plus important que sur le petit calibre.

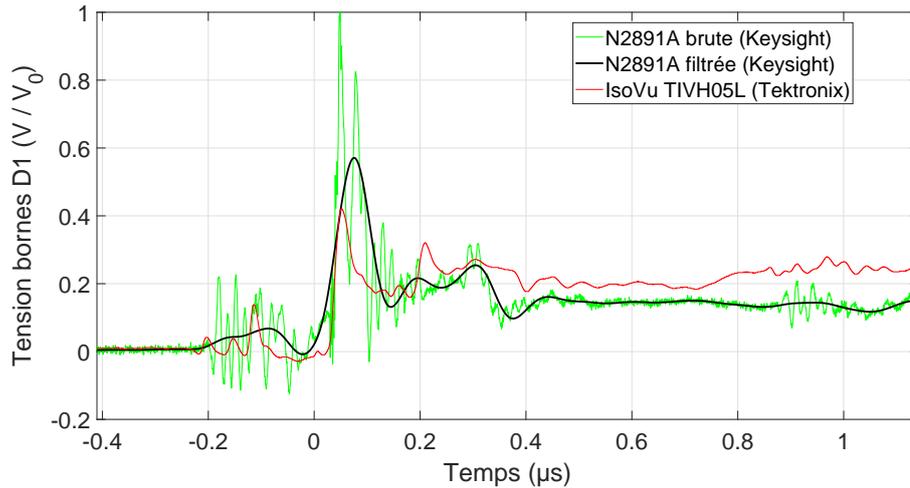


FIGURE A.11 – Comparaison de la mesure de la tension aux bornes de D1 avec 3 capteurs différents lors d’une injection de 8 kV

Cette tendance est donc visible lors de la réalisation de la mesure drain / source du MOSFET, comme présenté sur la figure A.13 lors de deux essais différents. Ce phénomène d’augmentation du bruit lors du changement de calibre n’a pour le moment pas été expliqué. Malgré tout, l’application d’un filtre passe-bas de 10 MHz sur la mesure avec le calibre 1000 : 1, permet de réduire de manière importante ce bruit et ainsi obtenir, en moyenne, la bonne allure générale du signal utile. Il est donc important d’être prudent lors de l’utilisation de la sonde N2891A sur la calibre 1000 : 1.

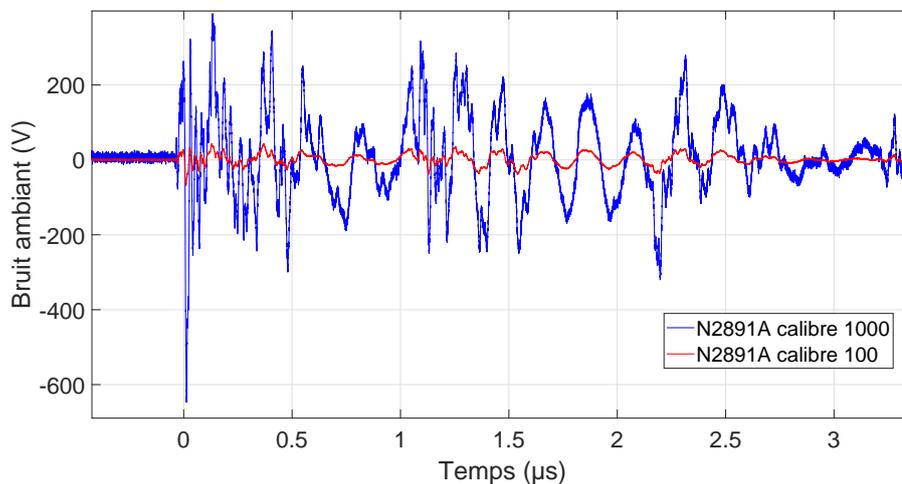


FIGURE A.12 – Comparaison de la mesure de bruit avec la sonde N2891A avec deux calibres différents lors d’une injection de 4 kV

En conclusion, la sonde N2791A n’est pas utilisée dans cette thèse en raison de la dérive de la mesure par rapport à la référence. La sonde IsoVu TIVH05L est donc privilégiée pour des mesures allant jusqu’à 2500 V. Par ailleurs, en cas de besoin de deux mesures simultanées, la sonde N2891A peut être utilisée sur son calibre 100 pour des mesures de tension allant

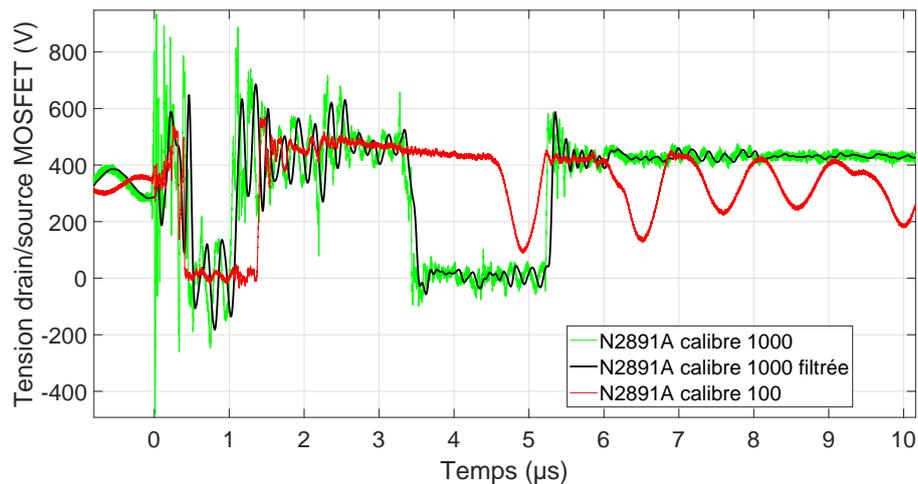


FIGURE A.13 – Comparaison de la mesure de la tension drain / source du MOSFET avec le capteur N2891A avec des calibres différents lors d'une injection de 4 kV

jusqu'à 700 V, en filtrant à 10 MHz.

Pour des mesures supérieures à 2500 V, uniquement la sonde N2891A sur son calibre 1000 peut être utilisée. Dans ce cas, la mesure doit absolument être filtrée à 10 MHz et seule l'allure générale peut être prise en compte.

Enfin, pour vérifier l'instant de l'injection de l'impulsion par rapport à la tension sinusoïdale 50 Hz du secteur, la sonde haute tension classique N2771B est utilisée en entrée de l'alimentation. Cette tension étant uniquement informative, cette sonde fournissant des niveaux peu précis est suffisante.

A.4 Comparaisons des phases mesurées et simulées des impédances des composants de l'étage d'entrée

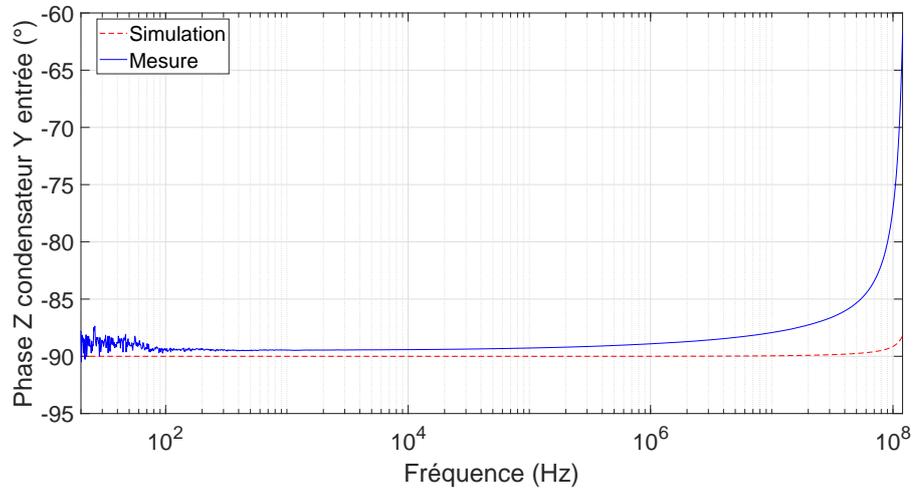


FIGURE A.14 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour la capacité Y de mode commun en entrée de l'alimentation

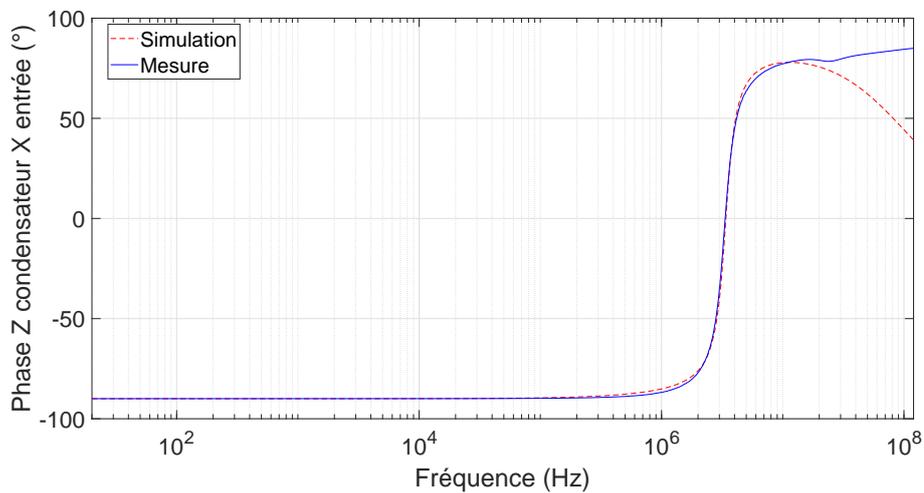


FIGURE A.15 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour la capacité X de mode différentiel en entrée de l'alimentation

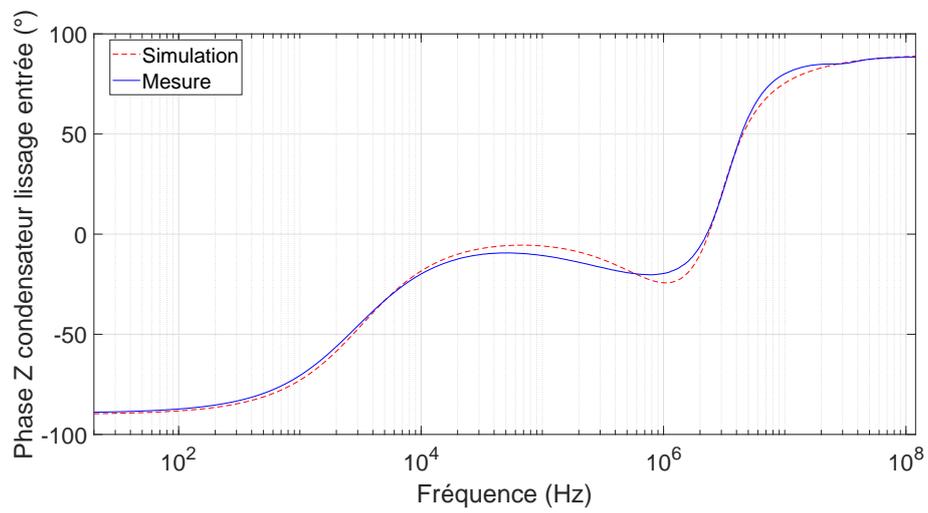


FIGURE A.16 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour la capacité de lissage (120 μ F) en entrée de l'alimentation

A.5 Modélisation de l'inductance de mode commun (CMC : Common Mode Choke) de 1 mH de l'étage d'entrée

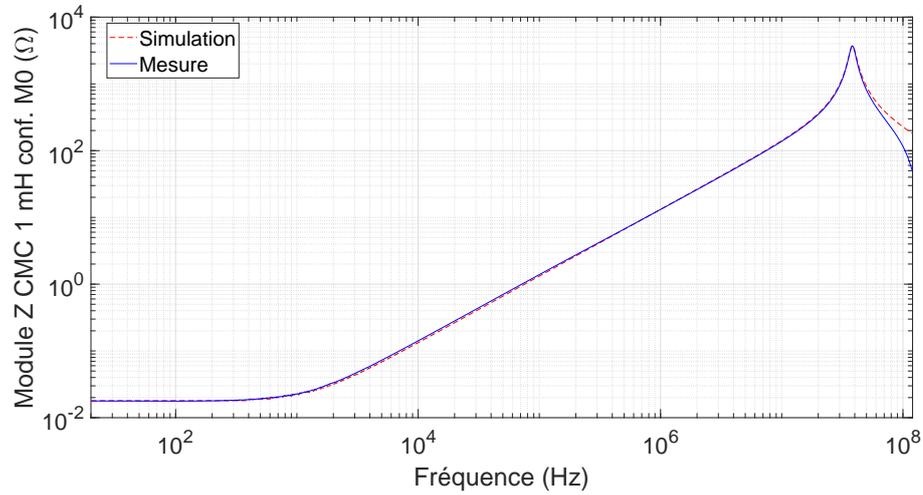


FIGURE A.17 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m0

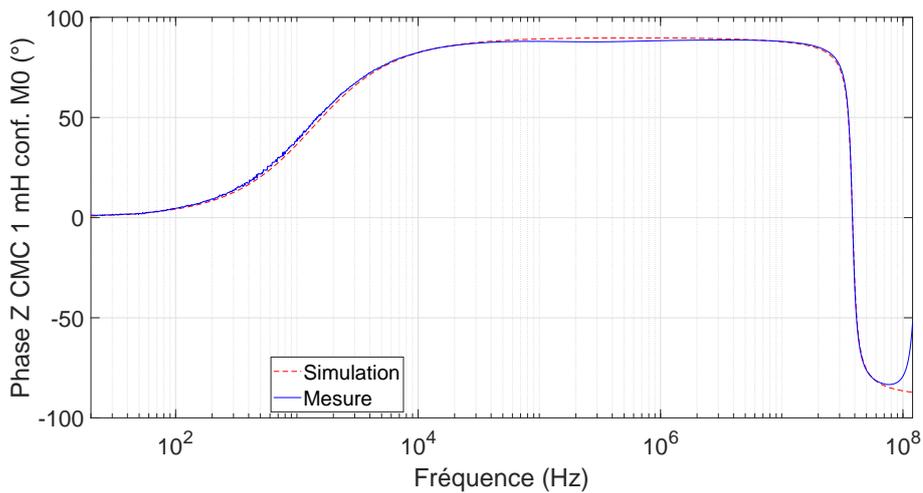


FIGURE A.18 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m0

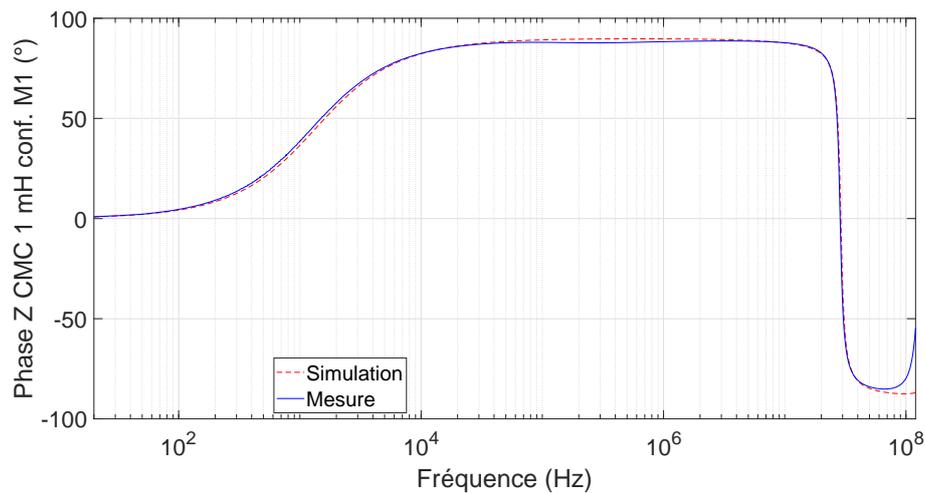


FIGURE A.19 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m1

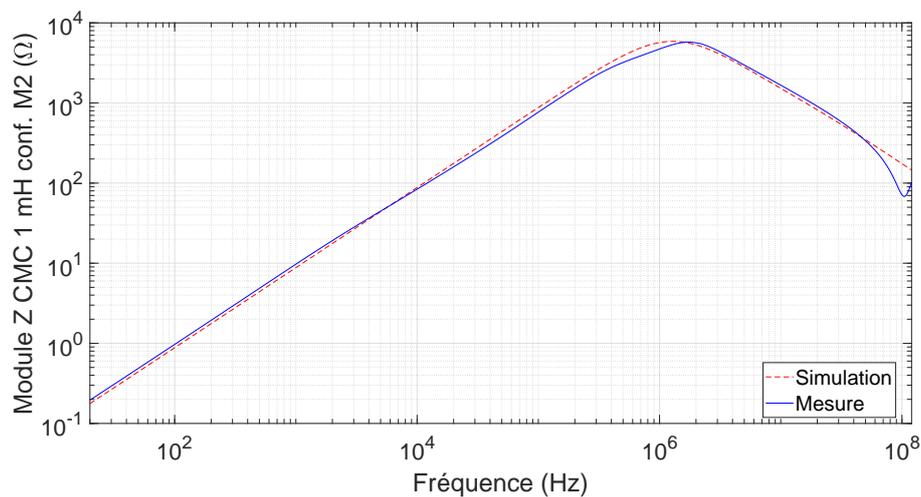


FIGURE A.20 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m2

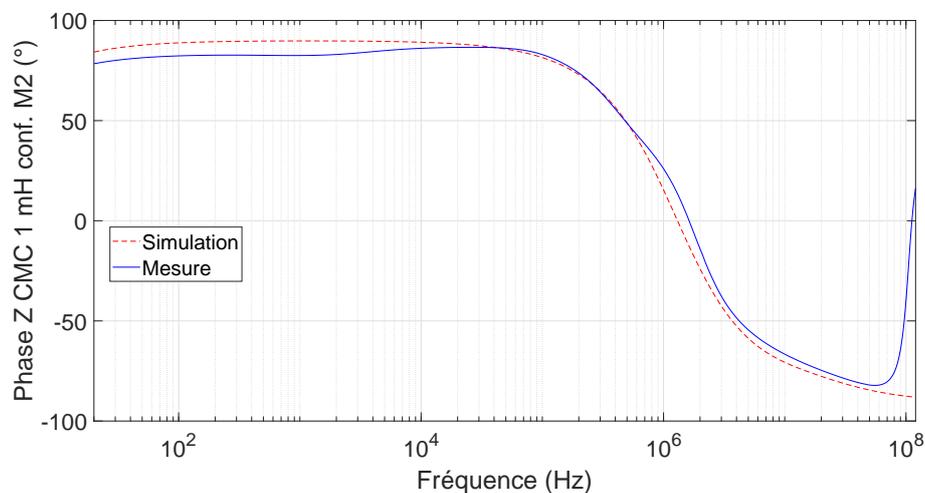


FIGURE A.21 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m2

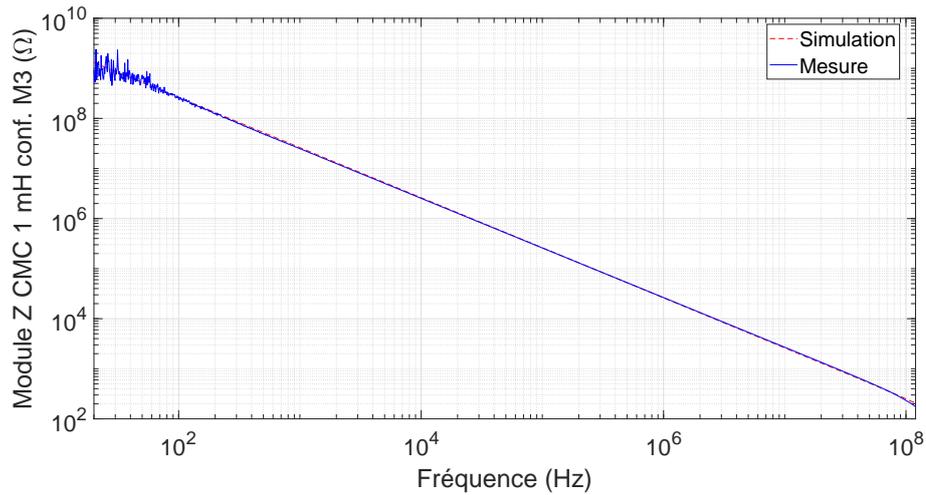


FIGURE A.22 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m3

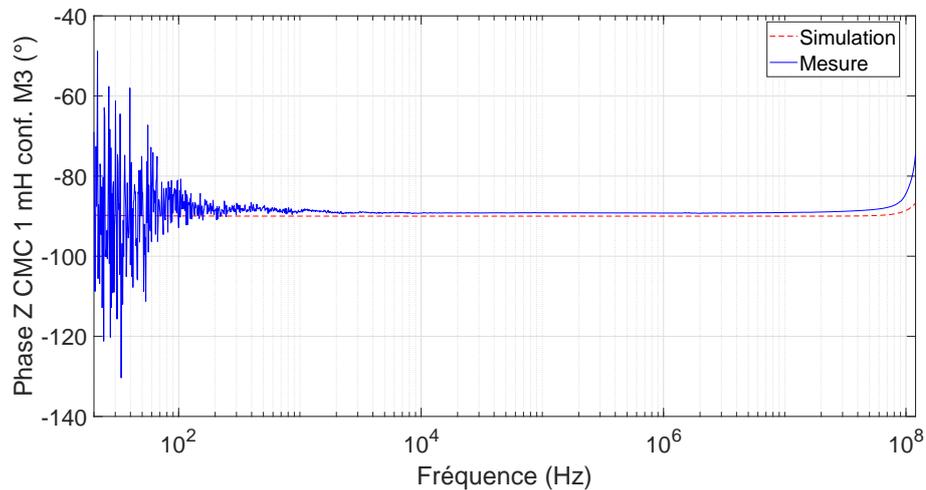


FIGURE A.23 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m3

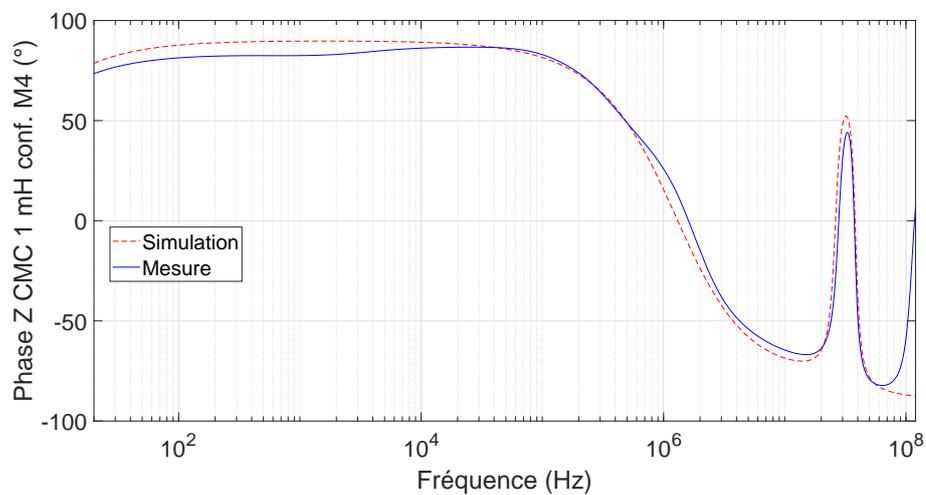


FIGURE A.24 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 1 mH dans la configuration de mesure m4

A.6 Modélisation de l'inductance de mode commun (CMC : Common Mode Choke) de 33 mH de l'étage d'entrée

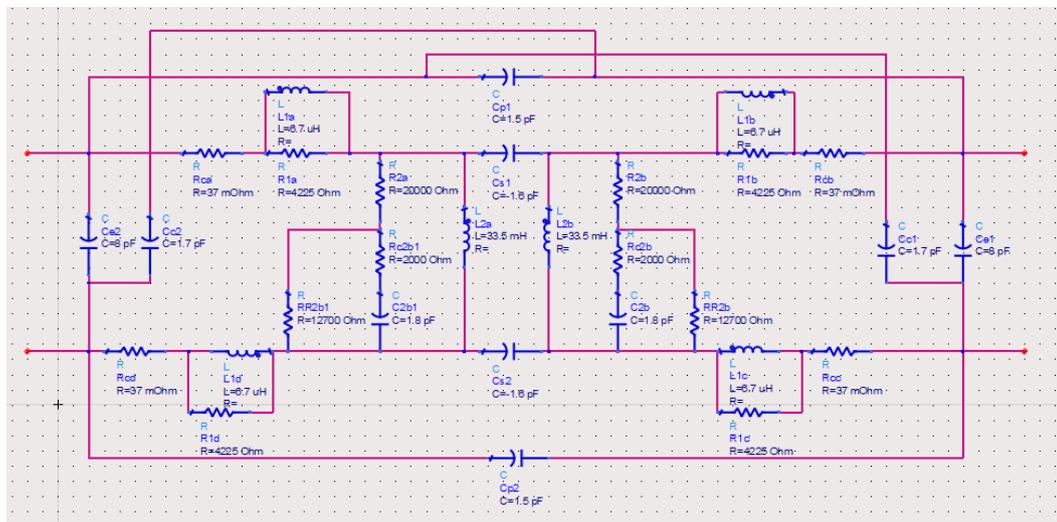


FIGURE A.25 – Schéma électrique équivalent de l'inductance de mode commun de 33 mH en entrée de l'alimentation

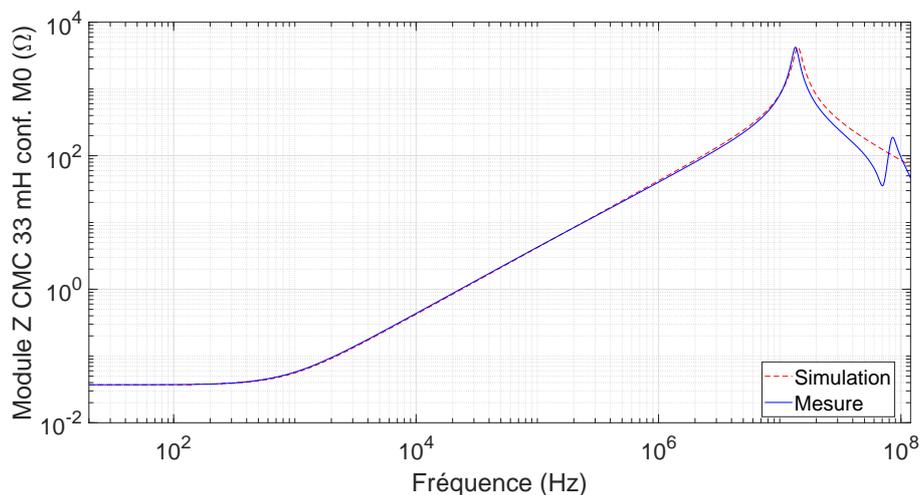


FIGURE A.26 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m0

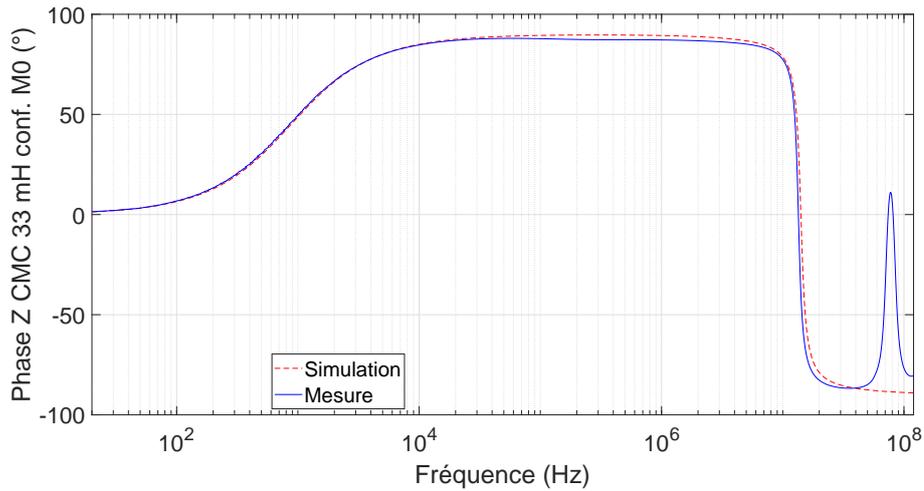


FIGURE A.27 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m0

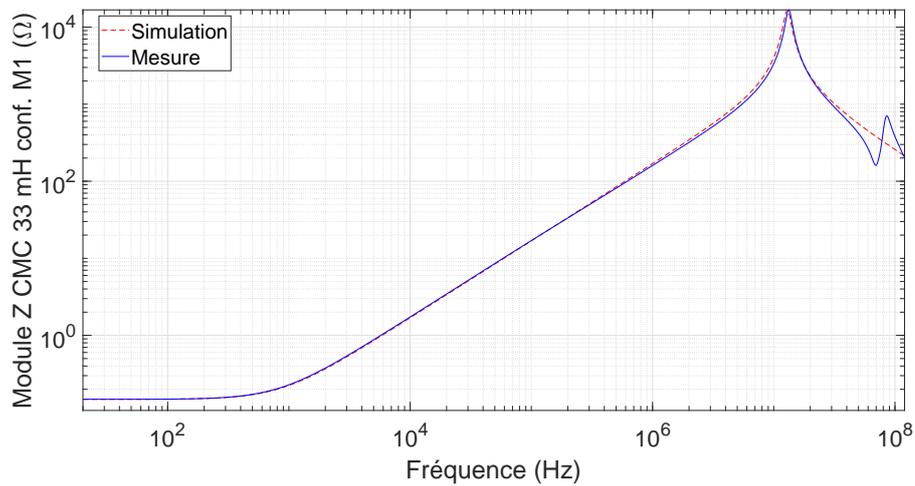


FIGURE A.28 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m1

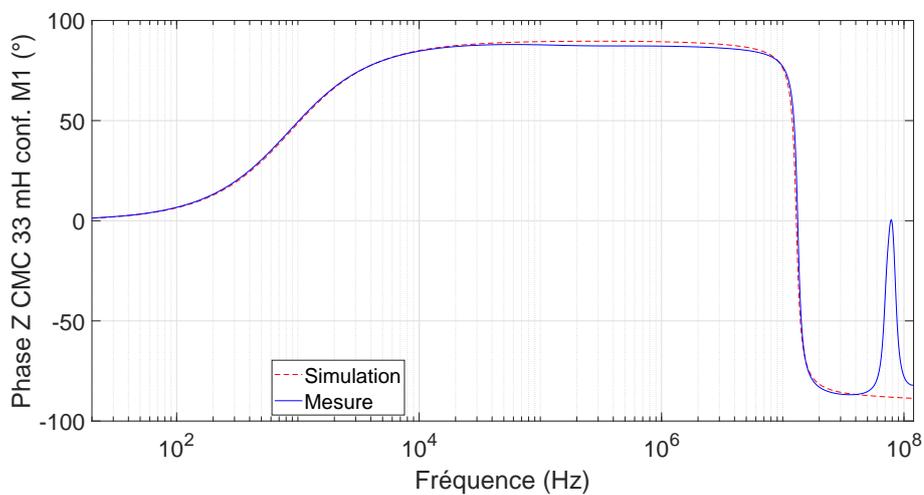


FIGURE A.29 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m1

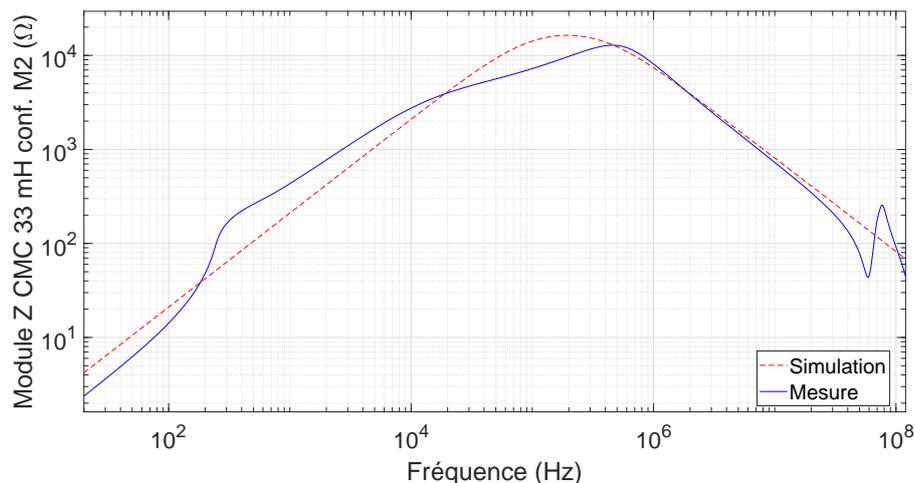


FIGURE A.30 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m2

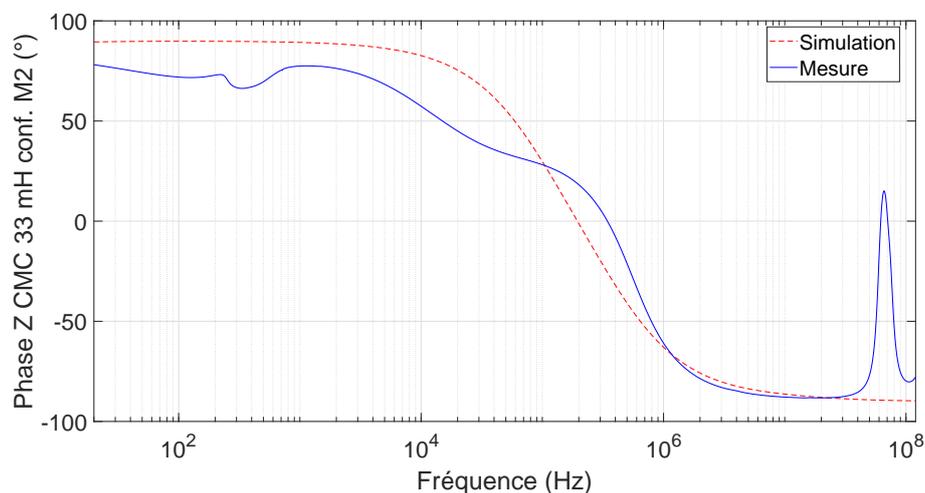


FIGURE A.31 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m2

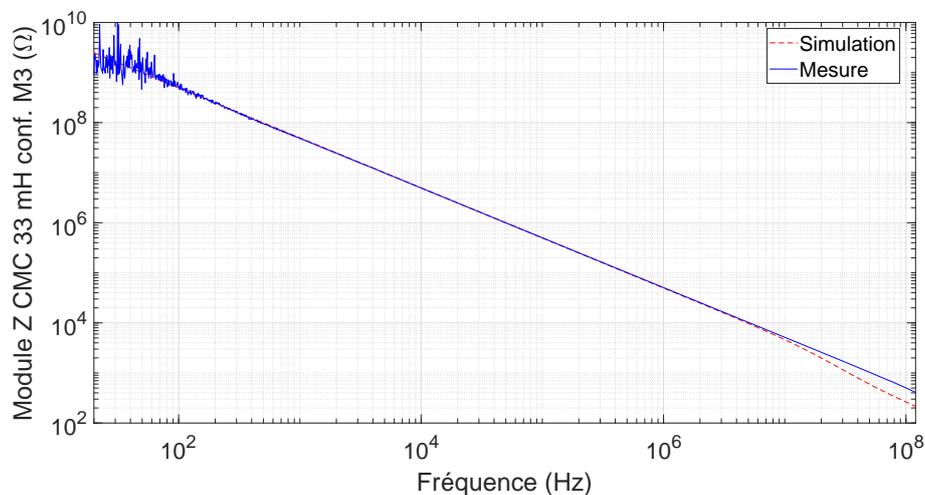


FIGURE A.32 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m3

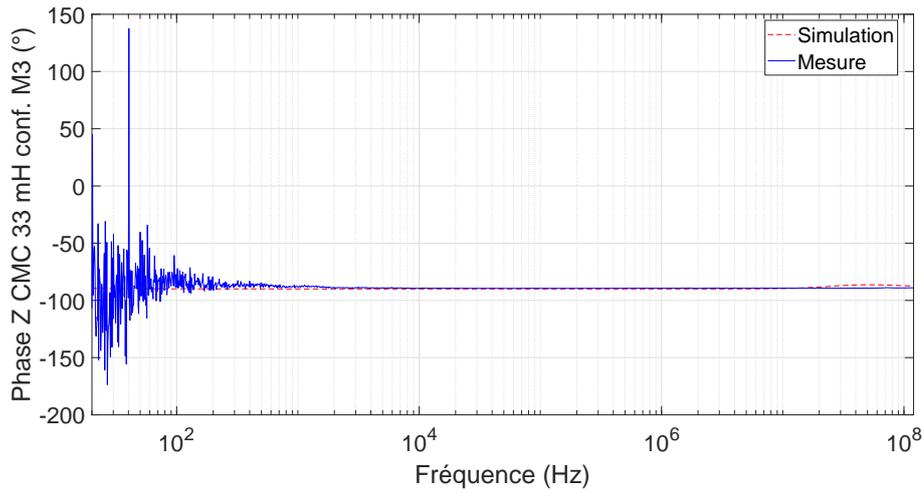


FIGURE A.33 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m3

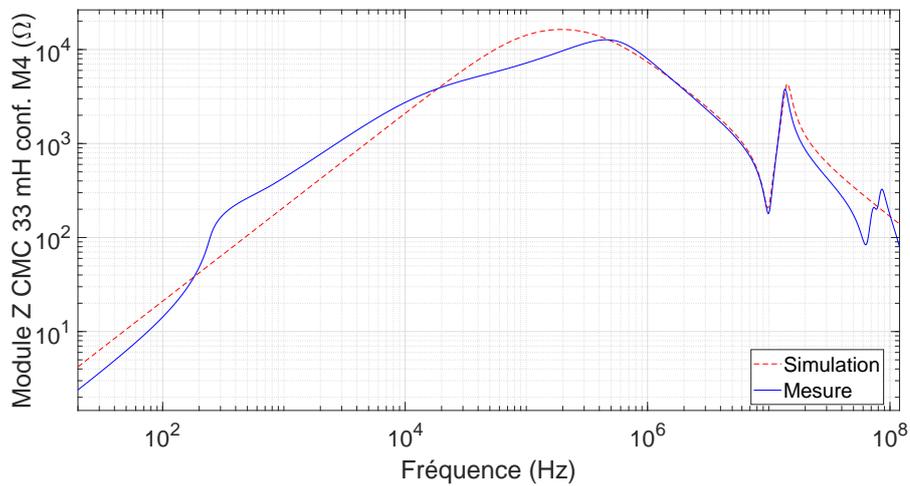


FIGURE A.34 – Comparaison du module de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m4

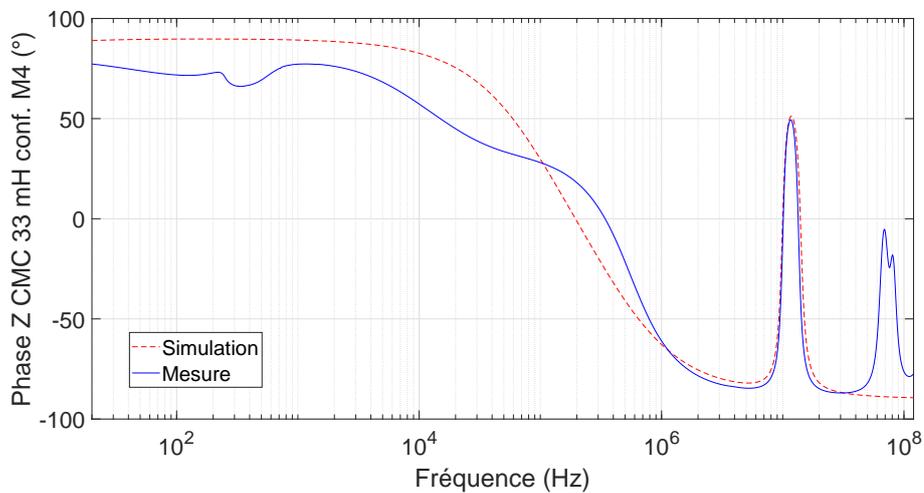


FIGURE A.35 – Comparaison de la phase de l'impédance mesurée avec celle simulée pour l'inductance de mode commun de 33 mH dans la configuration de mesure m4

A.7 Comparaison des cinq Z_s PN du générateur de Thévenin équivalent en mode commun obtenus pour cinq niveaux de tensions réglés sur PIC

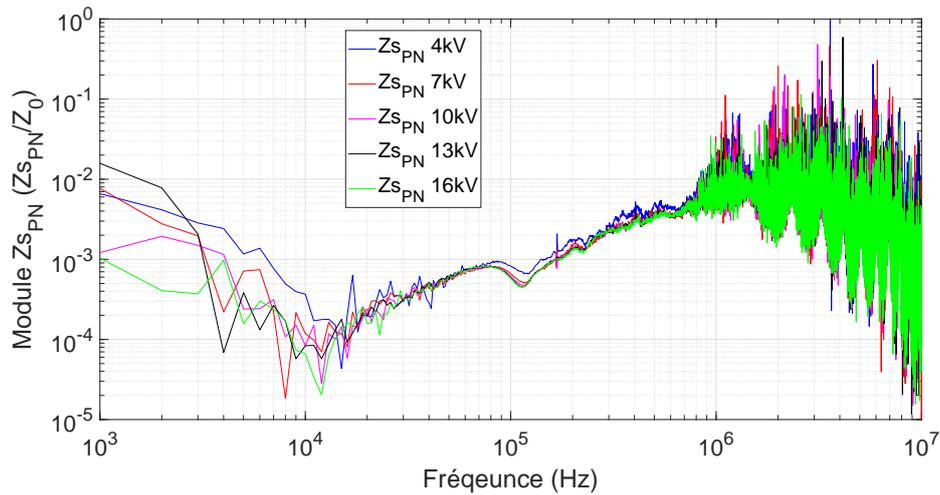


FIGURE A.36 – Cinq $Z_{s_{PN}}$ dans le domaine fréquentiel du générateur de Thévenin équivalent en mode commun, obtenus pour cinq niveaux de tension réglés sur PIC

A.8 Phases des Z_s du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel

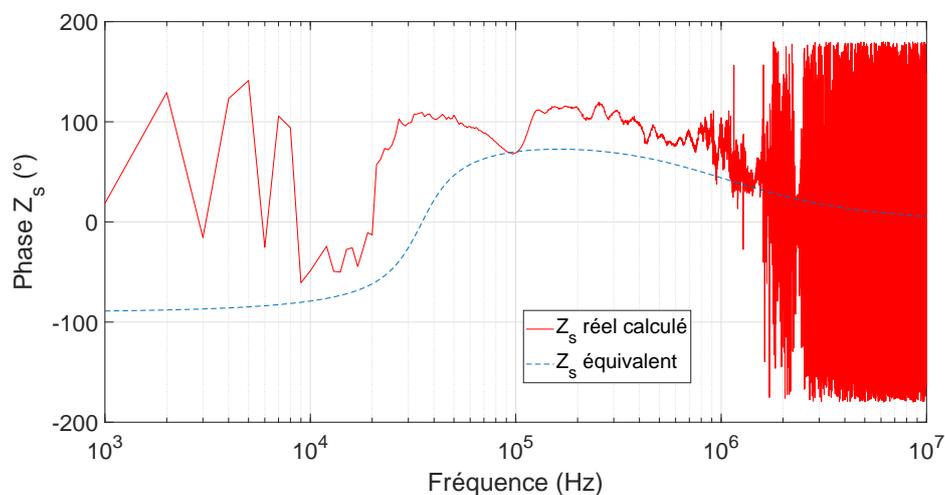


FIGURE A.37 – Phase du Z_s calculé du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel comparée à celle du Z_s équivalent

A.9 Validation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel à 7 kV, 10 kV et 13 kV

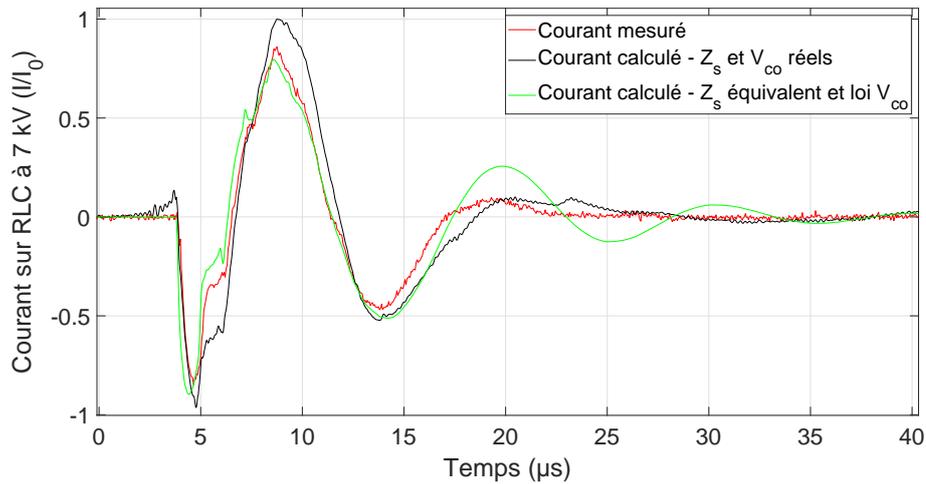


FIGURE A.38 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d'une injection de 7 kV sur un circuit RLC série en mode différentiel

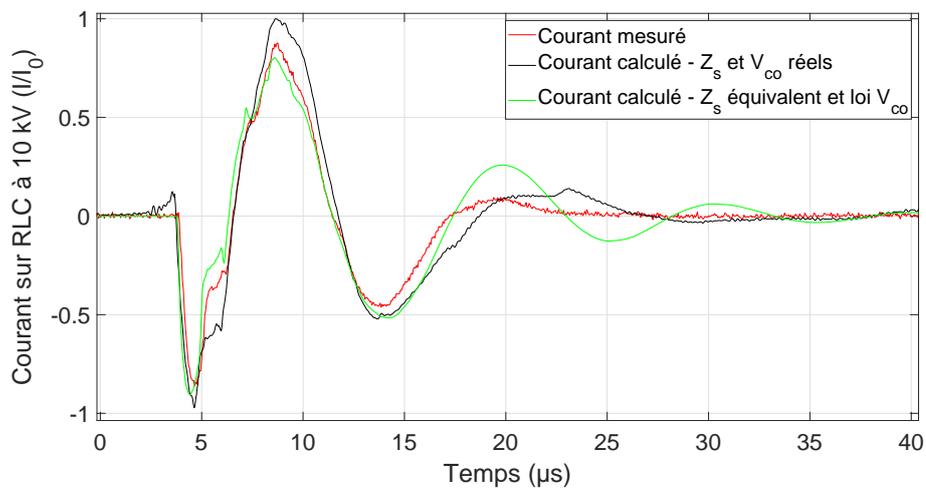


FIGURE A.39 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d'une injection de 10 kV sur un circuit RLC série en mode différentiel

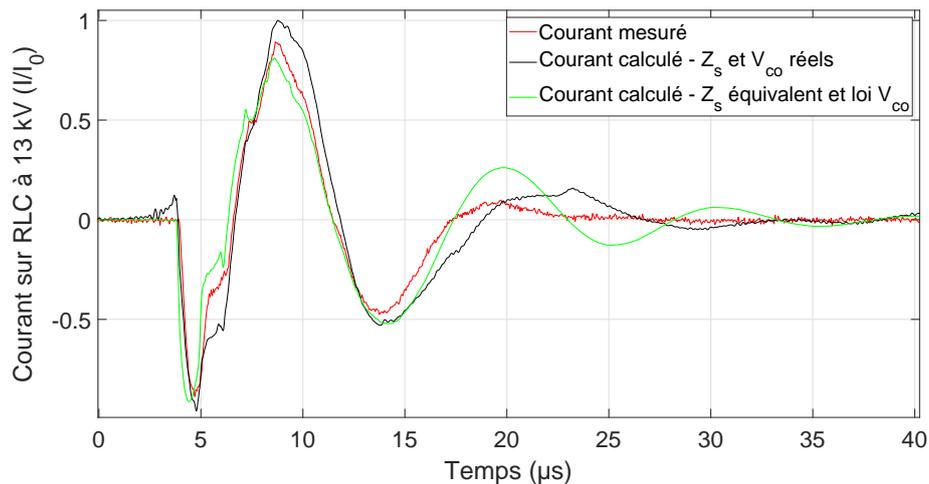


FIGURE A.40 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 13 kV sur un circuit RLC série en mode différentiel

A.10 Phases des Z_s PN du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun

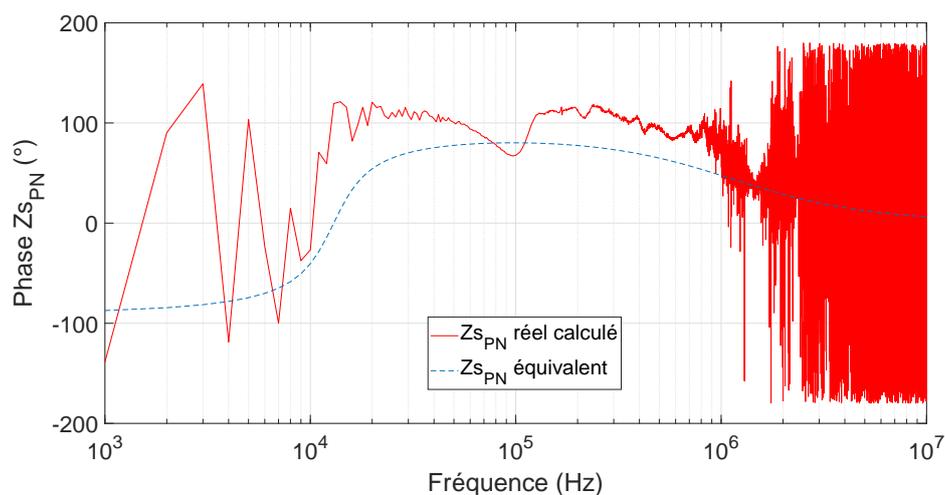


FIGURE A.41 – Phase du $Z_{s_{PN}}$ calculé du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun comparée à celle du $Z_{s_{PN}}$ équivalent

A.11 Validation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun à 7 kV, 10 kV et 13 kV

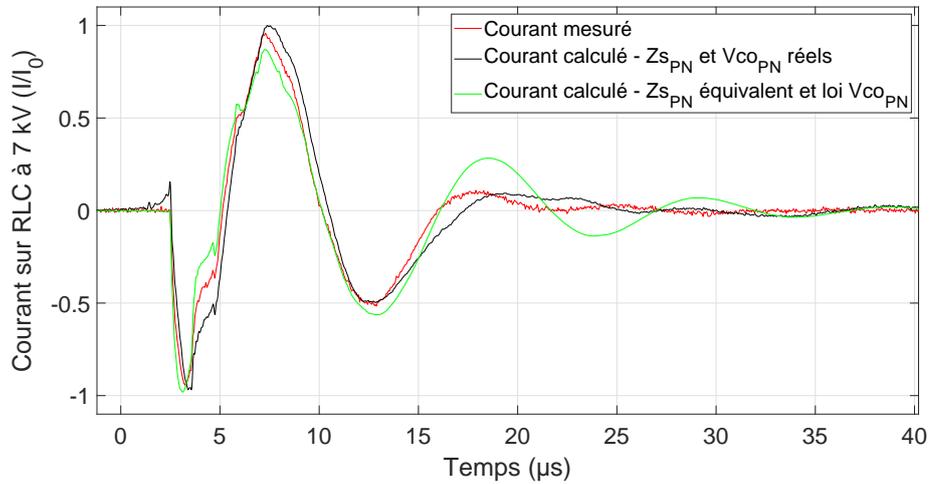


FIGURE A.42 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 7 kV sur un circuit RLC série en mode commun

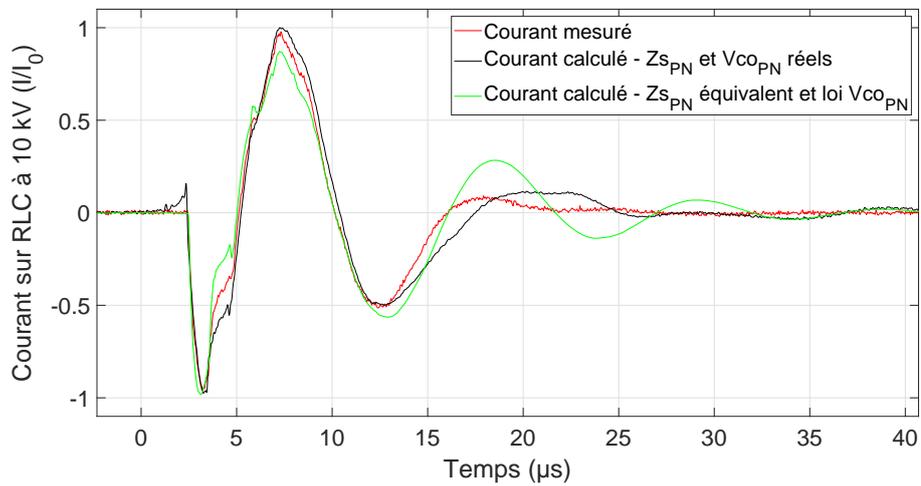


FIGURE A.43 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 10 kV sur un circuit RLC série en mode commun

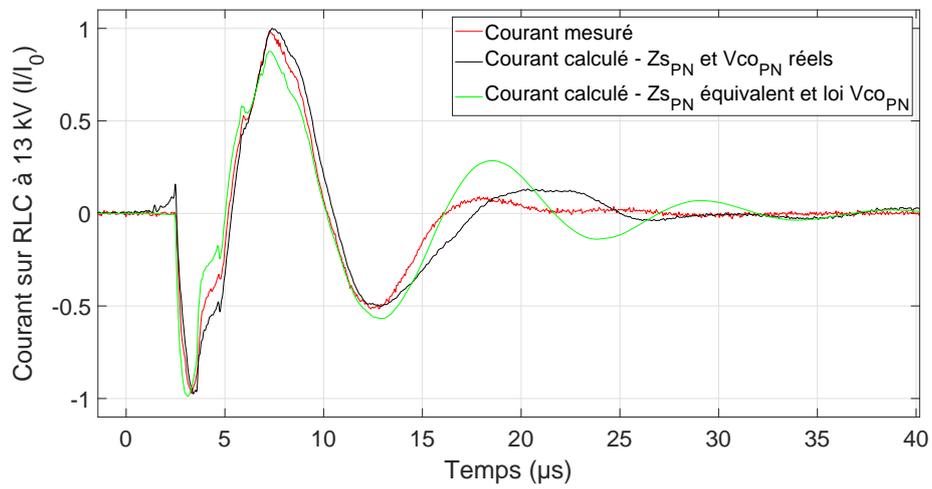


FIGURE A.44 – Comparaison du courant mesuré avec ceux calculés lors d’une injection de 13 kV sur un circuit RLC série en mode commun

A.12 Validation de la simulation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode différentiel à 4 kV, 7 kV, 10 kV et 13 kV

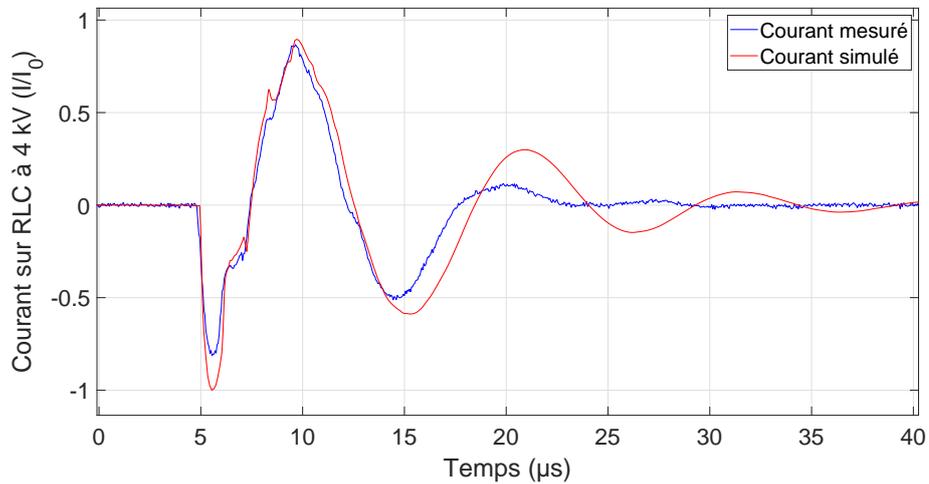


FIGURE A.45 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d’une injection de 4 kV en mode différentiel sur le circuit RLC série

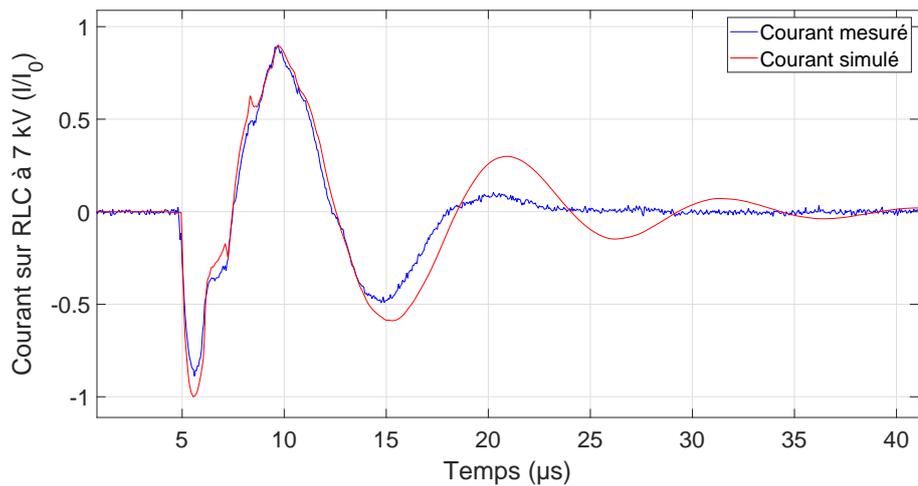


FIGURE A.46 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d’une injection de 7 kV en mode différentiel sur le circuit RLC série

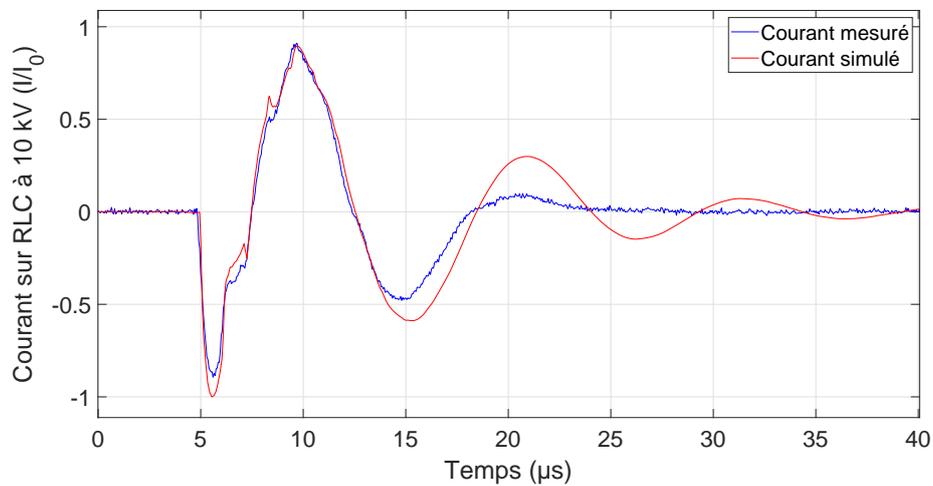


FIGURE A.47 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d’une injection de 10 kV en mode différentiel sur le circuit RLC série

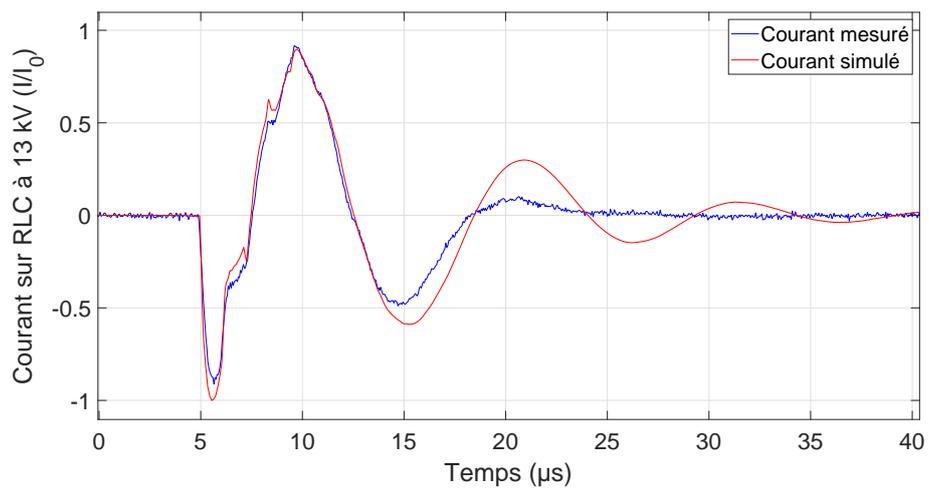


FIGURE A.48 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d’une injection de 13 kV en mode différentiel sur le circuit RLC série

A.13 Validation de la simulation du générateur de Thévenin équivalent à PIC en mode commun à 4 kV, 7 kV, 10 kV et 13 kV

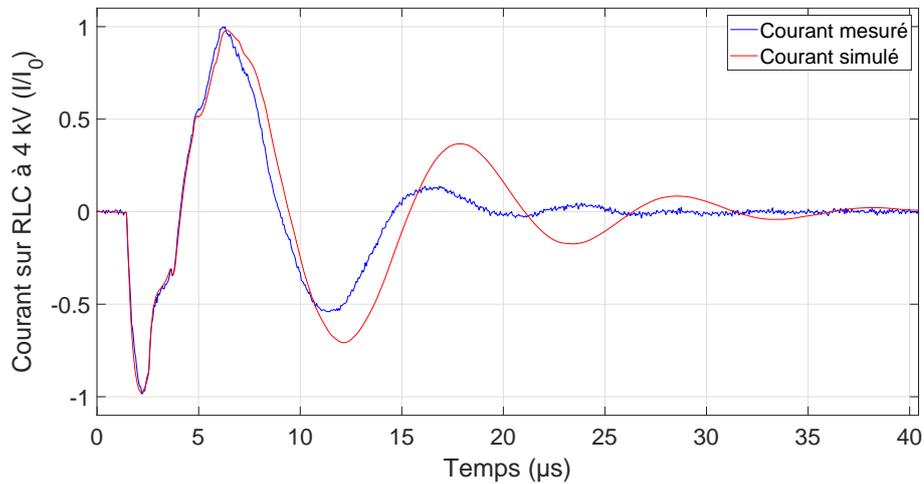


FIGURE A.49 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d'une injection de 4 kV en mode commun sur le circuit RLC série

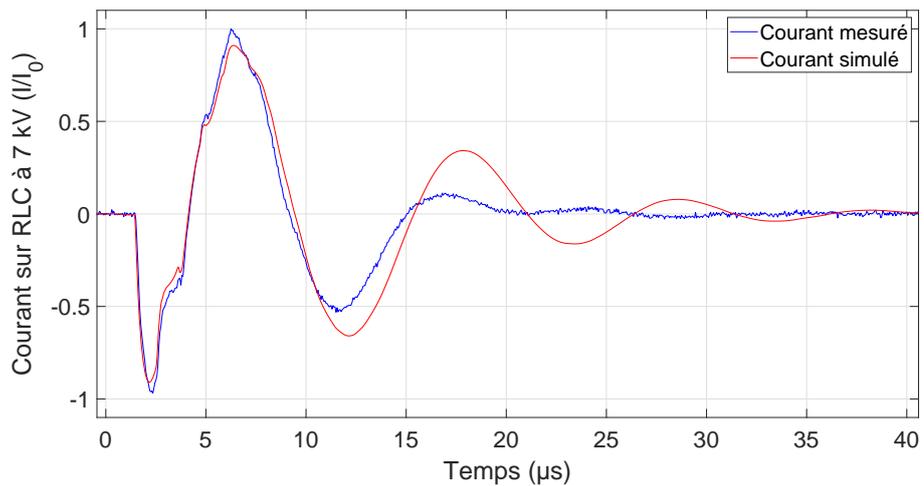


FIGURE A.50 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d'une injection de 7 kV en mode commun sur le circuit RLC série

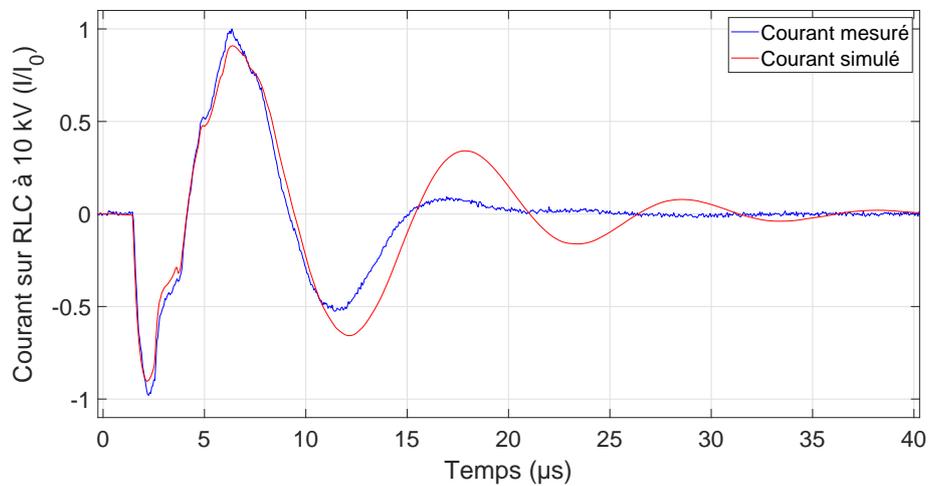


FIGURE A.51 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d’une injection de 10 kV en mode commun sur le circuit RLC série

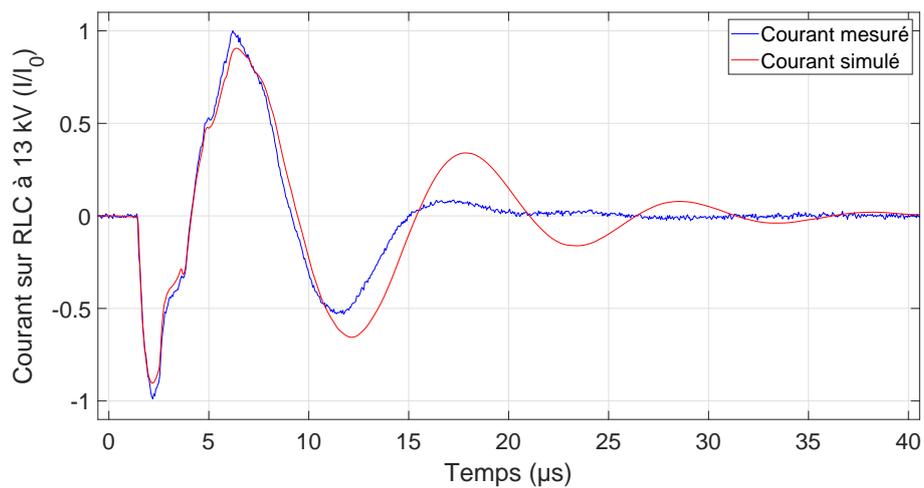


FIGURE A.52 – Comparaison du courant mesuré avec celui simulé lors d’une injection de 13 kV en mode commun sur le circuit RLC série