

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES



Faculté de Génie Électrique  
Département d'Électrotechnique



# THESE

Présentée par :

**DAHAK Abdelkader**

Pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat 3<sup>ème</sup> cycle en Electrotechnique**

Option : Réseaux Électriques

Intitulé de la thèse :

*Contribution à l'étude de la modélisation de la  
décharge électrostatique en vue de  
l'optimisation de la protection.*

Présentée devant le jury composé de :

|                       |                         |                       |                    |
|-----------------------|-------------------------|-----------------------|--------------------|
| Mr MILOUDI Mohamed    | Maître de Conférences A | U.D.L. Sidi Bel-Abbès | Président          |
| Pr. BENDAOUZ Abdelber | Professeur              | U.D.L. Sidi Bel-Abbès | Directeur de thèse |
| Mme HAMMADI Nacera    | Maître de Conférences A | USTO-ORAN             | Examineur          |
| Mr MILOUA Farid       | Maître de Conférences A | U.D.L. Sidi Bel-Abbès | Examineur          |
| Mr AKSA Wessim        | Maître de Conférences A | U.D.L. Sidi Bel-Abbès | Examineur          |

Soutenue en Décembre 2017

## REMERCIEMENTS

Mes remerciements s'adressent tout d'abord au Dieu tout puissant de m'avoir donné tous ce que je possède et d'avoir guidé mes pas vers le chemin du savoir, et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé, au sein du laboratoire APPELEC de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès et en collaboration avec de laboratoire de CEM : IRSEEM à l'université de Rouen en France.

Je remercie chaleureusement mon Directeur de thèse Mr. BENDAOUH Abdelber Professeur à l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès pour son soutien dans les moments de doute et l'autonomie qu'il m'a apporté dans la prise en main de ma thèse. J'ai eu la chance et un grand plaisir à travailler avec lui, je le remercie pour sa grande disponibilité et pour la qualité de ses conseils qui m'ont à chaque fois apportées la base et la motivation nécessaires à l'avancement de mes travaux de recherche.

Je tiens à remercier vivement Mr. TILMATINE Amar, Professeur à l'université de Sidi Bel-Abbès et Directeur du Laboratoire APPELEC de m'avoir offert la possibilité d'effectuer cette thèse dans l'équipe CEM dirigée par Pr BENDAOUH Abdelber.

Je remercie également les membres de mon jury de thèse :

Mr. MILOUDI Mohamed, maître de conférences de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury et pour m'avoir suivi du début à la fin de mes études.

J'adresse mes sincères remerciements à Mme HAMMADI NACERA, maître de conférences à l'USTO-ORAN, Mr. MILOUA Farid et AKSA Wessim, maîtres de conférences à l'université de Sidi Bel-Abbès qui m'ont fait l'honneur d'être les examinateurs de ce travail.

J'adresse mes profonds et chaleureux remerciements à Messieurs Moncef KADI responsable du pôle Electronique et Systèmes - enseignant-chercheur, et DUVAL Fabrice, enseignants-chercheurs à l'ESIGELEC à L'IRSEEM, pour m'avoir offert la possibilité d'effectuer des mesures et des essais CEM rentrants dans le cadre de ma thèse dans l'équipe CEM à l'Institut de Recherche en Systèmes Electroniques Embarqués de l'université de Rouen - France, pour ses précieux conseils scientifiques et aussi pour leur grande gentillesse.

Je tiens également à remercier Mr. CORRU Guillaume et FRIKHA Amine, doctorants à IRSEEM, pour leur disponibilité, qualité humaine, mais aussi pour leurs connaissances et idées, qu'y ont apportées des améliorations importantes à cette thèse, leur judicieuse assistance m'a permis d'effectuer un stage dans de bonnes conditions et la mise en place de banc de mesures expérimentales,

Je souhaite encore remercier tous mes collègues et les enseignants du de l'UDL de Sidi Bel-Abbès.

J'exprime ma reconnaissance à mes parents, spécialement à ma mère pour son soutien indéfectible et une chaleureuse pensée pour mon défunt père, pour leurs sacrifices et leur amour durant toutes leurs vies, merci également à mes deux sœurs Manal et Asmaa et merci à mes chers amis : Hichem, Mohamed, El Hussein et Azzedine.

Enfin, merci à ceux que j'ai oublié de mentionner et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

# ***Sommaire***

# SOMMAIRE

Liste des abréviations

INTRODUCTION GENERALE ..... 1

## **CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA DECHARGE ÉLECTROSTATIQUE (DES)**

INTRODUCTION ..... 4

I.1. DEFINITION D'UNE DECHARGE ELECTROSTATIQUE..... 5

I.2. NOTIONS GENERALES SUR L'ELECTROSTATIQUE..... 6

I.2.1. Charge électrique ..... 6

I.2.2. Champ et potentiel électrostatique ..... 8

I.3. CONDUCTEURS ET ISOLANTS..... 9

I.3.1. Conductivité et résistivité ..... 9

I.3.2. Matériaux non-conducteurs ..... 10

I.3.3. Matériaux semi-conducteurs ..... 10

I.3.4. Matériaux conducteurs ..... 11

I.4. ACCUMULATIONS ET DISSIPATIONS DES CHARGES ELECTRIQUES..... 11

I.5. EXEMPLE DE CONDENSATEUR FORME PAR UNE PERSONNE ET LE SOL..... 13

I.6. MESURE ET DETECTION DE GRANDEURS ELECTROSTATIQUES..... 14

I.7. MECANISMES D'APPARITION DE CHARGES..... 15

I.7.1. Triboélectricité (frottement) ..... 15

I.7.2. Chargement par influence (induction) ..... 17

I.7.3. Electrification par effet de couronne..... 18

|  |    |
|--|----|
| I.7.4. Electrification par écoulement d'un liquide.....                  | 19 |
| I.8. DANGER DES CHARGES ET DES DECHARGES D'ORIGINE ELECTROSTATIQUE ..... | 20 |
| I.8.1. Danger des charges électrostatiques.....                          | 20 |
| I.8.2. Danger des décharges électrostatiques .....                       | 21 |
| I.9. CONCLUSION.....   | 23 |

## CHAPITRE II : MODELISATION ET CARACTERISATION DE LA PERTURBATION "DES"

|  |    |
|--|----|
| INTRODUCTION.....  | 24 |
| II.1. PHENOMENES DISRUPTIFS.....   | 25 |
| II.1.1. Loi de Paschen .....   | 25 |
| II.1.2. Cas des gaz rares.....   | 27 |
| II.1.3. Mécanismes de la décharge disruptive.....                          | 27 |
| II.2. DIFFERENTS TYPES DE DECHARGES ELECTROSTATIQUES.....                  | 28 |
| II.2.1. Décharge étincelle.....  | 29 |
| II.2.2. Décharge en Aigrette .....   | 33 |
| II.2.3. Décharge Foudre .....  | 34 |
| II.3. MODELES DE DECHARGES ELECTROSTATIQUES .....                          | 35 |
| II.4. ASPECT COMPOSANT ELECTRONIQUE .....                                  | 36 |
| II.4.1. Simulation de modèle HBM .....                                     | 36 |
| II.4.2. Simulation de modèle MM .....                                      | 38 |
| II.4.3. Simulation de modèle CDM .....                                     | 40 |
| II.5. ASPECT SYSTEME ELECTRONIQUE.....                                     | 42 |
| II.5.1. Modèle de pistolet <i>DES</i> basé sur la norme IEC 61000-4-2..... | 42 |
| II.5.2. Modèle standard ISO 10605.....                                     | 45 |
| II.5.3. Modèle CDE (Cable Discharge Event).....                            | 45 |
| II.6. CONCLUSION .....   | 46 |

---

## CHAPITRE III: MODELISATION DES CARTES PCB SOUMIS AUX DECHARGES ELECTROSTATIQUES

|   |    |
|---|----|
| INTRODUCTION .....  | 47 |
| III.1. METHODOLOGIE D'ANALYSE D'UNE AGRESSION <i>DES</i> .....  | 48 |
| III.2. ETUDE THEORIQUE DE LA PROPAGATION DES PERTURBATIONS <i>DES</i> DANS LES LIGNES MICRO-RUBAN ..... | 49 |
| III.2.1. Calcul de couplage par la méthode de paramètre S .....   | 49 |
| III.2.2. Particularités du domaine des micro-ondes .....  | 50 |
| III.2.3. Modélisation d'une ligne micro-ruban .....   | 53 |
| III.3. PRESENTATION <i>DES</i> LOGICIELS DE SIMULATION.....   | 54 |
| III.3.1. Logiciel CST Micro-Wave Studio .....   | 54 |
| III.3.2. Logiciel Advanced Design System (ADS).....   | 55 |
| III.4. CARACTERISATION D'UNE LIGNE MICRO-RUBAN.....   | 57 |
| III.4.1. Permittivité diélectrique.....   | 57 |
| III.4.2. Impédance caractéristique d'une ligne .....  | 59 |
| III.4.3. Champ électromagnétique dans une ligne micro-ruban .....                                       | 60 |
| III.4.4. Vitesse de propagation .....   | 62 |
| III.4.5. Coefficient de réflexion sur une ligne .....   | 63 |
| III.4.6. Simulation du coefficient de réflexion sur une ligne simple.....                               | 63 |
| III.5. ETUDE EXPERIMENTALE DES DECHARGES ELECTROSTATIQUES SURVENANT SUR UNE CARTE PCB COMPLEXE .....    | 65 |
| III.5.1. Principe d'injection d'une décharge électrostatique <i>DES</i> .....                           | 65 |
| III.5.2. Générateur d'impulsion <i>DES</i> .....  | 66 |
| III.5.3. Réalisation des cartes électroniques PCB .....   | 69 |
| III.5.4. Montage de mesure des paramètres S .....   | 71 |
| III.6. RESULTATS ET DISCUSSIONS .....   | 73 |
| III.6.1. Analyse fréquentielle des paramètres S .....   | 73 |
| III.6.2. Analyse temporelle de la tension Induite .....   | 75 |
| III.7. CONCLUSION .....   | 77 |

## CHAPITRE IV : PROTECTION DES SYSTEMES ELECTRONIQUES CONTRE LA DECHARGE ÉLECTROSTATIQUE

|  |     |
|--|-----|
| INTRODUCTION .....   | 78  |
| IV.1. DECHARGE ELECTROSTATIQUE DANS L'INDUSTRIE ELECTRONIQUE.....  | 79  |
| IV.2. PROTECTIONS POUR LIMITER LES DOMMAGES DUS AUX <i>DES</i> s.....  | 80  |
| IV.2.1. Protections passives sur l'environnement du composant.....   | 80  |
| IV.2.2. Protections actives sur l'environnement du composant .....   | 83  |
| IV.2.3. Principe de fonctionnement d'une protection <i>DES</i> .....   | 87  |
| IV.2.4. Spécifications souhaitées pour une protection <i>DES</i> .....   | 87  |
| IV.3. CRITERE DE DEFAILLANCE ET MARGE DE CONCEPTION.....   | 88  |
| IV.4. SIMULATION DE L'IMPACT D'UNE PERTURBATION DES SUR LE<br>FONCTIONNEMENT DE COMPOSANTS LOGIQUES ELECTRONIQUES..... | 89  |
| IV.4.1. Description du banc de test .....  | 90  |
| IV.4.2. Description de composant logique utilisé dans la simulation.....   | 91  |
| IV.4.3. Evaluation de susceptibilité et méthode de détection défaut .....  | 92  |
| IV.4.4. Erreurs logiques et physiques .....  | 93  |
| IV.4.5. Techniques d'injection des perturbations <i>DES</i> .....  | 94  |
| IV.4.6. Modélisation par simulation de banc de test complet.....   | 96  |
| IV.5. RESULTATS DE SIMULATIONS EN UTILISANT LE MODE D'INJECTION .....  | 97  |
| IV.5.1. Injection d'une impulsion <i>DES</i> sur l'entrée d'un circuit avec la méthode<br>diphonie.....                | 97  |
| IV.5.2. Injection d'une impulsion <i>DES</i> sur l'entrée d'un circuit avec la méthode DIP<br>.....                    | 100 |
| IV.5.3. Récapitulation sur la simulation de test de susceptibilité .....   | 102 |
| IV.6. PROTECTIONS MIS EN PLACE POUR LIMITER LES <i>DES</i> s SUR LES E/S D'UN<br>SYSTEME .....                         | 103 |
| IV.6.1. Caractéristique des diodes TVS .....   | 104 |
| IV.6.2. Implantation et fonctionnement des diodes TVS .....  | 105 |
| IV.7. CONCLUSION .....   | 107 |
| CONCLUSION GENERALE.....   | 108 |
| BIBLIOGRAPHIE  |     |
| Résumé ملخص  |     |

# LISTE DES ABREVIATIONS

|               |   |
|---------------|---|
| <b>AC</b>     | Alternating Current.  |
| <b>ADS</b>    | Advanced Design System.   |
| <b>AEC</b>    | Automotive Electronics Council.   |
| <b>APELEC</b> | Applications of Plasma, Electrostatics & Electromagnetic Compatibility. |
| <b>CDE</b>    | Cable Discharge Event.  |
| <b>CDM</b>    | Charged Device Model.   |
| <b>CEM</b>    | Compatibilité Electromagnétique.  |
| <b>CI</b>     | Circuit Intégré.  |
| <b>CMS</b>    | Composants Montés en Surface.   |
| <b>CST</b>    | Computer Simulation Technology.   |
| <b>DC</b>     | Direct Current.   |
| <b>DES</b>    | Décharge électrostatique.   |
| <b>DPI</b>    | Direct Power Injection.   |
| <b>DST</b>    | Dispositive Sous Test.  |
| <b>E/S</b>    | Entrée/Sortie.  |
| <b>EIA</b>    | Electronic Industries Alliance.   |
| <b>EL/D</b>   | Erreur Logique/ Défaillance.  |
| <b>ESD</b>    | ElectroStatic Discharge   |

|               |  |
|---------------|--|
| <b>ESDA</b>   | ElectroStatic Discharge Association.                       |
| <b>FDTD</b>   | Finite Difference in Time Domain.                          |
| <b>FR4</b>    | Flame Resistant 4.   |
| <b>HB</b>     | Harmonic balance.  |
| <b>HBM</b>    | Human Body Model.  |
| <b>HF</b>     | Haute Fréquence.   |
| <b>IEC</b>    | International Electrotechnical Commission                  |
| <b>IRSEEM</b> | Institut de Recherche en Systèmes Electroniques Embarqués  |
| <b>IRSEM</b>  | Institut de Recherche en Systèmes Électroniques Embarqués. |
| <b>JEDEC</b>  | Joint Electron Device Engineering Council.                 |
| <b>MM</b>     | Machine Model.   |
| <b>MMIC</b>   | Monolithic Microwave Integrated Circuits.                  |
| <b>MOS</b>    | MetalOxyd Semi-conductor,                                  |
| <b>NMOS</b>   | MOS de type « N ».   |
| <b>PCB</b>    | Printed Circuit Board.                                     |
| <b>PMOS</b>   | MOS de type « P ».   |
| <b>PN</b>     | Positive-Negative  |
| <b>PNPN</b>   | Positive-Negative-Positive-Negative                        |
| <b>PVC</b>    | Polyvinylchloride.   |
| <b>RF</b>     | Radio Fréquence.   |
| <b>SMA</b>    | Sub-Miniature version A.                                   |
| <b>SP</b>     | S Parameter.   |
| <b>TDR</b>    | Time Domain Reflectometer.                                 |
| <b>TEM</b>    | Transverse Electromagnetic.                                |
| <b>TLP</b>    | Transmission Line Pulse.                                   |
| <b>TVS</b>    | Transient Voltage Suppressor.                              |
| <b>VF-TLP</b> | Very fast Transmission Line Pulse.                         |
| <b>VNA</b>    | Vector Network Analyser.                                   |

# ***Introduction Générale***

# INTRODUCTION

# GENERALE

Les décharges électrostatiques (*DES*) sont des phénomènes naturels qui peuvent détruire les composants comme les circuits intégrés. On peut comparer cette agression à celle de la foudre sur un arbre, laquelle met en jeu une densité d'énergie équivalente. Les décharges électrostatiques sont devenues un problème majeur de la microélectronique à la fin des années 1970, avec l'utilisation croissante des microprocesseurs et des technologies MOS. Aujourd'hui le souci de protection des composants couvre de nombreux domaines : les applications radiofréquences, les capteurs, les composants optoélectroniques, les microsystèmes, etc...

Tous les dispositifs destinés à une utilisation grand public, (téléphone mobile, ordinateur, lecteur mp3, etc...). On les retrouve également dans des domaines touchant directement notre sécurité (automobile, aviation, médecine, etc...). L'avènement des technologies sans fil et des applications dites "plus électriques" en automobile et dans l'aviation renforce leur présence et leur criticité qui doivent être protégées contre les *DESS*. Sans cette précaution, l'énergie transportée par une décharge électrostatique, ou le champ électromagnétique qu'elle rayonne, peut entraîner la destruction de composants électroniques ou le dysfonctionnement de matériels électriques, ce qu'est rendre leur fiabilité et en particulier leur durée de vie se trouveraient extrêmement limitées. Les puces des cartes bancaires, connecteurs de recharge des téléphones portables, ports de connexion informatiques sont des exemples d'applications particulièrement critiques. 30 à 50 % des défaillances des dispositifs sont attribuées aux conséquences des *DESS*, ce qui fait de ce domaine un grand enjeu industriel.

Il est donc impératif de limiter l'impact de ces phénomènes :

- D'une part en contrôlant la génération de charges électriques dans les lieux stratégiques qui sont les zones de fabrication et de test des dispositifs par l'utilisation de bracelets antistatiques, le contrôle du degré d'humidité, etc...

- D'autre part, en intégrant au cœur même du système des composants de protection qui vont détecter et détourner les décharges protégeant ainsi les parties actives.

Pour évaluer l'immunité des systèmes électriques vis à vis des décharges électrostatiques, des tests sont aujourd'hui effectués dans l'industrie selon les standards de la norme IEC 61000-4-2.

Les travaux de cette thèse sont orientés sur une méthode de modélisation et de caractérisation permettant d'analyser un système et de comprendre les modes de propagation et de défaillance lorsque survient une décharge électrostatique. Le système électrique considéré dans cette thèse se limitera à la carte électronique ou PCB (Printed Circuit Board) intégrant les composants actifs et passifs.

En ce qui concerne la modélisation, nous avons développé une méthodologie comportementale hiérarchique. Cette méthode est destinée à analyser la propagation du courant de décharge dans un système, depuis un générateur *DES*, jusqu'aux phénomènes internes pouvant induire des défaillances à l'intérieur du circuit. L'étude de propagation de *DES* dans notre travail a été soit par la simulation où on a utilisé les deux logiciels de simulation : ADS et CST studio, ou par l'expérimentale où on a utilisé un banc d'essai qui contient un analyseur de réseau vectoriel pour mesurer le paramètre *S* du couplage entre pistes parallèles.

Ces travaux expérimentaux ont été effectués au laboratoire APELEC de l'université de Sidi Bel-Abbès. D'autres travaux expérimentaux de test d'injection de décharges électrostatiques à l'aide de pistolet *DES* conforme à la norme IEC 61000-4-2 sur une carte électronique ont été fait au sien de laboratoire de CEM : IRSEEM à l'université de Rouen en France.

Les travaux de cette thèse sont répartis en quatre chapitres :

- ❖ Le premier chapitre rappelle les principes généraux nécessaires à la compréhension du phénomène de décharge électrostatique et les différents modes d'électrifications qu'on peut les rencontrer dans notre environnement. Ce chapitre traite aussi le phénomène de générations des charges de quelles que soient la géométrie et la complexité du système industriel. Cette énergie se trouve dans toutes les proportions (de la simple étincelle en se peignant les cheveux, en passant par les décharges dans les machines industrielles, jusqu'à la foudre et ses dangers d'électrocutions, d'incendies et de destruction des composants électroniques).
- ❖ Dans le deuxième chapitre, le phénomène disruptif est présenté qui conduit aux perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites. Les différents types de décharges électrostatiques spécifiques associés à certaines opérations industrielles ont été présentés. Ensuite, une simulation d'une part *l'aspect composant* sera

présentée en utilisant le logiciel *LTspice* pour développer une méthode de manière à obtenir un circuit électrique capable de générer la forme d'onde en courant des perturbations "DES" selon les trois modèles normalisés : la personne chargée : HBM (Human Body Model), l'équipement chargé : MM (Machine Model), le composant chargé : CDM (Charged Device Model). D'autre part, *l'aspect système*, s'intéresse à la robustesse et à la susceptibilité des systèmes électroniques vis à vis des DESs durant leur utilisation. Nous présenterons les différentes normes et standards applicables ainsi que les moyens et méthodes de prévention existantes.

- ❖ Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la propagation d'un phénomène DES sur des pistes simples de cartes électroniques de type « micro-strip ». Des mesures et des simulations servant à évaluer les perturbations des DESs sur diverses cartes électroniques sont détaillées. Cependant, la validation des modèles de simulation sur le logiciel de simulation CST en 3D et ADS, sera effectuée par la comparaison avec des mesures. Dans ce chapitre, nous commençons par définir les notions théorique de la propagation des perturbations DES dans les lignes micro-rubans, après nous exposerons les deux principaux logiciels utilisé dans nos travaux de recherche. Nous décrivons les paramètres caractéristiques de lignes. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présenterons le principe d'étude effectuée avec un pistolet DES pour analyser l'impact des impulsions injectées par ce testeur sur des lignes d'une carte électronique.
- ❖ Le dernier chapitre de cette thèse présente une étude sur la susceptibilité d'une carte en fonctionnement incluant des circuits intégrés simples. Des protections passives et actives au niveau du composant sont nécessaires pour assurer la fiabilité du circuit intégré et des spécifications correspondantes sont présentées, permettant de définir la fenêtre de conception, c'est à dire la région du plan courant-tension ( $I-V$ ) dans lequel doit être incluse la caractéristique de la protection à l'état passant. Nous avons utilisé deux modes d'injection conduit et rayonné, dédiées normalement à la CEM (compatibilité électromagnétique), pour évaluer le niveau de perturbation DES requis pour faire apparaître un dysfonctionnement d'un système. Le dispositif sous test est un circuit intégré en technologie CMOS caractérisé par une mince couche isolante d'oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) d'épaisseur voisine de  $0,12\ \mu\text{m}$  très sensible aux DESs. Diverses méthodes et solutions sont appliquées pour prédire un système soumis aux stress DES, en jouant sur le bon choix et l'emplacement du composant de protection spécialement aux perturbations DESs, afin d'optimiser la protection et rendre le système sous test robuste face aux décharges électrostatiques.
- ❖ Enfin nous terminerons notre thèse par une conclusion générale et des perspectives.

***Chapitre I : Généralités***  
***sur la Décharge***  
***Électrostatique (DES)***

# CHAPITRE I

## GENERALITES SUR LA

## DECHARGE

## ÉLECTROSTATIQUE

### (*DES*).

#### INTRODUCTION

La Compatibilité Electromagnétique CEM est l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique, de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement [1].

Les systèmes électriques et/ou électroniques ne sont pas isolés de leur environnement. De l'énergie électromagnétique peut donc franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer, soit pour s'en échapper. Cette énergie parasite est appelée perturbation électromagnétique.

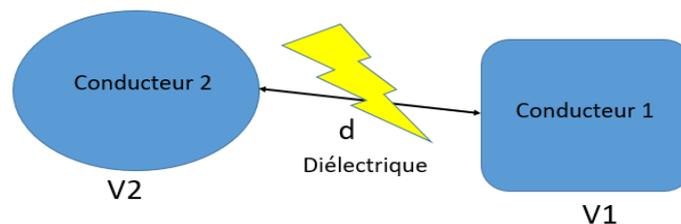
Une perturbation électromagnétique correspond à toute onde électromagnétique (conduite ou rayonnée) capable d'influencer le comportement d'un système électrique et électronique ou d'engendrer son dysfonctionnement. Ces perturbations peuvent être classées de différentes manières, nous nous basons ici sur une perturbation de type décharge électrostatique (DES), ou en Anglais Electrostatic Discharge (ESD).

Bien que l'électricité statique fait largement partie de notre vie quotidienne : photocopie, peinture, pulvérisation, dépoussiérage, etc... Directement liée à la structure atomique des matières utilisées ou traitées dans l'industrie, elle se crée spontanément, dans certaines conditions, au cours d'opérations de fabrication ou de manutention. Toutes les entreprises sont visées : invisible, discrète, l'électricité statique se manifeste partout, souvent d'une façon anodine mais toujours insidieuse.

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art détaillé de la décharge électrostatique afin de démystifier ce phénomène.

### I.1. DEFINITION D'UNE DECHARGE ELECTROSTATIQUE

Une décharge électrostatique, est un phénomène physique dû au transfert de charges électriques entre deux objets ou deux corps portés à des niveaux de potentiels électrostatiques différents par suite de l'accumulation de charges d'électricité statiques. Ce phénomène est généralement accompagné par un arc électrique avec un courant de forte intensité [2] (Fig. I.1).



**Figure I.1.** Principe d'une décharge électrostatique entre deux conducteurs.

L'amorçage dépend du champ électrique entre les conducteurs et du diélectrique qui les sépare. Ce champ n'est pas évident à calculer car il dépend de la distance, mais aussi de la géométrie des deux électrodes. Pour une distance donnée, la tension à partir de laquelle l'arc est amorcé s'appelle la tension disruptive. Exprimé en kV/mm, le champ critique est aussi appelé rigidité diélectrique. Lorsqu'il est dépassé, la déformation des molécules due au phénomène de polarisation dans le diélectrique est si importante que des électrons sont arrachés aux noyaux. Le diélectrique devient conducteur et laisse passer un courant intense. On dit qu'il est alors percé. Le tableau I.1 donne des exemples de rigidités diélectriques de quelques matériaux. Ce ne sont que des ordres de grandeur puisque, ces valeurs sont influencées par de nombreux facteurs tels que la pression, la température, l'humidité ou la distance entre les électrodes.

**Tableau I.1.** Rigidité diélectrique de quelques matériaux [3].

| Diélectrique         | Rigidité diélectrique [kV/mm] |
|----------------------|-------------------------------|
| Air sec              | 3                             |
| Papier               | 15                            |
| Ebonite              | 50                            |
| Alumine              | 35                            |
| Mica                 | 35                            |
| Quartz               | 12,5                          |
| Verre                | 16                            |
| Céramique            | 4                             |
| Silicium             | 30                            |
| Arséniure de gallium | 40                            |
| Germanium            | 10                            |
| Téflon               | 80                            |

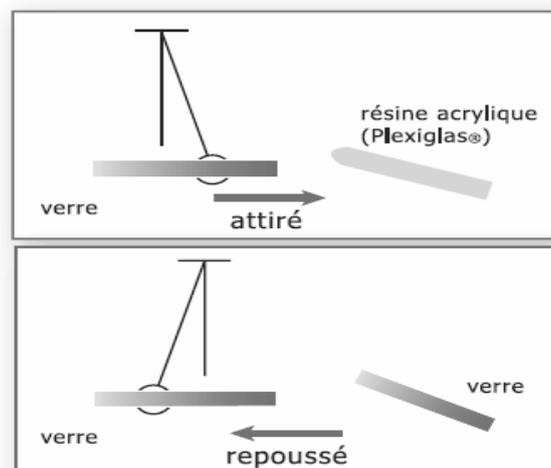
## I.2. NOTIONS GENERALES SUR L'ELECTROSTATIQUE

### I.2.1. Charge électrique

Les phénomènes que nous aurons à étudier ne mettront jamais en jeu qu'un ou quelques atomes. Nous serons toujours en présence de corps macroscopiques, constitués d'un très grand nombre d'atomes, parmi lesquels certains réagiront pour donner lieu aux phénomènes électrostatiques.

Reprenons une des expériences de base de l'électrostatique (faisant intervenir des corps macroscopiques), expérience que l'on retrouve dans tous les manuels d'électricité. Elle va nous permettre, d'une part, de voir comment la théorie atomique de la structure de la matière, dont nous venons de rappeler les principes, explique le phénomène et d'autre part, d'introduire assez naturellement la notion de force électrique.

Une baguette de verre bien sec est frottée énergiquement avec un chiffon en tissu puis est accrochée à un étrier léger lui-même suspendu à un fil (Fig. I.2).



**Figure I.2.** Expérience de base de l'électrostatique.

Lorsqu'un bâton de résine acrylique, que l'on a également frotté avec un chiffon ou un tissu, est approché de l'extrémité de la baguette de verre, la baguette suspendue est attirée. Si nous remplaçons le bâton de résine acrylique (du Plexiglas, par exemple) par une autre baguette de verre qui a subi le même traitement, la baguette suspendue est repoussée : donc nous avons électrisé les baguettes.

L'explication de cette double expérience tient tout d'abord à la façon dont la matière est constituée mais aussi à la manière dont les deux types "d'électricité" agissent l'un sur l'autre. Dans la première partie de notre expérience, le chiffon et la baguette de verre possèdent donc chacun une même charge électrique mais de signe contraire alors qu'ils étaient tous les deux électriquement neutres au départ.

Cette simple explication, dans le premier comme dans le second cas, mais n'est cependant pas suffisamment à l'explication totale du phénomène puisqu'elle ne rend pas compte de l'attraction et de la répulsion des baguettes. Pour cela nous devons préciser la façon dont les charges électriques agissent les unes sur les autres.

En résumé, le frottement d'un corps sur un autre fait apparaître des charges électriques négatives sur l'un des corps, et des charges positives sur l'autre, qui restent en place une fois les corps séparés.

Deux particules chargées, au repos, portant des charges électriques  $q$  et  $q'$  exercent l'une sur l'autre des forces de grandeur égale, de sens opposés et portées par la droite qui joint les centres des particules. Elles sont répulsives si les charges sont de même signes et attractives si elles sont de signes contraires. Si les charges  $q$  et  $q'$  sont dans le vide, le module commun de ces forces est donné par :

$$F = \frac{q \cdot q'}{4\pi \cdot \epsilon_0 \cdot d^2} \quad (\text{I-1})$$

Avec :  $q$  et  $q'$  les deux charges électriques ponctuelles exprimées en coulomb C ;

$\epsilon_0 = 8,855 \cdot 10^{-12}$  F/m : la permittivité électrique du vide exprimée en F/m;

$d$  : la distance séparant les deux charges en m.

Mathématiquement, tout se passe comme si l'ensemble de la charge électrique était concentré en un point : le centre de la particule matérielle. Si les deux charges sont dans un milieu matériel (un gaz, un liquide, etc...), on remplace la permittivité du vide  $\epsilon_0$  par celle du milieu  $\epsilon$  qui s'écrit aussi :

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad (\text{I-2})$$

La baguette et le bâton de notre expérience ne peuvent évidemment en aucun cas être assimilés à des charges ponctuelles (qui n'existent d'ailleurs jamais en réalité). La formule (I-1) ne peut donc pas être appliquée telle quelle directement.

Sans entrer dans le détail des calculs, on peut signaler néanmoins que l'intensité réelle de l'attraction ou de la répulsion d'un objet sur un autre est la somme des multitudes d'attractions ou de répulsions développées par toutes les particules électriques présentes sur les objets, particules assimilées cette fois-ci à des charges ponctuelles.

Les deux parties de notre expérience s'expliquent donc maintenant sans difficulté. Le verre frotté porte une charge électrique de signe contraire à celle que porte la résine acrylique frottée (les deux baguettes s'attirent). Dans la deuxième partie de l'expérience, elles se repoussent car les baguettes (toutes deux en verre) portent des charges de même signe. Les charges ponctuelles isolées ne se rencontrent en réalité qu'en physique atomique. Dans la réalité macroscopique, les phénomènes sont relatifs à un très grand nombre de charges disposées soit sur un fil, soit sur une surface, soit dans un volume. La multitude des charges va alors conférer à l'ensemble de la charge un caractère continu.

### I.2.2. Champ et potentiel électrostatique

Deux notions seront très importantes pour la suite, ce sont celles de champ électrostatique et de potentiel électrostatique. Nous allons les définir rapidement ici. Reprenons la formule (I-1) donnant la force avec laquelle deux charges électrostatiques ponctuelles s'attirent ou se repoussent dans le vide, si l'on se place du point de vue de la charge  $q$ , on peut considérer la formule en deux parties, une charge  $q$ , qui contient uniquement ce qui est relatif à la charge  $q$ , et une seconde partie  $\frac{q'}{4\pi.\epsilon_0.d^2}$  qui contient tout ce qui ne concerne pas la charge  $q$  séparée de la distance  $d$  par rapport à la charge  $q'$ . Les deux parties contribuent par leur produit à l'intensité de l'attraction mutuelle. Toujours du point de vue de la charge  $q$ , la seconde partie caractérise ce qui, provenant de  $q'$ , attire (ou repousse)  $q$ . Cette partie qui agit sur  $q$  constitue ce que l'on appelle le *champ électrostatique* créé par la charge  $q'$ .

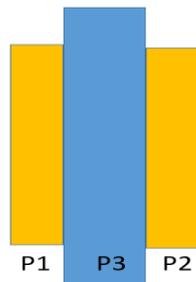
$$E = \frac{q'}{4\pi.\epsilon_0.d^2} \quad (\text{I-3})$$

Il est beaucoup moins aisé de définir le potentiel électrostatique. Cependant, une comparaison avec la température va nous aider car, en fait, le rôle joué par le potentiel électrostatique est analogue à celui joué par la température en thermique.

Prenons deux plaques rectangulaires P1 et P2 (Fig. I.3) maintenues à des températures différentes et insérons entre ces deux plaques une troisième plaques P3, conductrice de la chaleur et en contact sur ses deux faces avec P1 et P2. La plaque P3 va être le lieu d'un transfert de chaleur entre P1 et P2 (l'intensité de ce transfert variera en fonction de la qualité du matériau constituant P3). Si la température de P1 est plus élevée que celle de P2, on aura un flux de chaleur dirigé de P1 vers P2.

De façon tout à fait similaire, prenons deux plaques rectangulaires P1 et P2 de potentiels électrostatiques différents et insérons entre elles une troisième plaque P3 conductrice de l'électricité (prenons ici par exemple un métal) en contact sur ses deux faces avec P1 et P2. La plaque P3 va être le lieu d'un transfert de charges électriques (un courant électrique constitué ici d'électrons) dont l'intensité va varier avec la qualité du matériau.

En définitive, une différence de potentiel électrostatique engendre un transfert d'électricité comme une différence de température engendre un transfert de chaleur.



**Figure I.3.** Analogie entre transfert d'électricité et transfert de chaleur.

Le sens des charges électriques va dépendre du signe des porteurs de charge. Si on place entre les deux plaques un liquide conducteur, les charges positives présentes dans le liquide iront dans le sens des potentiels décroissant et les charges négatives dans le sens des potentiels croissant. Cette comparaison simple avec la température permet de se faire une idée juste du potentiel électrostatique même si les deux phénomènes (thermique et électrique) ne relèvent pas du tout de la même réalité physique et des mêmes mécanismes.

On peut dès à présent en avoir là encore une idée simple en prenant l'exemple d'une sphère isolée de la terre. Plus on apportera à la sphère des charges électriques d'un même signe, plus elle sera potentiellement capable d'en restituer à la terre son potentiel électrostatique qui augmentera. De par la convention convenue sur les signes des deux types "d'électricité", le potentiel aura le signe des charges présentes sur la sphère.

### I.3. CONDUCTEURS ET ISOLANTS

Tout phénomène électrostatique est donc dû à la présence de charges électriques. Une charge électrique n'existe pas indépendamment d'un support matériel, même la charge élémentaire est portée par un électron qui est une particule matérielle. Au niveau macroscopique, pour les problèmes électrostatiques dont nous aurons à rendre compte, il est important de préciser l'aptitude de la matière (un morceau de métal, de plastique, un gaz, un liquide, etc...) à donner naissance, sous l'action d'une sollicitation extérieure, à des charges électriques en son sein, c'est-à-dire son aptitude à s'opposer ou non à la séparation des charges positives des charges négatives. Ces charges électriques sont soit des électrons, soit des ions positifs, soit des ions négatifs. Selon que le matériau permettra la mobilité des charges ou non, il sera respectivement non-conducteurs (isolant), semi-conducteurs (dans la plupart des normes électrostatiques le terme "dissipatifs" est désormais préféré à "semi-conducteurs) ou conducteurs.

#### I.3.1. Conductivité et résistivité

La conductivité électrique ( $\sigma$ , en siemens/mètre) est un paramètre qui caractérise l'aptitude des matériaux à faciliter le passage des porteurs de charge. La résistivité  $\rho$  caractérise la capacité du matériau à s'opposer au passage des porteurs de charge. Ces deux notions se déduisent simplement l'une de l'autre par :

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (I-4)$$

Il n'existe pas d'isolant ou de conducteur parfait tout corps est un plus ou moins bon conducteur (ou plus ou moins bon isolant). Il n'existe pas, en fait, de ligne de séparation entre les matériaux isolants et les matériaux conducteurs.

### I.3.2. Matériaux non-conducteurs

Ces matériaux ont des conductivités si faibles qu'une fois qu'ils ont reçu une charge, ils la conservent sur une très longue période. Les non-conducteurs peuvent empêcher la perte de charge des conducteurs en agissant comme des isolants. Les non-conducteurs chargés sont une source de préoccupation parce qu'ils peuvent générer des décharges vers un conducteur mis à la masse situé à proximité et parce qu'ils peuvent transférer une charge, ou induire une charge sur des conducteurs isolés voisins qui peuvent ensuite provoquer des étincelles.

Les liquides sont considérés comme des non-conducteurs quand leur conductivité est inférieure à 50 pS/m. Ces liquides sont souvent appelés accumulateurs statiques.

Les solides non-conducteurs comprennent les matières plastiques, telles que le polypropylène, le PVC, le nylon et de nombreux types de caoutchouc. Ils peuvent devenir plus conducteurs si leurs surfaces sont contaminées par la saleté ou de l'humidité.

### I.3.3. Matériaux semi-conducteurs

Les matériaux semi-conducteurs sont des matériaux dissipatifs ou des conducteurs intermédiaires. Les liquides de cette catégorie intermédiaire ont des conductivités dépassant 50 ps/m et, avec les liquides conducteurs, ils sont souvent appelés des non-accumulateurs statiques.

Les solides dans cette catégorie intermédiaire comprennent généralement des matériaux tels que le bois, le liège, le sisal (une fibre extrait de plante), et des substances organiques naturelles. Ils doivent leur conductivité à leur facilité d'absorption d'eau et ils deviennent plus conducteurs lorsque leurs surfaces sont contaminées par l'humidité et la saleté. Toutefois, lorsqu'ils sont neufs ou soigneusement nettoyés et séchés, leur conductivité peut être suffisamment faible pour les placer dans la catégorie des non-conducteurs.

Si les matériaux de la catégorie de conductivité intermédiaires ne sont pas isolés de la terre, leurs conductivités sont suffisamment élevées pour empêcher l'accumulation d'une charge électrostatique.

Toutefois, leurs conductivités sont normalement suffisamment basses pour inhiber la production d'étincelles électriques.

Avec les matériaux possédant des conductivités intermédiaires, le risque de décharge électrostatique est faible. Toutefois, la prudence est toujours recommandée en présence de conducteurs intermédiaires, étant donné leurs conductivités dépendent de nombreux facteurs et que leur conductivité réelle n'est pas connue.

### I.3.4. Matériaux conducteurs

Pour les solides, il s'agit de métaux et pour les liquides il s'agit de toute la gamme des solutions aqueuses, y compris l'eau de mer. Le corps humain, composé d'environ 60% d'eau, est en fait un conducteur liquide. De nombreux alcools sont des conducteurs liquides.

La propriété importante de conducteurs est qu'ils sont incapables de conserver une charge à moins d'être isolés, mais aussi que, lorsqu'ils sont isolés et chargés et qu'une opportunité de décharge électrique se présente, l'intégralité de la charge disponible est presque instantanément libérée sous la forme d'une décharge potentiellement incendiaire.

Le tableau I.2 fournit des informations sur la valeur typique de conductivité et la classification d'une série de produits.

*Tableau I.2. Conductivité type de quelques produits [4].*

| Produit                                | Conductivité typique (pS/m) | Classification   |
|--|-----------------------------|------------------|
| <b>Non-conducteurs</b>                 |                             |                  |
| Xylène                                 | 0,1                         | Accumulateur     |
| Essence (distillation directe)         | 0,1 à 1                     | Accumulateur     |
| Diesel (teneur ultra-faible en soufre) | 0,1 à 2                     | Accumulateur     |
| Huile de lubrification (base)          | 0,1 à 10 <sup>3</sup>       | Accumulateur     |
| Carburéacteur commercial               | 0,2 à 50                    | Accumulateur     |
| Toluène                                | 1                           | Accumulateur     |
| Kérosène                               | 1 à 50                      | Accumulateur     |
| Diesel                                 | 1 à 100                     | Accumulateur     |
| Cyclohexane                            | <2                          | Accumulateur     |
| Essence de moteurs                     | 10 à 300                    | Accumulateur     |
| <b>Semi-conducteurs</b>                |                             |                  |
| Fiouls avec additifs antistatiques     | 50 à 300                    | Non-accumulateur |
| Fiouls noirs lourds                    | 50 à 10 <sup>3</sup>        | Non-accumulateur |
| Brut conducteur                        | >10 <sup>3</sup>            | Non-accumulateur |
| Bitumes                                | >10 <sup>3</sup>            | Non-accumulateur |
| alcools                                | 10 <sup>5</sup>             | Non-accumulateur |
| Cétones                                | 10 <sup>5</sup>             | Non-accumulateur |
| <b>Conducteurs</b>                     |                             |                  |
| Eau distillée                          | 10 <sup>9</sup>             | Non-accumulateur |
| Eau                                    | 10 <sup>11</sup>            | Non-accumulateur |

### I.4. ACCUMULATIONS ET DISSIPATIONS DES CHARGES ELECTRIQUES

Pour tous les procédés de génération sur une surface ou dans un volume de charges électriques, il n'y a accumulation que si le taux de génération est supérieur à celui de disparition (dissipation).

Un phénomène pour lequel les deux taux sont égaux n'engendre pas d'accumulation. C'est donc par l'étude de la génération et de la dissipation que nous allons rendre compte des phénomènes électrostatiques dans leur globalité.

Quelles que soient la géométrie et la complexité du système industriel en cause dans les phénomènes électrostatiques, l'étude du problème peut souvent être ramenée à celle d'un condensateur (ou un ensemble de condensateurs) dont la géométrie (plane, cylindrique, etc...) présente des similitudes avec celle du système industriel considéré. Ainsi, deux grandes surfaces portées à des potentiels différents et séparées par de l'air seront assimilées à deux armatures planes et infinies d'un condensateur, même si elles ne sont pas totalement planes (et même si, évidemment, elles ne sont pas infinies) (Fig. I.4).

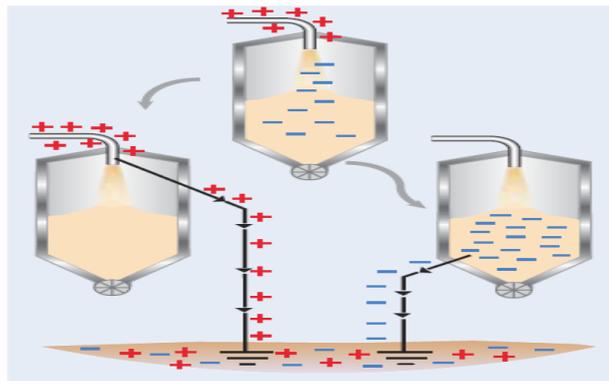


Figure I.4. Génération et écoulement de charges électriques [18].

Dans tous les cas de figure, on pourra faire l'étude globale du phénomène par l'intermédiaire de celle de la charge et de la décharge (génération, dissipation) d'un condensateur simple. Rappelons quelques points importants du comportement des condensateurs : tout condensateur chargé, s'il n'est pas alimenté, perd régulièrement sa charge. Le milieu diélectrique qui sépare les armatures n'est pas totalement isolant, l'environnement extérieur des armatures ne l'est pas non plus, si bien que la charge électrique du condensateur décroît au fur et à mesure que le temps s'écoule. Le schéma électrique réel qui tient compte de la perte de charge fait intervenir une résistance  $R$  dite résistance de fuite.

La figure I.5 décrit le fonctionnement d'un condensateur réel, on doit ajouter les courants électriques,  $I$  étant le courant de charge,  $i$  le courant de fuite.

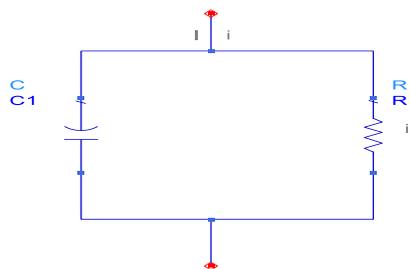


Figure I.5. Courants d'accumulation et de fuite.

Quand le courant  $I$  est plus grand que  $i$ , le condensateur se charge ; quand il est égal à  $i$ , le condensateur garde sa charge ; par contre quand le courant  $I$  est plus petit que  $i$ , le condensateur se décharge.

La loi de décharge d'un condensateur s'écrit par :

$$Q(t) = Q_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{I-5})$$

Avec :  $Q(t)$  est la charge du condensateur à l'instant  $t$

$Q_0$  la charge à l'instant 0

$\tau$  est la constante de temps qui vaut  $RC$ .

Dans la réalité, le problème se complique un peu car les paramètres  $R$  et  $C$ , que nous citons plus haut et que nous avons considérés constants, peuvent varier au cours du temps. En pratique, le problème sera donc d'évaluer  $i$  par rapport à  $I$  : le courant  $i$  sera la perte régulière de la charge électrique du système et  $I$  sera l'apport régulier de charge électrique. Pour éviter toute accumulation dangereuse de charges, on cherchera avant tout à favoriser leur dissipation (et également à réduire leur apparition).

### I.5. EXEMPLE DE CONDENSATEUR FORMÉ PAR UNE PERSONNE ET LE SOL

Une personne peut être assimilée à la première armature d'un condensateur dont le diélectrique serait constitué par les chaussures de la personne et le revêtement du sol sur lequel elles reposent ; la seconde armature est représentée par le sol supposé sans résistance (Fig. I.6). La résistance  $R$  est la résistance d'isolement de l'isolant, elle est toujours  $\geq 10^{12} \Omega$ , et on peut la mesurer par un ohmmètre spécial (Fig. I.7).

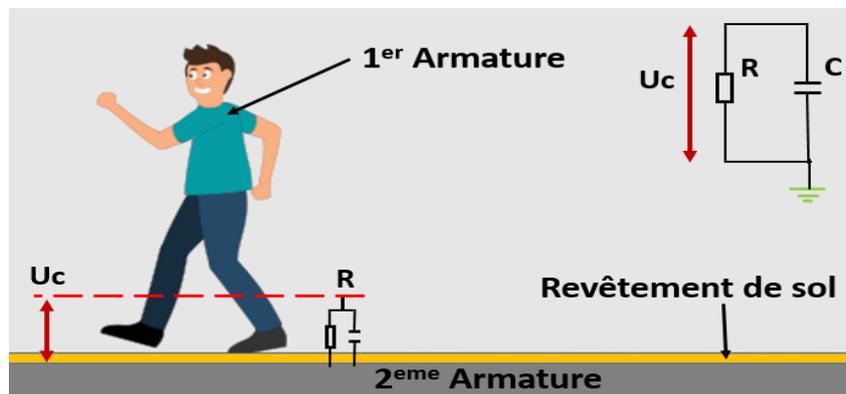
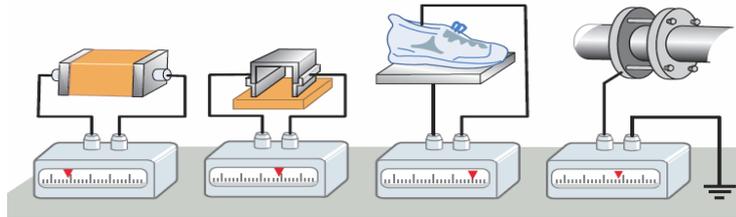


Figure I.6. Exemple de condensateur formé par une personne et le sol.

Une personne marche sur un revêtement de sol isolante peut accumuler des charges électrostatique, en effet c'est une capacité qui en se chargeant est susceptible de générer une décharge électrostatique. La décharge est générée lorsque cette personne chargée touche un objet métallique relié à la masse [5]. La valeur de la capacité de charge du corps humain a été étudiée et modélisée par Greason [6]. Dans le cas de la personne marchant sur un tapis, la triboélectricité peut être à l'origine de décharges allant jusqu'à 30 kV.



**Figure 1.7.** Exemples de mesures de résistances (résistance volumique, résistance de surface, résistance d'isolement, résistance par rapport à la terre) [18].

La résistance des matériaux utilisés pour éviter la charge électrostatique doit être mesurée selon les instructions fournies dans les travaux [7]. L'instrumentation peut comprendre soit une alimentation continue et un ampèremètre, soit un instrument intégré (ohmmètre). Les réglementations de sécurité doivent être respectées.

Les électrodes doivent comprendre un matériau permettant un contact intime avec la surface de l'éprouvette et n'introduisant aucune erreur significative du fait de la résistance de l'électrode ou de la contamination de l'éprouvette. Le matériau de l'électrode doit être résistant à la corrosion dans des conditions d'essai et ne doit causer aucune réaction chimique avec le matériau à l'essai.

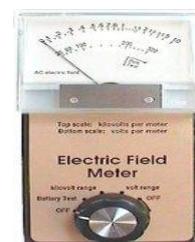
## I.6. MESURE ET DETECTION DE GRANDEURS ELECTROSTATIQUES

On peut déterminer la valeur d'une charge électrostatique en adjoignant à un voltmètre électrostatique une cage de Faraday ou conducteur creux, dans lequel on apporte la charge à mesurer. Le potentiel  $V$  mesuré par l'électromètre est proportionnel à la charge  $Q$ , pour une capacité donnée  $C$  de l'ensemble "électromètre -cage de Faraday". Ces appareils ne sont utilisés généralement que dans le cadre du laboratoire ; dans l'industrie on préfère procéder à des mesures de champ électrique, c'est à dire utiliser des dispositifs basés sur le principe de la mesure à distance, sans prélèvement de charges.

Plusieurs appareils légers, maniables et autonomes sont offerts sur le marché, parmi ceux-ci nous mentionnons deux modèles de conception totalement différente : l'un, de type électronique, utilise les propriétés des transistors à effet de champ (Fig. I.8 (a)) et l'autre est constitué d'une électrode de mesure à influence et d'un modulateur à ailettes, entraîné par un petit moteur électrique, qui crée une tension alternative proportionnelle à la valeur du champ (Fig. I.8 (b)).



(a)



(b)

**Figure 1.8.** Différents exemples de mesureurs de champ électrique.

Cependant, il faut noter que, si ces appareils sont particulièrement utiles pour déterminer l'emplacement et l'importance d'une charge électrostatique, il est parfois difficile, dans un atelier, d'effectuer des mesures quantitatives précises.

En effet, si dans un laboratoire il est relativement aisé, au moyen d'une cage de Faraday, de soustraire l'élément chargé aux influences extérieures, en situation industrielle il n'en est pas ainsi et, notamment, il serait imprudent de prétendre détecter une charge accumulée sur une surface isolante sans préciser l'emplacement de cette surface par rapport à tous les corps conducteurs voisins.

## **I.7. MECANISMES D'APPARITION DE CHARGES**

Les mécanismes de génération du déséquilibre de charges sont largement présents dans la vie courante. Dans la partie qui suit, nous nous concentrerons sur les trois mécanismes fondamentaux qui génèrent l'électricité statique dans l'environnement de la microélectronique [8].

### **I.7.1. Triboélectricité (frottement)**

Tout corps frotté est le siège de phénomènes d'électrisation. Pour schématiser cela, on peut dire que le frottement "*arrache*" des électrons aux deux corps en présence, plus facilement à un conducteur qu'à un isolant.

La figure I.9 montre comment la séparation des deux corps laissera sur l'un des corps des électrons en excès et, sur l'autre, des électrons en défaut. On aura deux corps électrisés. La théorie de l'électrification par friction et contact est bien expliquée par Williams [9]. Le phénomène d'électrisation par friction peut apparaître par plusieurs opérations comme indique la figure I.9, on trouve par exemple :

- Vidange d'un sac contenant un produit en vrac ;
- Passage d'un liquide dans une canalisation ;
- Passage d'une bande transporteuse sur une poulie de renvoi ;
- Impact d'agitation des particules sur la paroi d'un séparateur ;
- Projection à travers une buse ;
- Nettoyage d'un récipient contenant des produits isolant ou de poussières ;
- Déplacement d'une personne sur un revêtement de sol isolante.

Si l'un est isolant, l'électrisation sera faible et restera cantonnée à l'endroit où le frottement a eu lieu ; en revanche, s'il est conducteur, l'électrisation occupera l'espace du corps en entier à condition de ne pas le mettre en relation avec la terre par un autre conducteur (l'expérimentateur par exemple), auquel cas l'électrisation disparaît.

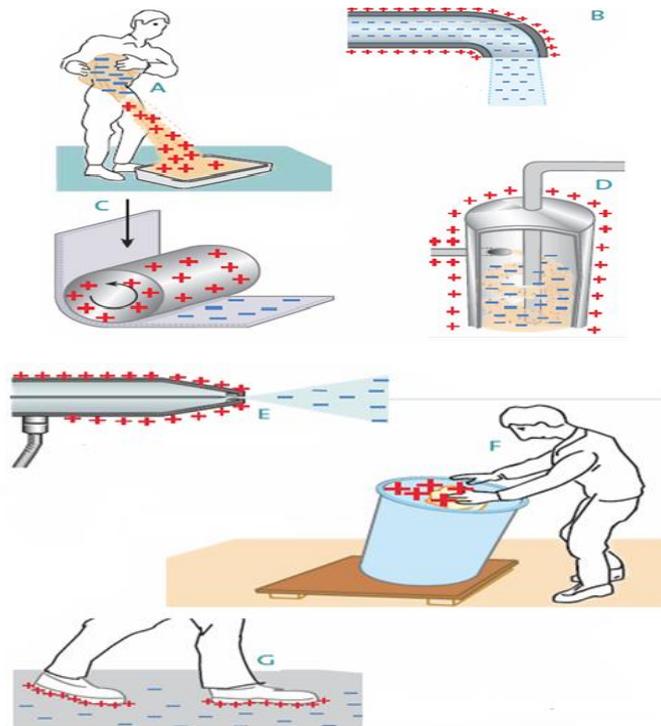


Figure 1.9. Exemples de chargement par triboélectricité [18]

On parle de charge par triboélectricité et d'électricité statique. La faculté d'un matériau de collecter ou d'en perdre des électrons permet de le classer dans la série triboélectrique (Tableau I.3). Les matériaux en tête de ce tableau ont plus tendance à devenir positifs et ceux en fin de liste à devenir négatifs en recueillant des électrons. Plus les matériaux sont éloignés les uns des autres dans la liste, plus la génération d'électricité statique sera élevée au moment de la séparation des matériaux

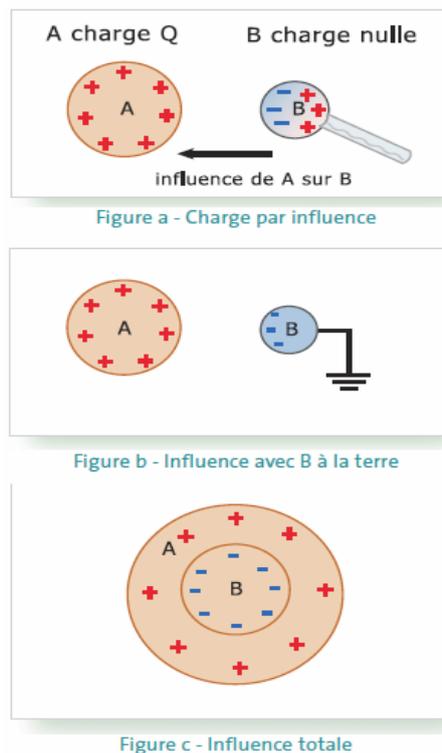
Tableau I.3. Série triboélectrique [10].

| Matériaux      | Charge électrique              |
|----------------|--------------------------------|
| Air            | Positive<br>↑<br>↓<br>Négative |
| Peau           |                                |
| Verre          |                                |
| Mica           |                                |
| Nylon          |                                |
| Laine          |                                |
| Aluminium      |                                |
| Papier         |                                |
| Coton          |                                |
| Acier          |                                |
| Bois           |                                |
| Nickel, Cuivre |                                |
| Laiton, Argent |                                |
| Or, Platine    |                                |
| Polyester      |                                |
| Vinyle         |                                |
| Silicium       |                                |
| Téflon         |                                |
| Caoutchouc     |                                |

### I.7.2. Chargement par influence (induction)

Les phénomènes d'influence sont basés sur la propriété selon laquelle les charges de même signe se repoussent et de signe contraire s'attirent.

Considérons la figure I.10 (a), un corps conducteur A électrisé et de charge positive. Approchons de A un corps conducteur neutre B, tenu par l'intermédiaire d'un manchon isolant. Les électrons libres de B sont attirés par la charge positive de A. Il en résulte l'apparition de charges négatives sur la partie la plus rapprochée de A et de charges positives sur sa partie la plus éloignée. Il y a donc sur B deux régions portant des charges de signe contraire nous avons ainsi électrisé le corps B par influence. Ce type d'électrisation dure tant que l'on maintient A à proximité de B, la charge totale du corps B restant nulle.



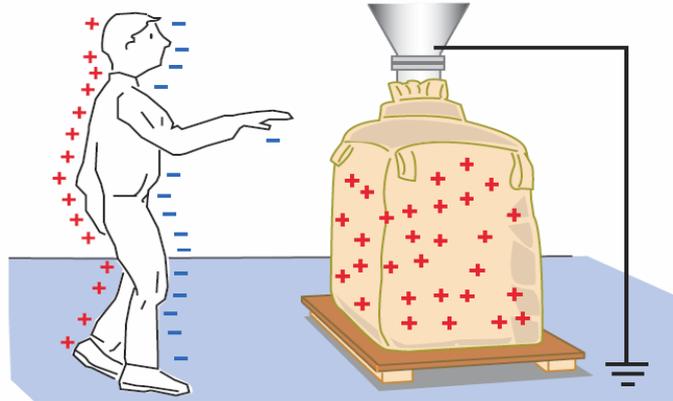
**Figure I.10.** Chargement par influence [10].

Si le corps B n'est plus isolé de la terre (Fig. I.10 (b)) mais relié à la terre, la présence de A va encore influencer les charges électriques de B, mais, cette fois, les charges positives apparues dans la partie de B la plus éloignée de A disparaîtront car elles seront compensées par des électrons venus de la terre. Si l'on coupe brusquement le lien entre la boule B et la terre, on obtient alors un corps chargé par influence.

Dans tous les cas, la charge induite dans la boule B est plus petite que la charge de A. Pour qu'elle soit égale, il faudrait que A englobe entièrement B et qu'il y ait influence totale (Fig. I.10 (c)).

Pour mieux comprendre : on distingue l'exemple d'une personne isolé à la terre influencé par un sac électrisé et de charge positive (Fig. I.11).

Dans cet exemple une personne de charge neutre approche à un sac chargé positivement. Les charges positives en excès du sac chargé positivement vont attirer les charges négatives de la personne qui vont se concentrer sur la partie la plus proche du sac donc il y a électrisation par influence.



**Figure I.11.** *Électrisation par influence d'une personne isolée de la terre (chaussures non conductrices) [10].*

### I.7.3. Électrisation par effet de couronne

Dans cette partie est traité l'ensemble des phénomènes d'origine électrostatique dus à ce qu'on appelle le "*pouvoir des pointes*". On dispose une pointe, reliée à un générateur de haute tension, face à une plaque plane reliée à la terre (Fig. I.12 (a)). Le milieu qui sépare la pointe de la plaque est l'air et ne laisse "normalement" pas passer les charges électriques. Suivant la polarité du générateur, on va avoir une accumulation de charges positives ou négatives sur la pointe. Dans un cas comme dans l'autre, au fur et à mesure que l'on augmente la présence des charges sur la pointe (par exemple en augmentant le potentiel électrique de sortie du générateur), on va assister, à partir d'un certain seuil, au passage d'un courant faible entre la pointe et la plaque. Ce courant est le résultat des mécanismes complexes d'ionisation de l'air entourant la pointe.

Les charges issues de la pointe vont se diriger vers la plaque et y céder un électron (si elles sont négatives) ou y capter un électron (si elles sont positives). L'apport ou le retrait d'électrons sera assuré par la connexion à la terre.

Si maintenant la plaque est isolée (Fig. I.12 (b)), alors les charges électriques s'accumuleront sur la plaque sans pouvoir être compensées et y resteront. La plaque sera alors électrisée. Pour qu'il y ait électrisation par ce mécanisme, il suffit donc de mettre par exemple une pointe (ou tout autre objet ayant une géométrie semblable) à un haut potentiel négatif (ou positif) en face d'une surface isolante recouvrant une surface métallique mise à la terre.

Le phénomène, généralement accompagné d'une lueur autour de la pointe, a reçu le nom de "*l'effet de couronne*".

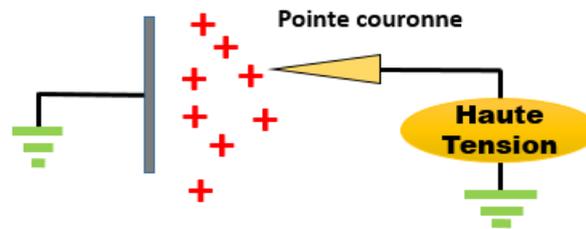


Figure a: Plaque reliée à la terre

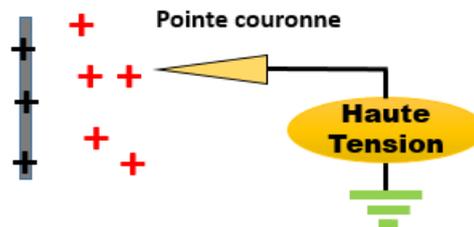


Figure b: Plaque non reliée à la terre

Figure I.12. Electrification par effet couronne.

#### I.7.4. Electrification par écoulement d'un liquide

Nous allons, dans ce qui suit, présenter une situation particulière d'apparition de phénomènes d'électrification. Ces phénomènes apparaissent quand on fait par exemple écouler certains liquides (liquides organiques, carburants, etc...) dans des conduites. Le schéma de principe du phénomène est représenté sur la figure I.13.

Un liquide traverse un ensemble de conduites et charge électriquement le réservoir isolé de la terre dans lequel il se déverse. La charge véhiculée par le liquide et que l'on retrouve dans le récipient collecteur provient du contact entre le liquide et la paroi des conduites.

Dans l'exemple représenté sur la figure I.13, ces phénomènes de paroi aboutissent à la création d'une zone chargée positivement, accolée à la paroi, et à celle d'une zone chargée négativement qui peut s'étendre jusqu'au centre de la conduite.

On peut donc réaliser l'électrification d'un récipient lors du remplissage par un liquide. Suivant la nature du matériau constituant les conduites, celle des liquides en écoulement et des écoulements eux-mêmes (lents ou rapides) et le degré d'isolation électrique du récipient collecteur et des conduites, la charge électrique collectée sera plus ou moins importante. Des phénomènes analogues, bien que ne relevant pas du même processus de création, apparaissent avec le transport de milieux pulvérulents (poudres alimentaires, céréales, etc...). Quand le fluide est en écoulement, la partie centrale du fluide est entraînée et la partie proche de la paroi ne l'est pas. Il en résulte qu'une charge électrique est transportée par le liquide qui, à son tour, charge le réservoir dans lequel il se déverse.

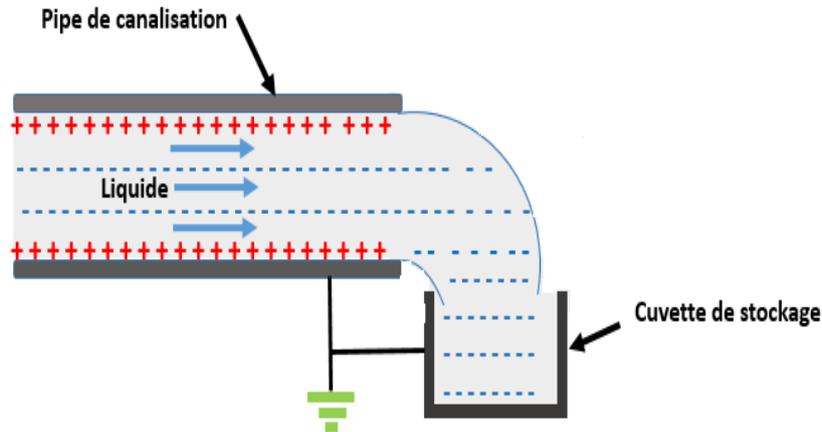


Figure I.13. Apparition de charges électrostatiques par écoulement de liquide.

## I.8. DANGER DES CHARGES ET DES DECHARGES D'ORIGINE ELECTROSTATIQUE

### I.8.1. Danger des charges électrostatiques

Les charges statiques à l'équilibre entraînent l'apparition d'un champ électrique qui, en fonction de son intensité, peut provoquer :

- ❖ Des agitations moléculaires par le déplacement des particules;
- ❖ Des perturbations physiologiques;
- ❖ Des perturbations de composant et des systèmes électroniques;
- ❖ Des destructions de diélectrique aussi bien utilisé en électronique qu'en haute tension.

Ces champs donnent naissance à des tensions dont les ordres de grandeur sont présentées au le tableau I.4.

Tableau I.4. Tension apparaissant lors d'une charge électrostatique [11].

| Charge électrostatique de :   | Tension (kV) |
|---|--------------|
| Personne marchant avec des chaussures à semelles en caoutchouc  | 1            |
| Personne marchant sur un tapis, avec des chaussures à semelles en caoutchouc.                                 | 14           |
| Personne portant des chaussures à semelles en caoutchouc crêpe déplaçant le poids d'un corps par balancement. | 1,5          |
| Laine, lors de son façonnage.   | 3,7          |
| Laine et benzine, lors du lavage.   | 5            |
| Fibres synthétiques, lors de leur façonnage.  | 9            |
| Feuilles de chlorure de polyvinyle, lors de leur fabrication.   | 20           |
| Feuilles de chlorure de polyvinyle, lors de leur impression.  | 10           |
| Papier dans des machines à papier.  | Jusqu'à 135  |
| Papier dans des presses hélio.  | 80           |

|  |     |
|--|-----|
| Caoutchouc dans des machines à enduire.            | 20  |
| Caoutchouc dans des machines à découper.           | 150 |
| Plaques de celluloïd, lors du déballage.           | 25  |
| Celluloïd, lors de frottement.                     | 40  |
| Courroies de transmission à une vitesse de 3 m/s.  | 25  |
| Courroies de transmission à une vitesse de 10 m/s. | 50  |
| Benzine tombant librement.                         | 4   |
| Gaz sortant de bouteilles à gaz comprimé.          | 9   |

### 1.8.2. Danger des décharges électrostatiques

Les principaux dangers des décharges d'origine statique sont :

- ❖ Les chocs électriques qui ne sont pas dangereux pour les personnes sauf par leurs effets secondaires (réaction);
- ❖ Le déclenchement d'explosion et d'incendie;
- ❖ Les perturbations électromagnétiques, voire même la destruction de l'électronique;
- ❖ Les perturbations des télétransmissions.

#### ✓ **Explosion et incendies**

Les hydrocarbures liquides, tels que le pétrole, le kérosène et de nombreux solvants usuels, ont deux caractéristiques qui les rendent particulièrement sensibles à l'électricité statique par une grande résistivité, qui leur permet d'accumuler une quantité importante de charges, et les vapeurs inflammables, qui augmentent le risque de voir des décharges de faible énergie déclencher des incendies et des explosions.

Il peut y avoir création de charges électrostatiques pendant le transport (par exemple, dans les conduites, les pompes ou les vannes).

En milieu explosif, des réactions d'oxydation exothermiques violentes, entraînant un transfert énergétique dans l'atmosphère, peuvent être déclenchées par :

- ✓ des flammes;
- ✓ des étincelles électriques;
- ✓ des étincelles de radiofréquence à proximité d'une source radio de haute intensité;
- ✓ des étincelles produites par des collisions (par exemple, entre du métal et du béton);
- ✓ des décharges électrostatiques.

Seul le dernier cas nous intéresse ici. Les accidents dus aux décharges électrostatiques *DES* sont les plus dangereux. Les tensions qui apparaissent sont souvent fort élevées et il suffit de faibles quantités d'énergie (fraction de mJ) pour enflammer des mélanges de gaz, vapeurs et poussières combustibles dans l'air (tableau I.5).

**Tableau I.5.** Limites d'explosion et énergie minimum d'inflammation de quelque gaz et vapeur [11].

| Gaz, vapeur                   | Limites d'explosion inférieure g/m <sup>3</sup> | Energie minimum d'inflammation 10 <sup>-3</sup> Joule |
|-------------------------------|---|---|
| Benzine, Pétrole              | 45 à 64   | 0,25  |
| Ether d'éthylique             | 59  | 0,19  |
| Acétylène                     | 29  | 0,019   |
| Hydrogène                     | 3.6   | 0,019   |
| Sulfate de carbone            | 34  | 0,009   |
| Aluminium                     | 35  | 20  |
| Magnésium                     | 20  | 20  |
| Zirconium                     | 40  | 15  |
| Soufre                        | 35  | 15  |
| Amidon                        | 45  | 40  |
| Savon                         | 45  | 60  |
| Farine de bois                | 40  | 20  |
| Charbon                       | 35  | 40  |
| Diverses résines synthétiques | 15 à 75   | 10 à 120  |

### ✓ Perturbation et destruction de l'électronique

Ces dernières années, la majorité des analyses et des études sur la caractérisation de l'immunité des circuits aux perturbations transitoires ont porté sur les effets des décharges électrostatiques (DES). Cependant les perturbations transitoires ne se limitent pas qu'aux DES puisqu'il existe toute une gamme de parasites transitoires engendrant des surtensions relativement rapides.

L'effet perturbateur des différents types de transitoires dépend de l'énergie qu'ils transportent et par conséquent de leurs caractéristiques électriques telles que leur amplitude, leur temps de montée, leur durée, et leur taux de répétition. Le tableau I.6 compare les effets directs associés à certaines menaces transitoires.

**Tableau I.6.** Comparaison des effets associés aux diverses menaces transitoires [12].

|                                     | Décharges électrostatiques | Impulsions électromagnétiques           | Décharges inductives | Coups de foudre      |
|-------------------------------------|----------------------------|---|----------------------|----------------------|
| Courant de surcharge                | 10 A                       | négligeable                             | 50A                  | 10kA                 |
| Durée jusqu'à mi-valeur en retombée | 50ns                       | /                                       | 20 µs                | 100 µs par impulsion |
| Energie                             | 5mJ                        | Energie rayonnée 1 à 5 J/m <sup>2</sup> | 1J                   | 1kJ                  |

Les transitoires *DES* sont certes les moins énergétiques, mais la probabilité qu'une perturbation de ce type affecte les circuits électroniques est relativement élevée. En effet, dans l'industrie du semi-conducteur, ces perturbations naturelles constituent l'une des causes essentielles de défaillance des composants. Pour information, une synthèse [13] a démontré que 10% des produits retournés par les clients présentaient des défaillances liées aux *DESs*.

Les caractéristiques électriques de ces décharges dépendent de la source, des chemins et des conditions de propagation.

Les *DES* sont une source de perturbation de plus en plus menaçante pour les systèmes électroniques, et plus particulièrement pour les circuits intégrés, compte tenu du fait que des études ont démontré que l'immunité des circuits en régime transitoire diminue avec l'évolution technologique [14]. Par conséquent, les fabricants doivent tenir compte de ces problèmes lors de la phase de qualification de leur produit et pour cela des méthodes de test ont été développées et normalisées afin d'étudier la robustesse des circuits [15].

## **I.9. CONCLUSION**

Ce premier chapitre rappelle les principes généraux nécessaires à la compréhension du phénomène de décharge électrostatique, nous avons discuté les bases de la charge électrostatique, les conducteurs et isolants, le champ électrostatique et le potentiel électrostatique, afin de comprendre ce phénomène dès sa naissance.

D'après ce chapitre, nous pouvons dire que la présence éventuelle de charges électrostatiques dans les milieux de travail est à prendre en considération car elle risque de compromettre la sécurité du personnel, du matériel et le bon déroulement des opérations de fabrication ou de manutention. Pour prévenir le risque d'avoir être la victime d'une décharge électrostatique soit un risque incendie, une explosion ou bien une perturbation en général, il faut bien identifier et caractériser la forme d'onde en courant de cette décharge, sujet qui va être traité en détail dans le chapitre suivant.

***Chapitre II : Modélisation  
et Caractérisation de la  
Perturbation "DES"***

# CHAPITRE II

## MODELISATION ET CARACTERISATION DE LA PERTURBATION "*DES*"

### INTRODUCTION

L'électricité statique est sans doute le plus ancien domaine de recherches par lequel l'homme a abordé les phénomènes électriques. Dans le dernier demi-siècle, l'étude de la décharge électrostatique a quitté le laboratoire pour entrer dans le champ des problèmes pratiques tels que ceux posés par les incidents lors de la manipulation de munitions et de carburants, l'accumulation des charges sur les avions, etc..., et plus récemment sur les véhicules spatiaux. L'arrivée des ordinateurs industriels et commerciaux au début de 1960 a révélé de façon cuisante leur fragilité aux décharges électrostatiques. Le phénomène a vite s'empiré avec la prolifération des systèmes et l'arrivée de logiques de plus en plus rapides, alors que sa maîtrise relevait encore de l'empirisme. Dans la dernière décennie toutefois, poussés par la nécessité, les constructeurs et les spécialistes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) ont fait des

progrès définitifs dans la compréhension et la simulation du phénomène, qui nous permettent de dire qu'il est maintenant sorti du stade de la *magie noire*.

Il y a différents types de décharges électrostatiques (*DES*) mais elles sont toutes engendrées par un claquage de diélectrique après une accumulation excessive de charges électrostatiques, ces décharges sont gênantes voir même dangereuses que ce soit dans les foyers ou dans les industries.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons mettre en avant le phénomène disruptif qui conduit aux perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites de décharges électrostatiques. Nous détaillerons quelques types de décharges électrostatiques spécifiques associés à certaines opérations industrielles. Ensuite nous verrons comment ces phénomènes parasites engendrent des défaillances sur les systèmes électroniques qui vont de la perturbation du fonctionnement d'une carte à la destruction d'un circuit intégré. Enfin, une simulation sera présentée en utilisant le logiciel LTspice pour développer une méthode de manière à obtenir un circuit électrique capable de générer la forme d'onde en courant des perturbations "DES" selon les trois modèles normalisés :

- Modèle de la personne chargée : *HBM (Human Body Model)*,
- Modèle de l'équipement chargé : *MM (Machine Model)*,
- Modèle du composant chargé : *CDM (ChargedDevice Model)*.

## II.1. PHENOMENES DISRUPTIFS

### II.1.1. Loi de Paschen

L'expérience de la figure II.1 montre que, lorsqu'une différence de potentiel  $\Delta V = V_2 - V_1$  est appliquée entre deux plateaux conducteurs et parallèles distants de  $d$  et séparés par un gaz à pression  $p$ , un claquage se produit si  $\Delta V$  dépasse une certaine valeur seuil  $V_d$  appelée tension disruptive. Une étincelle jaillit alors quelque part entre les 2 plateaux. Dans la plupart des gaz, on constate que le potentiel disruptif dépend de la masse de gaz contenue dans le volume séparant les deux plateaux divisée par la surface commune aux deux plateaux.

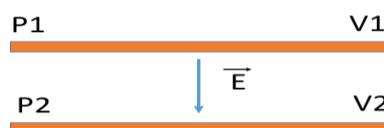


Figure II.1. Claquage entre deux plaques conductrices.

L'influence de la pression  $p$ , de la température absolue  $T$  et de la distance  $d$  entre les plateaux n'intervient que dans l'expression de la masse de gaz. Si l'on considère que le gaz est parfait (ce qui est justifié dans une grande majorité des cas), ce rapport est proportionnel à  $p.d/T$  : c'est la loi de Paschen [16] (Fig. II.2).

Pour des valeurs de  $T$  et de  $p$  constantes, la loi de Paschen peut être simplifiée par l'expression suivante :

$$V_d = f\left(p \cdot \frac{d}{T}\right) = a + b \cdot d \quad (\text{II.1})$$

Avec  $a$  est la température ambiante constante et  $b$  la pression atmosphérique constante.

Pour les très petites valeurs du produit  $p \cdot d$ , la tension disruptive augmente quand  $p \cdot d$  diminue. La pente est très forte et correspond au fait que le vide est un isolant parfait.

Pour les valeurs plus importantes du produit  $p \cdot d$ , le potentiel augmente lentement quand le produit  $p \cdot d$  augmente.

Pour les valeurs de  $p \cdot d$  supérieures à 1, on a une bonne approximation de  $V_d$  par la relation donnée par :

$$V_d = 32100 \cdot p \cdot d \quad (\text{II.2})$$

Avec  $p$  en bar,  $d$  en cm et  $V_d$  en volt, d'où :  $V_d$  égale à 30kV pour  $d = 1$  cm.

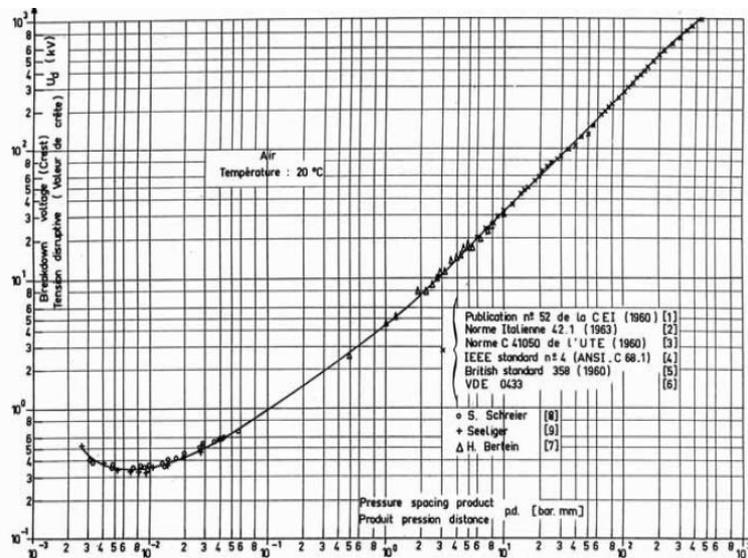


Figure II.2. Loi de Paschen pour une température de l'air de 20°C [16].

La loi de Paschen ne s'applique qu'à la décharge entre deux plateaux plans infinis, ou du moins de grandes surfaces (champ électrique uniforme). En effet, les phénomènes sont entièrement modifiés si le champ électrique n'est pas uniforme, en particulier si l'une des électrodes est une pointe, le champ électrique est très intense à son voisinage, même pour des valeurs modérées du potentiel électrique.

Les valeurs typiques de tension disruptive de l'air dans un champ uniforme à 20°C et à 1 bar [17] sont représentées par la courbe de la figure II.3.

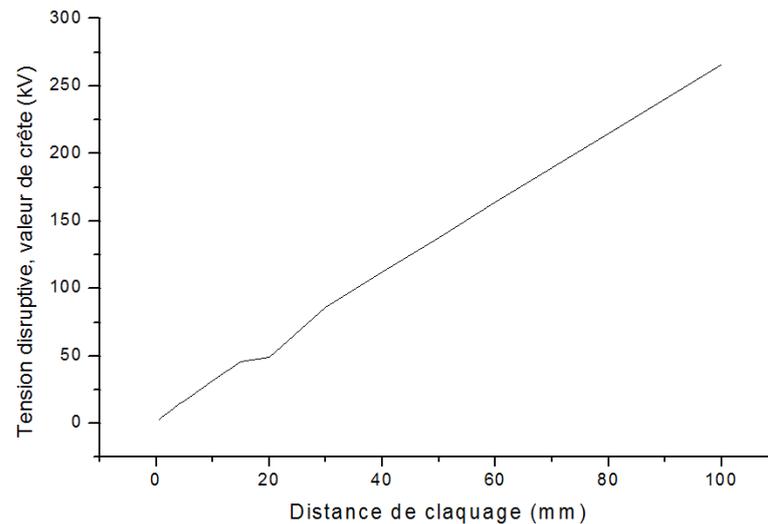


Figure II.3. Tensions disruptives de l'air en fonction de la distance [17].

### II.1.2. Cas des gaz rares

Lorsque l'on mesure les potentiels disruptifs dans les gaz rares (Argon, Néon, Hélium) pris à l'état pur, on obtient des valeurs cent fois plus faibles que dans l'air à la même pression et l'expérience montre qu'elles ne dépendent pas de la pression. Les lois de la décharge disruptive dans les gaz rares purs sont différentes de celles qui s'appliquent aux autres gaz. Il suffit cependant que le gaz rare renferme une très faible quantité d'air (de l'ordre de 1%) pour que les lois de la décharge soient les mêmes que dans l'air.

### II.1.3. Mécanismes de la décharge disruptive

L'explication de la brusque décharge électrique que l'on observe entre les deux plateaux n'est pas immédiate, car le gaz présent entre les plateaux composé de molécules neutres est a priori isolant. Une décharge électrique étant un mouvement de charges électriques d'une plaque vers l'autre, on voit mal comment ce mouvement pourrait s'opérer dans un milieu isolant. Cependant, une étude plus approfondie montre qu'il existe en très petite quantité dans le gaz, même s'il n'est pas soumis à l'action d'un champ électrique, des ions dont on attribue la présence à l'action des rayons cosmiques à haute énergie sur les molécules du gaz. Ces rayons entrant en collision avec les molécules du gaz ont une énergie suffisante pour extraire un électron de la molécule.

L'ionisation du gaz est faible mais permanente au cours du temps. Les électrons et les ions créés en l'absence de champ électrique se recombinent entre eux (autant d'entités de chaque espèce apparaissent et disparaissent à chaque instant). Si l'on impose un champ électrique faible, les électrons et les ions vont avoir tendance à se diriger vers l'électrode du signe opposé.

Après un nombre incalculable de collisions avec d'autres molécules (neutres ou pas), un électron qui arrive sur le plateau chargé positivement va être capté, et un ion positif qui arrive à proximité du plateau chargé négativement va capter un électron.

L'augmentation de l'intensité du champ électrique a pour effet d'augmenter la vitesse des électrons créés.

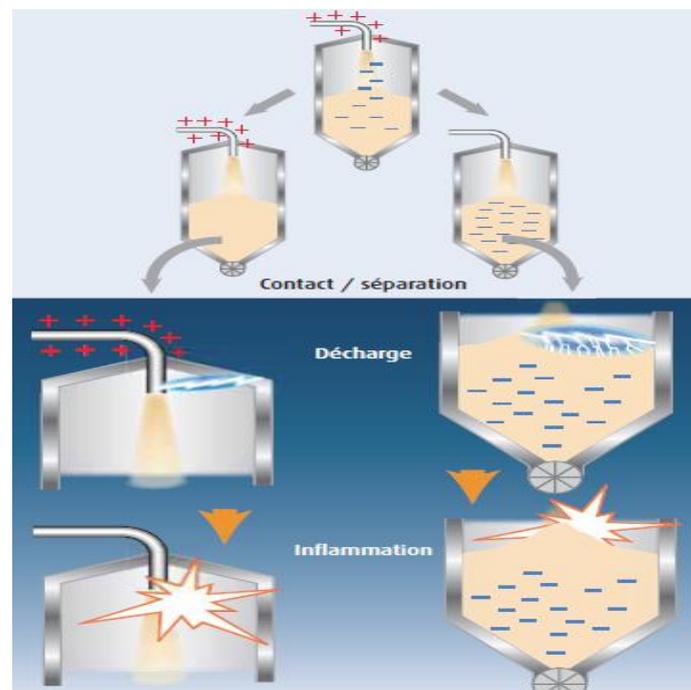
En dessous d'un certain seuil de champ électrique, rien de particulier n'apparaît si ce n'est une accélération du processus que nous avons décrit plus haut, les électrons créés "rebondissent" de molécules neutres en molécules neutres de plus en plus rapidement.

A partir d'un certain seuil, la vitesse acquise par les électrons sera suffisante pour que, lors d'une collision avec une molécule neutre, il y ait libération d'un électron par un des atomes de la molécule.

Pour un électron incident, on obtient après collision, d'après ce scénario, deux électrons (l'électron incident et celui arraché à la molécule), chacun d'entre eux ayant une énergie moindre que celle qu'avait l'électron incident avant la collision. Pris dans le même champ électrique, ils vont être accélérés et pouvoir donner naissance chacun à deux autres électrons qui, pris dans le champ électrique, seront eux-mêmes accélérés, et ainsi de suite. Un phénomène d'avalanche est enclenché et on assiste à une décharge brutale entre les deux plateaux (ou les deux surfaces chargées). Ce mécanisme est connu sous le nom de mécanisme de Townsend.

## II.2. DIFFERENTS TYPES DE DECHARGES ELECTROSTATIQUES

La figure II.4 montre l'origine d'une décharge électrostatique suite à une situation d'accumulation excessive de charges électrostatiques. Les *DES*s ont lieu lorsque l'intensité du champ électrique au voisinage d'un objet chargé excède le champ disruptif du gaz environnant qui est de l'air dans la plupart des situations industrielles.



**Figure II.4.** Illustration des étapes de contact/séparation, accumulation de charges, décharge, inflammation d'une atmosphère explosible [18].

Elles se manifestent de différentes façons et ont été abondamment étudiées dans la littérature. Elles prennent différentes formes selon la situation qui dépend à la fois de la géométrie des équipements, de la conductivité des milieux séparant les surfaces chargées mais aussi de la conductivité des surfaces elles-mêmes et du processus des opérations. Comme indiqué dans le premier chapitre, la connaissance de la nature des décharges d'origine électrostatique est nécessaire pour l'analyse du risque.

### II.2.1. Décharge étincelle

C'est une décharge qui a lieu entre deux conducteurs portés à des potentiels tels que le champ électrique (peu divergent) entre les deux conducteurs soit au moins égal au champ disruptif (environ 3 MV/m en champ uniforme pour l'air à la pression atmosphérique). Si les conducteurs peuvent être assimilés à des plans parallèles et si les effets de bord sont négligeables, le champ électrique entre les plaques est uniforme et l'étincelle peut se produire en n'importe quel point de l'électrode. Dans l'air à la pression atmosphérique (Fig. II.5), la décharge est caractérisée par un éclair très lumineux qui emprunte le plus court chemin pour aller d'une électrode à l'autre. En milieu industriel, on peut s'attendre à ce qu'il y ait une étincelle chaque fois que l'on sera en présence de corps conducteurs (métalliques par exemple) électriquement isolés.

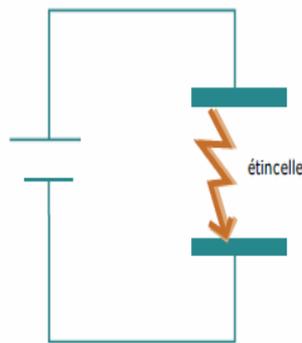


Figure II.5. Décharge étincelle.

Cette décharge peut se produire par exemple entre un récipient métallique électriquement isolé qui a emmagasiné des charges électriques lors de son remplissage et qui est placé au voisinage d'un conducteur mis à la terre (mais, évidemment, qui n'est pas en contact avec le récipient). On est dans une configuration électrique semblable à celle d'un condensateur (d'où le nom de décharge capacitive) qui, pour un potentiel supérieur au potentiel disruptif, va subir un claquage. Les valeurs typiques de capacité rencontrées dans la pratique courante sont données dans le tableau II.1 [19].

Tableau II.1. Valeurs type de capacités [19].

| Objets                             | Capacité (pF)      |
|------------------------------------|--------------------|
| Bride (taille minimale 100mm)      | 10                 |
| Pelle mécanique                    | 20                 |
| Petit conteneur (seau, bidon 50 l) | 10-10 <sup>2</sup> |

|  |             |
|--|-------------|
| Entonnoir  | $10-10^2$   |
| Conteneur moyen (de 250 à 500 l)                     | $50-3.10^2$ |
| Corps humain   | $10^2-300$  |
| Grands équipements (silos, camions-citernes, etc...) | $10^3-10^4$ |

Ces valeurs ne sont données qu'à titre indicatif, car elles dépendent de l'atmosphère environnante et de la proximité de l'objet isolé par rapport à la terre. Si la capacité et le potentiel d'un système conducteur isolé peuvent être mesurés, l'énergie disponible pour une décharge du système de type étincelle est donnée par la formule des condensateurs suivante :

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \quad (\text{II-3})$$

#### ❖ Calcul de l'énergie dissipée par une personne chargée lors d'une étincelle

Dans l'exemple de la figure II.6, le corps humain, isolé du sol par des semelles en caoutchouc ou tout autre isolant, peut atteindre un potentiel, à l'égard de la terre, de plusieurs milliers de volts par le frottement de ses chaussures sur le revêtement de sol.

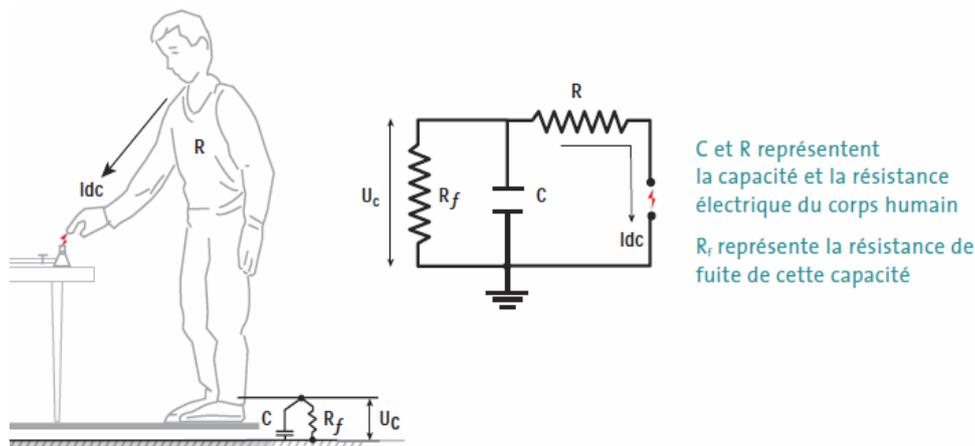


Figure II.6. Schéma électrique équivalent d'une DES [6].

Les trois phases du mouvement d'une semelle lors d'un pas, comportent :

- ✓ Le frottement,  $d_f = 0$  m ;
- ✓ Le repos,  $d_r = 10^{-4}$  m ;
- ✓ Le soulèvement,  $d_s = 10^{-2}$  m ;

Où  $d$  est la distance entre la semelle et le sol.

Soit  $\epsilon_{rt} = 5$  et  $\epsilon_{rs} = 2,5$  les permittivités relatives respectivement de la terre (sol en nylon) et des semelles en caoutchouc et  $A = 0,025$  m<sup>2</sup> la surface d'une semelle.

En considérant le frottement de la semelle droit, la densité de la charge sur celle-ci est donnée par l'équation de Beach suivante [20] :

$$\rho_s = 15 \cdot 10^{-6} (\epsilon_{rt} - \epsilon_{rs}) = 37,5 \cdot 10^{-6} (C/m^2) \quad (\text{II-4})$$

Et la charge totale de la semelle :

$$Q = \rho_s A = 37,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,025 = 0,9375 \cdot 10^{-6} (C) \quad (II-5)$$

Si l'on considère que la personne en mouvement est représentée par le schéma équivalent de la figure II.7, on peut déterminer les valeurs des capacités correspondantes.

La capacité pied-semelle de chaque pied prend la valeur suivante :

$$C_{(p.s)} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{rs} \frac{A}{d_{(p.s)}} = 55 \text{ (pF)} \quad (II-6)$$

Où  $d_{(p.s)} = 0,01$  m qui est l'épaisseur de la semelle.

La capacité semelle-terre d'un pied au repos a pour valeur :

$$C_{(s.t)r} = \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d_r} = 2213 \text{ (pF)} \quad (II-7)$$

La capacité semelle-terre du pied droit en position de soulèvement vaut :

$$C_{(s.t)s} = \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d_s} = 22 \text{ (pF)} \quad (II-8)$$

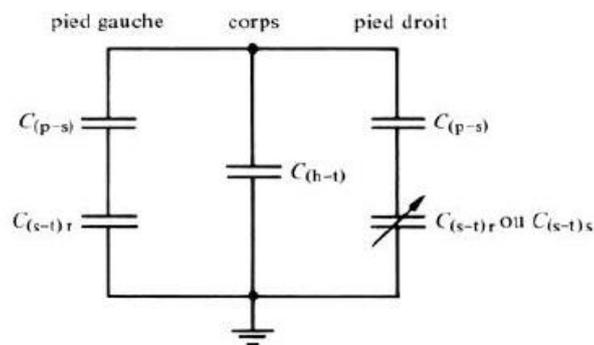


Figure II.7. Schéma équivalent d'une personne en mouvement.

Le corps humain peut être assimilé à une sphère de diamètre  $2r = 0,9$  m centrée à  $h = 0,9$  m du sol [21]. La capacité corps-terre vaut alors :

$$C_{(h.t)} = 4\pi \epsilon_0 \cdot \left\{ \left[ \frac{1}{r} \right] - \left[ \frac{1}{(2h-r)} \right] \right\}^{-1} = 150 \text{ (pF)} \quad (II-9)$$

Comme par hypothèse le pied gauche est immobile, les deux capacités  $C_{(p.s)}$  et  $C_{(s.t)r}$  s'y rapportant peuvent être mises en série, alors  $C_{g\acute{e}q} = 54$  pF.

Un nouveau schéma équivalent résultant de la mise en parallèle de cette capacité équivalente de pied gauche  $C_{g\acute{e}q}$  et la capacité du corps entier  $C_{(h.t)}$  peut être établi (Fig. II.8).

$$C_{gh\acute{e}q} = C_{g\acute{e}q} + C_{(h.t)} = 54 + 150 = 204 \text{ (pF)} \quad (II-10)$$

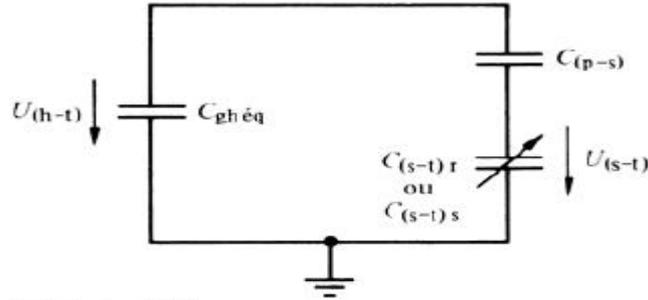


Figure II.8. Schéma équivalent simplifié.

La tension qui apparait entre la semelle droite et la terre en position de repos est :

$$U_{(s.t)r} = \frac{Q}{C_{(s.t)r}} = 424 \text{ (V)} \quad (\text{II-11})$$

Ceci permet de calculer la tension entre tout point du corps (un doigt, par exemple) et un objet à la terre :

$$U_{(h.t)r} = U_{(s.t)r} \frac{C_{(p.s)} \cdot C_{gh \text{ éq}}}{(C_{(p.s)} + C_{gh \text{ éq}}) C_{gh \text{ éq}}} = 89 \text{ (V)} \quad (\text{II-12})$$

En position de soulèvement, la tension semelle-terre du pied droit devient :

$$U_{(s.t)s} = \frac{Q}{C_{(s.t)s}} = 42 \cdot 10^3 \text{ (V)} \quad (\text{II-13})$$

Tandis que la tension du corps par rapport à la terre en position de soulèvement  $U_{(h.t)s}$  vaut 8800 V d'après l'équation (II-12).

Pour calculer l'énergie accumulée par le corps d'une personne en marche, on considère une capacité équivalente résultant de :

- ✓ La mise en série des deux capacités se rapportant aux pieds ;
- ✓ La mise en parallèle des trois capacités (deux pieds et le corps).

En position de repos, on aura alors :

$$C_{h \text{ éq } r} = \frac{C_{(p.s)} C_{(s.t)r}}{C_{(p.s)} + C_{(s.t)r}} + C_{gh \text{ éq}} = 258 \text{ (pF)} \quad (\text{II-14})$$

$$W_r = \frac{1}{2} C_{h \text{ éq } r} U_{(h.t)r}^2 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ (mJ)} \quad (\text{II-15})$$

Et en position de soulèvement :

$$C_{h \text{ éq } s} = \frac{C_{(p.s)} C_{(s.t)s}}{C_{(p.s)} + C_{(s.t)s}} + C_{gh \text{ éq}} = 220 \text{ (pF)} \quad (\text{II-16})$$

$$W_s = \frac{1}{2} C_{h \text{ éq } s} U_{(h.t)s}^2 = 8,5 \text{ (mJ)} \quad (\text{II-17})$$

On admet que sa capacité par rapport à la terre oscille entre 100 et 300 pF et l'énergie maximale susceptible d'être libérée dans une décharge disruptive peut atteindre facilement quelques dizaines de mJ ce qui est suffisant pour enflammer le gaz

sortant d'un bec Bunsen ou provoquer une explosion si l'atmosphère ambiante est constituée d'un mélange air-gaz.

Plus l'énergie d'une décharge est importante, plus elle causera de dégâts, les décharges étincelles peuvent produire l'érosion et même la fusion des surfaces qu'elles atteignent.

La figure II.9 montre quelques exemples de décharges par étincelles. Une décharge électrostatique de type étincelles peut se reproduire par :

- A. Pendant le remplissage d'un fut métallique isolé de la terre et un corps métallique mis à la terre ;
- B. Une personne chargée et un poignet de porte mis à la terre ;
- C. Un liquide conducteur isolé par récipient en matière plastique et un bras de chargement mis à la terre ;
- D. Coude métallique isolé par des joints d'étanchéité entre les brides et une canalisation mise à la terre.

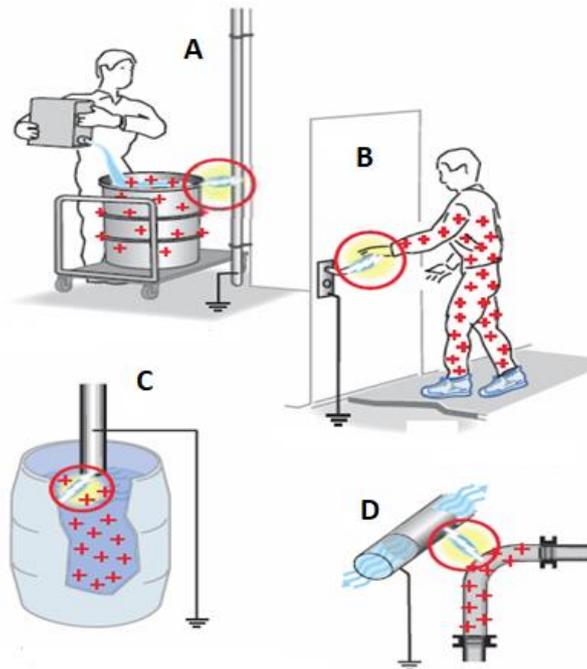


Figure II.9. Exemples de décharges par étincelles [18].

### II.2.2. Décharge en Aigrette

Quand on est en présence d'une surface isolante, les décharges prennent une autre allure. Le cas de la figure II.10 est celui d'une sphère métallique reliée à la terre et d'une surface isolante porteuse de charges électriques. Lorsque l'on approche la sphère de la surface isolante chargée, il se produit, à partir d'une certaine distance, une décharge électrique qui prend naissance à la surface de la sphère et se propage vers la surface isolante. La forme de cette décharge électrique prise dans le champ électrique non

uniforme s'évase près de la surface isolante et se termine par de multiples filaments, ce qui lui donne l'aspect des aigrettes.

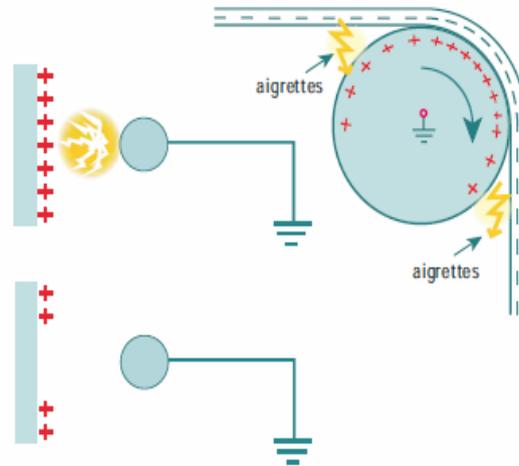


Figure II.10. Exemples de décharge en aigrette [18].

Cette décharge peut s'accompagner d'un crépitement. Elle a pour conséquence la neutralisation de certaines charges sur l'isolant dans le voisinage de la zone proche de la sphère. Les charges de la partie de la surface isolante éloignée de la sphère sont conservées. On peut ainsi, en déplaçant la sphère le long de la surface isolante, provoquer des décharges en aigrette successives. Contrairement au cas précédent où le chemin emprunté par l'étincelle était de très petite taille, ici l'espace occupé par la décharge va en s'élargissant et la partie de la surface isolante qui reçoit la décharge est beaucoup plus importante que celle correspondant à la décharge étincelle.

### II.2.3. Décharge Foudre

La foudre est un phénomène naturel de nature électrique qui peut prendre plusieurs formes et peut avoir des conséquences graves sur les appareils électriques et les circuits intégrés plus particulièrement. Les effets de cette décharge sur ces derniers dépendent de plusieurs paramètres : l'intensité et le chemin suivi par le courant généré par la foudre, la forme de la décharge, la distance qui sépare le lieu de production de la foudre des circuits intégrés, la polarisation s'il s'agit d'une décharge positive ou négative, etc...

Les courants de foudre ont des formes d'ondes bien spécifiques. Généralement, on n'a pas une seule décharge mais une série de plusieurs décharges. La première décharge est la plus intense. Les courants de foudre ont la forme d'une impulsion avec un temps de montée très réduit de l'ordre de quelques dizaines de  $\mu\text{s}$  pour les décharges négatives et de presque le double pour les décharges positives. La durée d'une décharge est de quelques ms. La valeur maximale du courant peut atteindre quelques centaines de kilo ampères [22].

### II.3. MODELES DE DECHARGES ELECTROSTATIQUES

Les décharges électrostatiques ont fait leur apparition en électronique dans la fin des années soixante et depuis elles sont devenues une réelle menace pour les circuits intégrés.

Leur impact négatif sur la fiabilité des composants a entraîné l'émergence d'un sous domaine complet de la microélectronique dédié à leurs études. Auparavant, les tests des *DESS* étaient effectués sur des circuits hors tensions. Aujourd'hui, ce n'est plus le cas et ces tests sont de plus en plus réalisés sur des composants sous tensions.

Les tests *DESS* sont développés et normalisés par plusieurs organisations telles que :

- ✓ ESDA (Electrostatic Discharge Association) [24] ;
- ✓ AEC (Automotive Electronics Council) [25, 29];
- ✓ EIA/JEDEC (Electronic Industries Alliance/Joint Electron Device Engineering Council) [26, 30, 33];
- ✓ IEC sous les standards 61000-4-2 [15].

Lors d'une *DES*, un fort courant électrique va circuler dans le composant à travers des pistes de circuit imprimé (perturbation *DES* conduite) ou induit à partir des câbles (perturbation *DES* rayonnée). Cela peut avoir différents effets qui se traduisent par un échauffement ou une augmentation du champ électrique. Bien que ne durant que quelques nanosecondes ou centaines de nanosecondes, cet échauffement peut détruire le composant, une jonction, une métallisation ou un oxyde [23]. Il peut aussi déclencher des structures parasites internes susceptibles de créer des défaillances dans la structure des composants ou bien de perturber leur fonctionnement comme dans le cas des mémoires. Il peut enfin modifier les caractéristiques des matériaux comme le paramètre de diffusion des dopants ou bien comme la création de pièges dans les oxydes. Cela aura souvent pour conséquence d'augmenter le courant de fuite ou de créer des points de focalisation du champ électrique menant à terme à la destruction du composant ou système complet.

Différents modèles de stress ont été établis par les industriels dans les années 1970-1980, et correspondent à des stress que peuvent subir les composants en pratique tels que le modèle correspondant au corps humain (Human Body Model ou HBM), ou correspondant à une décharge d'une machine (MM) ou du composant lui-même chargé (CDM) ou à un très fort stress modélisé par un pistolet *DES* [23,24]. Ces tests sont en fait des décharges statiques modélisées par des décharges de condensateurs préalablement chargés. Ils permettent d'évaluer la robustesse aux *DESS* des composants en fournissant un niveau de tension maximal que supportera le dispositif.

Comme nous pouvons le constater, ils existent deux domaines distincts dans le monde des *DESS*. D'une part, "l'aspect composant" [23], s'intéressant essentiellement à la robustesse des circuits durant les phases de fabrication et d'assemblage. De l'autre,

“l’aspect système”, s’intéressant aussi bien à la robustesse et à la susceptibilité des systèmes électroniques vis à vis des DESs durant leur utilisation. Afin d’étudier la problématique que rencontre le concepteur du système vis à vis des décharges, nous avons choisi de séparer et de décrire ces deux aspects, composant et système, dans deux sections distinctes. Pour chaque aspect, nous présenterons les différentes normes et standards applicables ainsi que les moyens et méthodes de prévention existantes.

## II.4. ASPECT COMPOSANT ELECTRONIQUE

### II.4.1. Simulation de modèle HBM

Comme nous avons vu dans la sous-section II.2.1. Le corps humain peut se charger par triboélectricité. Lorsque l’humain chargé va toucher le composant semi-conducteur, une décharge va survenir entre ses doigts et les broches du circuit. Le modèle standard HBM [25, 26] est destiné à simuler cet évènement.

La forme d’onde ne dépend pas seulement de la capacité  $C_{HBM}$  et de la résistance  $R_{HBM}$ , mais aussi des éléments parasites de l’appareil de test, essentiellement l’inductance  $L_p$  et les capacités  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  (Fig. II.11). Aussi, ces éléments parasites doivent être calibrés, ce qui conduit à définir des gabarits pour la forme d’onde. Par exemple, la norme [26] stipule que, pour une impédance de charge nulle, le temps de montée, de 10 % à 90 % du courant maximal, doit être compris entre 2 et 10 ns et que la constante de temps de la décroissance doit être comprise entre 130 ns et 170 ns. Ces valeurs correspondent aux facteurs contrôlant la réponse temporelle du circuit équivalent de l’appareil de test. Si les capacités parasites  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  sont négligeables, hypothèse justifiée dans la plupart des cas, une expression analytique relativement simple décrit la réponse temporelle :

$$I(t) = \frac{V_{HBM}}{R_{HBM}} \left( 1 - \exp\left(-\frac{R_{HBM}}{L_p} \cdot t\right) \right) \exp\left(-\frac{t}{R_{HBM} \cdot C_{HBM}}\right) \text{ (A)} \quad \text{(II-18)}$$

Où  $V_{HBM}$  est la tension initiale aux bornes de la capacité  $C_{HBM}$ . En première approximation le temps de montée est donné par :

$$t_m = \frac{L_p}{R_{HBM}} \cdot \ln 9 = 2,2 \cdot \frac{L_p}{R_{HBM}} \text{ (s)} \quad \text{(II-19)}$$

Pour respecter le gabarit de la norme [25, 26, 27], la valeur de l’inductance parasite devra être typiquement comprise entre 2 et 7,5  $\mu\text{H}$ . Concernant la constante de temps de la décroissance, elle est donnée par :

$$\tau = R_{HBM} \cdot C_{HBM} \text{ (s)} \quad \text{(II-20)}$$

Cette formule permet de fixer la précision sur les valeurs de la résistance  $R_{HBM}$  et de la capacité  $C_{HBM}$ .

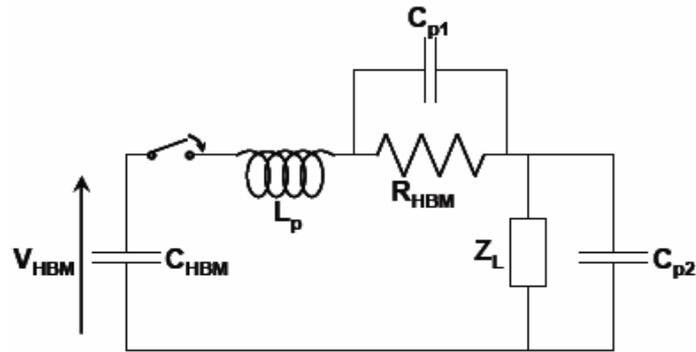


Figure II.11. Modèle électrique de l'appareil de test correspondant.

D'après la norme [26],  $R_{HBM}$  doit être ajustée à plus ou moins 1 % et  $C_{HBM}$  a plus ou moins 10 %, ce qui permet d'être en accord avec le gabarit.

La formule (II-21) permet également de déterminer le courant maximal :

$$I_{Max} = \frac{V_{HBM}}{R_{HBM}} \text{ (A)} \quad \text{(II-21)}$$

En pratique, le courant maximal peut être évalué rapidement à partir de la proportionnalité avec la tension de charge ( $V_{HBM} = 1 \text{ kV}$ ,  $I_{Max} = 670 \text{ mA}$ ) [5].

Le circuit de simulation de la figure II.12 simulé avec l'outil Ltpice [28] génère une forme d'onde pour une tension de charge  $V_{HBM}$  de 2 kV, où l'inductance série  $L_p$  est égale à  $7,5 \mu\text{H}$ , et les capacités parasites  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  sont négligées. La forme d'onde est montrée dans la figure II.13. Les valeurs des principales caractéristiques de la forme d'onde sont listées dans le tableau II.2, où elles sont comparées avec celles calculées à partir de l'équation (II-21).

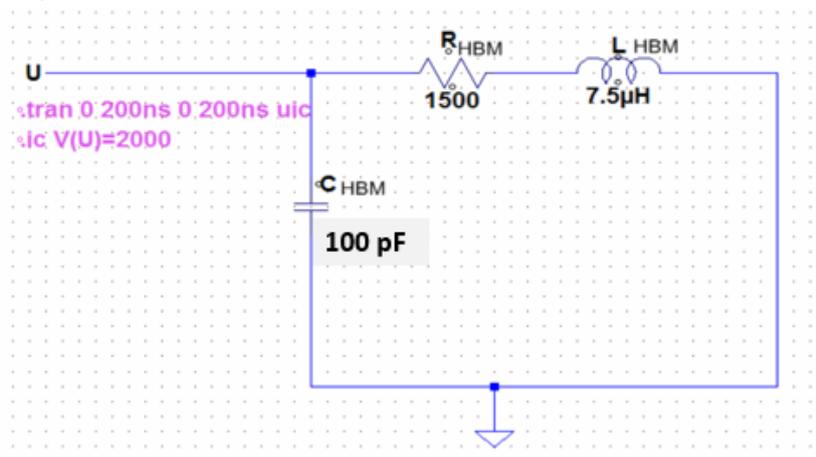


Figure II.12. Circuit de simulation du modèle HBM.

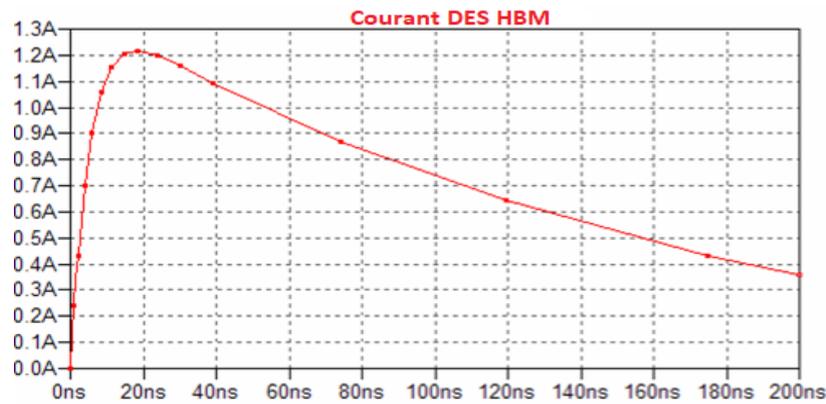


Figure II.13. Forme d'onde simulée en courant d'une décharge HBM de 2kV.

Tableau II.2. Principales caractéristiques d'une décharge de 2kV HBM (Fig. II.13).

|            | $I_{Max}$ (A) | $\tau$ (ns) | $t_m$ (ns) |
|------------|---------------|-------------|------------|
| Simulation | 1,22          | 150         | 17         |
| calcul     | 1,3           | 150         | 11         |

L'objectif des simulations HBM est en principe, comme pour les mesures expérimentales, d'évaluer la robustesse HBM en kV des composants.

#### II.4.2. Simulation de modèle MM

Le principe du test MM [29, 30, 31] est le même que celui du test HBM, à la différence que la forme d'onde du courant représente la décharge produite d'une machine, par exemple un robot ou un outil métallique tenu par une personne. Le circuit électrique équivalent est sous la forme d'une capacité  $C_{MM}$  de 200 pF en série avec une résistance dont la valeur doit être inférieure à 10  $\Omega$ , correspondant généralement à la résistance parasite  $R_p$  de l'appareil de test (Fig. II.14). Le modèle MM peut être considéré comme un pire cas du modèle HBM, lorsque le courant maximal n'est plus limité que par les résistances parasites. Aussi, les tensions de charge de la capacité sont plus faibles, typiquement de quelques centaines de Volts. Par ailleurs, la forme d'onde présente des oscillations entraînant une inversion du sens de conduction à une fréquence de plusieurs MHz.

Les appareils de test sont calibrés en fonction de gabarits normalisés de la forme d'onde. Selon la norme [30], une décharge de 200 V sur un court-circuit doit conduire à un maximum de courant et une fréquence de résonance compris respectivement entre 2,8 et 3,8 A et entre 11 et 16 MHz. Des expressions analytiques du maximum  $I_{Max}$  en courant et de la fréquence de résonance  $f_0$  peuvent être déterminées à partir de la réponse en courant du modèle d'appareil de test (Fig. II.14), dans le cas où les capacités parasites  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  sont négligeables :

$$I(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot t) \text{ (A)} \quad (\text{II-22})$$

Avec :

$$A = V_{MM} \sqrt{\frac{C_{MM}}{L_p}} \approx I_{Max} \quad (\text{II-23})$$

$$\tau = \frac{2L_p}{R_p} \quad (\text{II-24})$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_p \cdot C_{MM}}} \quad (\text{II-25})$$

Où  $V_{MM}$  est la tension initiale aux bornes de la capacité  $C_{MM}$ . Pour respecter les contraintes relatives à  $I_{max}$  et  $f_0$  [30], la précision sur la capacité  $C_{MM}$  doit être de 10 % et la valeur de l'inductance parasite  $L_p$  doit être comprise entre 0,5 et 1,1  $\mu\text{H}$ .

La constante de temps de la décroissance correspond au paramètre  $\tau$ . Le temps de montée de 10 % à 90 % du courant maximal est donné par :

$$t_m = \frac{1}{2\pi f_0} (\text{Arcsin}(0,1)) \approx \frac{1}{2\pi f_0} (\text{s}) \quad (\text{II-26})$$

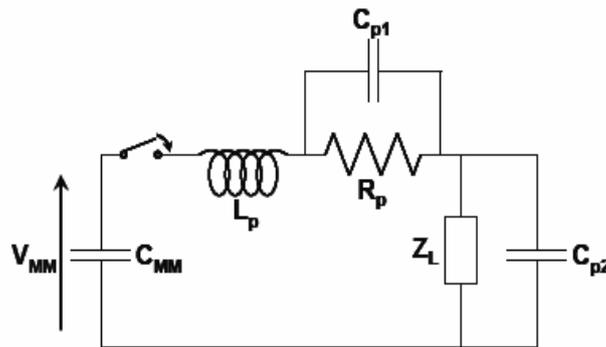


Figure II.14. Modèles électriques d'une machine de l'appareil de test.

La forme d'onde simulée dans le circuit de la figure II.15, pour une tension de charge  $V_{MM}$  de 200 V est présentée sur la figure II.16, où la résistance  $R_p$  et l'inductance  $L_p$  sont respectivement de 10  $\Omega$  et 0,5  $\mu\text{H}$ , et où les capacités parasites  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  sont négligées. Les valeurs des principales caractéristiques de la forme d'onde sont listées dans le tableau II.3, où elles sont comparées avec celles calculées à partir de l'équation (II-22).

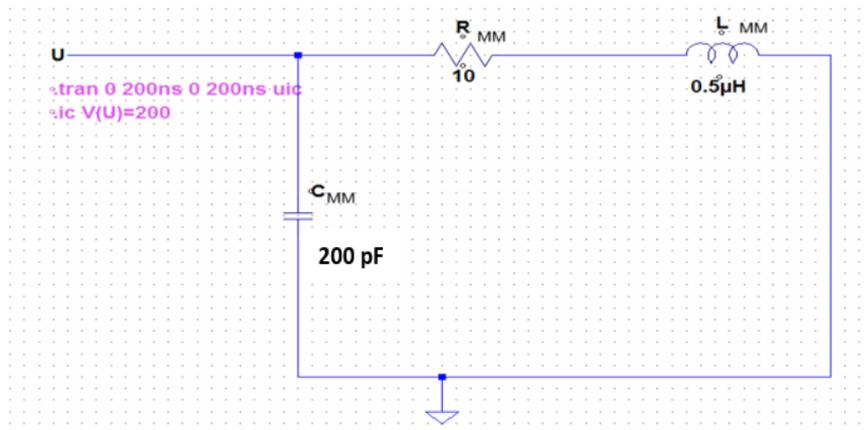


Figure II.15. Circuit de simulation du modèle MM.

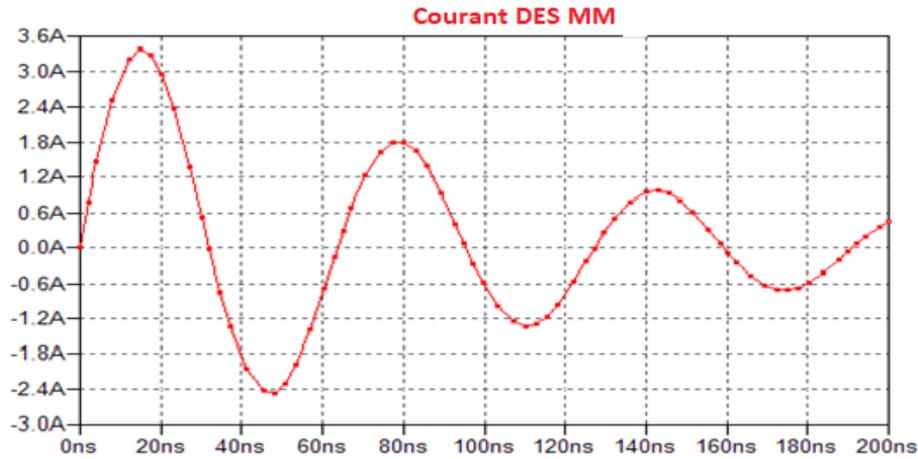


Figure II.16. Forme d'onde simulée en courant d'une décharge MM de 200 V

Tableau II.3. Principales caractéristiques d'une décharge MM de 200 V(Fig. II.16).

|            | $I_{\max}(A)$ | $f_0$ (MHZ) | $\tau$ (ns) | $t_m$ (ns) |
|------------|---------------|-------------|-------------|------------|
| Simulation | 3,3           | 15          | 200         | 14,9       |
| calcul     | 2,8           | 11          | 200         | 15         |

### II.4.3. Simulation de modèle CDM

Le modèle CDM [32, 33] correspond à la décharge lorsqu'une broche d'un composant préalablement chargé touche un plan de masse. Aussi, le principe du test CDM ne consiste pas à appliquer une décharge de forme d'onde prédéfinie entre deux broches, comme c'est le cas pour les tests HBM et MM, mais à reproduire les conditions de charge et de décharge du circuit intégré.

La méthodologie la plus courante consiste à charger le composant par induction en le plaçant sur l'armature de polarisation positive d'un condensateur, puis à le décharger en approchant de la broche testée une pointe reliée à l'armature de masse. La tension du condensateur est fixée par la spécification requise, généralement de plusieurs centaines de volts. La forme d'onde générée lors d'un test CDM dépend, d'une part, de l'appareil utilise [34] via l'inductance de la pointe de test  $L_p$  et la capacité du condensateur  $C_{GP}$  [35], et d'autre part, du composant testé [36] via sa capacité  $C_{DUT}$  vis à vis de l'armature du condensateur, dépendant à la fois de la puce et du type de boîtier (Fig. II.17).

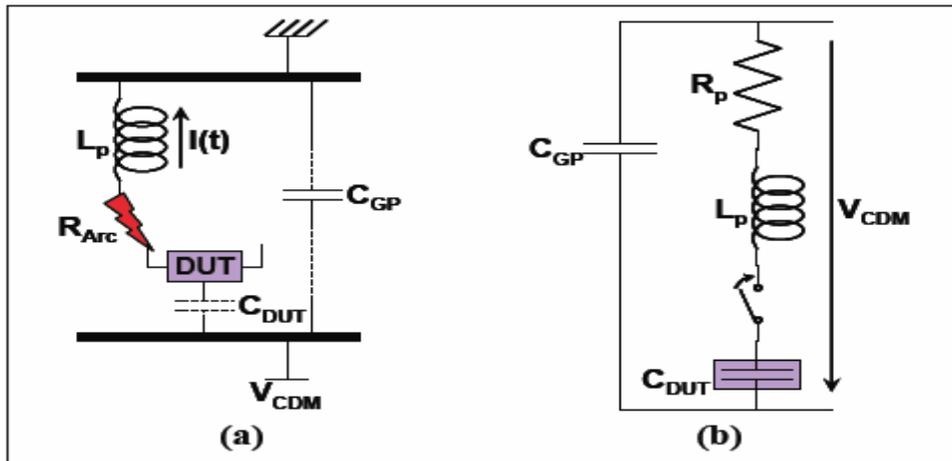


Figure II.17. Modélisation d'un appareil de test CDM (a) et son schéma équivalent (b).

La résistance la plus significative est celle de l'arc électrique entre la pointe de test et la broche du composant. La quantité de charges stockées pour un test CDM est beaucoup plus faible que pour les tests HBM et MM, les valeurs des capacités  $C_{GP}$  et  $C_{DUT}$  étant typiquement d'une dizaine de pF alors que  $C_{HBM}$  et  $C_{MM}$  sont respectivement de 100 pF et 200 pF. Cette faible quantité de charges stockées se traduit par une décharge moins énergétique et plus courte.

En revanche, un temps de montée très court et un courant maximal très élevé sont attendus du fait des faibles valeurs de l'inductance  $L_p$  et de la résistance  $R_p$ . Afin d'évaluer précisément ces tendances, la simulation du courant CDM sur un court-circuit [28] pour une polarisation de 250 V (Fig. II.18), en prenant comme valeurs des éléments du circuit de simulation équivalent celles listées dans le tableau II.4. La forme d'onde est montrée dans la figure II.19.

Tableau II.4. Valeurs typiques pour les éléments du schéma équivalent (Fig. II.18).

| $C_{DUT} = C_{CDM}$ (pF) | $R_p = R_{CDM}$ ( $\Omega$ ) | $L_p = L_{CDM}$ (nH) |
|--------------------------|------------------------------|----------------------|
| 10                       | 10                           | 10                   |

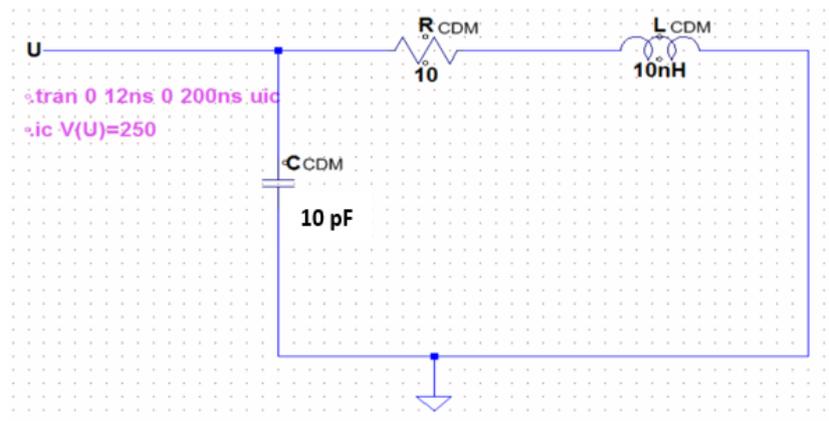


Figure II.18. Circuit de simulation du modèle CDM.

La durée de cette décharge n'est que de quelques nanosecondes, cependant le courant maximal est élevé (six fois supérieur à celui d'une décharge HBM de 2 kV), et le temps de montée extrêmement court (la pente est sensiblement la même que pour une décharge "pistolet") [37]. De plus, la forme d'onde présente des oscillations entraînant une inversion du courant à une fréquence de 550 MHz (Tableau II.5) (bien supérieure à celle d'une décharge MM qui n'est seulement que d'une dizaine de MHz).

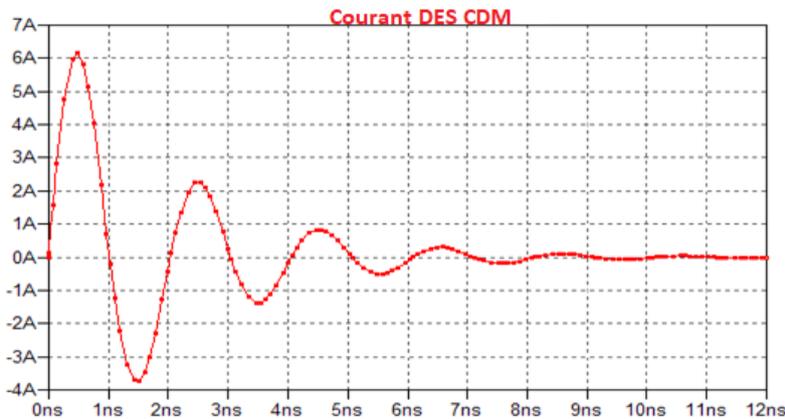


Figure II.19. Forme d'onde simulée en courant d'une décharge CDM de 250 V.

Tableau II.5. Principales caractéristiques de la décharge CDM de 250 V (Figure II.19)

| $I_{\max}$ (A) | $f_0$ (MHZ) | $\tau$ (ns) | $t_m$ (ns) |
|----------------|-------------|-------------|------------|
| 6,2            | 550         | 1,4         | 250        |

## II.5. ASPECT SYSTEME ELECTRONIQUE

### II.5.1. Modèle de pistolet DES basé sur la norme IEC 61000-4-2

Pour la qualification des systèmes, le nombre de normes est bien plus faible. La principale norme permettant de qualifier un système ou un équipement électronique est la norme IEC 61000-4-2, initialement créée en 1984 sous le nom de IEC 801.2, renommée en 1995 IEC 61000-4-2 [15]. Cette norme est couramment appelée IEC, ou pistolet DES. Cette norme fait partie des réglementations CEM pour les systèmes électroniques et s'adresse aux équipementiers. Elle n'est donc pas issue de la communauté DES et présente une approche différente que celle utilisée pour caractériser les composants. Le schéma d'application extrait du document normatif est présenté à la figure II.20. Nous pouvons noter que sa mise en œuvre est complexe. De façon simplifiée, il faut retenir que l'équipement sous test est placé sur un isolant, le tout sur un plateau métallique. Le plateau est connecté à un grand plan de masse au travers de deux résistances de 450 k $\Omega$  en série. La décharge peut se faire au contact d'un port de l'équipement, ou dans l'air.

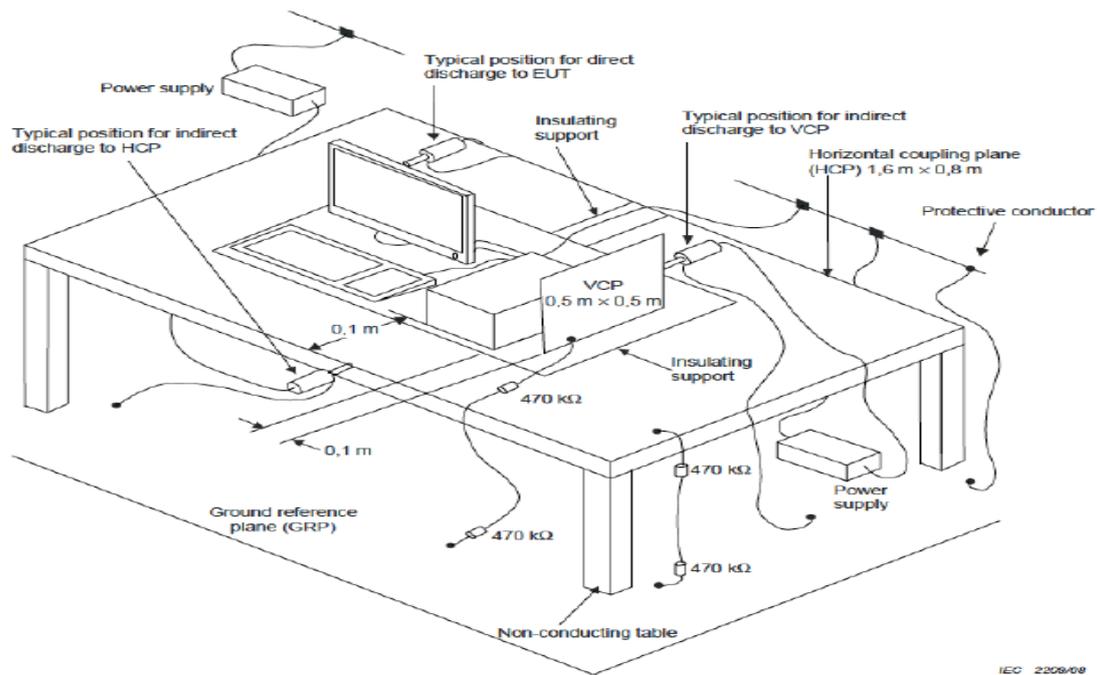


Figure II.20. Mise en œuvre de la norme IEC 61000-4-2 [15].

Le niveau de robustesse exigé n'est pas le même en contact et dans l'air comme présenté dans le tableau II.6. La norme rattachée à ce modèle IEC 61000-4-2 définit quatre niveaux de conformité.

Tableau II.6. Niveau de conformité de la norme IEC61000-4-2.

| Niveau IEC61000-4-2 | Tension de décharge en contact (kV) | Tension de décharge dans l'air (kV) |
|---------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|
| 1                   | 2                                   | 2                                   |
| 2                   | 4                                   | 4                                   |
| 3                   | 6                                   | 8                                   |
| 4                   | 8                                   | 15                                  |

La norme IEC 61000-4-2 définit l'allure du courant de décharge qui est appliquée sur l'équipement sous test avec un générateur en forme de pistolet sur une cible de 2  $\Omega$ . Cette décharge est appliquée avec un générateur *DES*. L'utilisation d'un pistolet permet d'accéder facilement aux différents types de systèmes avec diverses tailles.

Une photographie d'un pistolet *DES* est donnée à la figure II.21 (a). Il est composé d'une batterie, d'un écran de contrôle, d'une gâchette, d'un câble de retour de masse et d'une pointe de décharge représentant le doigt d'un humain. La figure II.21 (b) représente un circuit électrique équivalent qui correspond à ce pistolet.

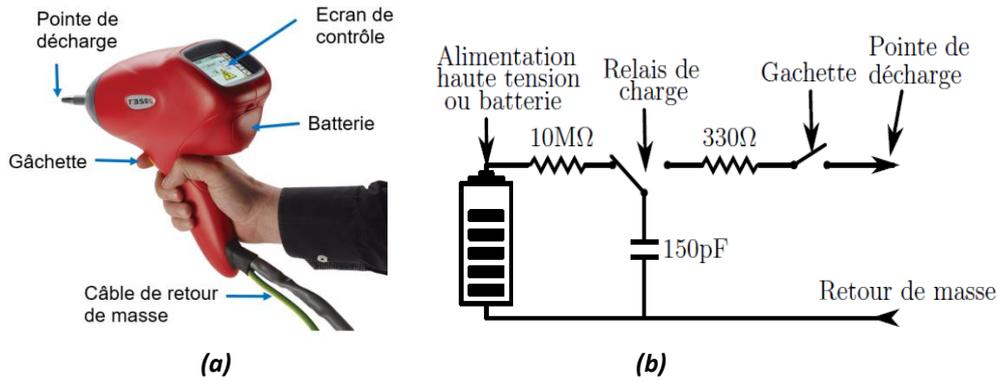


Figure II.21. Photographie d'un pistolet DES de marque Teseq (a) représentation schématique du testeur (b).

La forme d'onde typique obtenue se caractérise par un temps de montée très rapide (0,7–1 ns), d'un pic de courant pouvant aller jusqu'à plusieurs dizaines d'ampères et d'un deuxième pic moins intense mais plus long. La forme d'onde du courant produit par le pistolet doit correspondre à la forme de référence figure II.22 et aux spécifications données au tableau II.7.

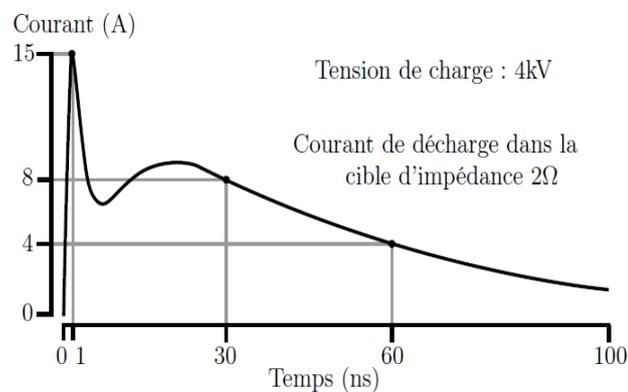


Figure II.22. Forme du courant de décharge du pistolet DES dans une impédance équivalente de niveau 2 pour une tension de charge de 4kV.

Tableau II.7. Paramètres de la forme d'onde de courant de décharge en contact.

| Tension de charge (kV) | Courant 1 <sup>er</sup> pic<br>±10% (A) | Courant à 30ns<br>±30% (A) | Courant à 60ns<br>±30% (A) |
|------------------------|---|----------------------------|----------------------------|
| 2                      | 7,5                                     | 4                          | 2                          |
| 4                      | 15                                      | 8                          | 4                          |
| 6                      | 22,5                                    | 12                         | 6                          |
| 8                      | 30                                      | 16                         | 8                          |

Une fois les tests effectués, les produits doivent être classés suivant leur robustesse et leur susceptibilité face au niveau définit. Pour cela, la norme spécifie les 4 classes A, B, C et D suivantes :

- A. Le système n'est pas affecté.

- B. Le système est temporairement affecté et redevient fonctionnel sans l'intervention de l'utilisateur.
- C. Le système est temporairement affecté et nécessite l'intervention de l'utilisateur pour redémarrer.
- D. Le système perd ses fonctionnalités ou est irréversiblement dégradé.

### II.5.2. Modèle standard ISO 10605

L'ISO10605 [37] est un standard automobile basé sur la norme IEC6100-4-2 décrit dans la section précédente. Il s'agit d'une extension qui spécifie les procédures de test dédiées aux modules électroniques intégrés dans l'automobile.

Les tests sont effectués dans deux conditions : système non alimentés et alimentés. La norme spécifie également comment connecter le retour de masse du générateur *DES* à un plan de couplage faisant office de masse de batterie ou du châssis du véhicule contrairement à l'IEC61000-4-2 qui spécifie une connexion à la terre. Une illustration d'un test effectué sur le volant de voiture est donnée à la figure II.23.



*Figure II.23. Photographie illustrant un test effectué sur la poignée d'une porte d'un véhicule [37].*

### II.5.3. Modèle CDE (Cable Discharge Event)

Une décharge peut se produire quand un câble est relié à un équipement électronique. Il s'agit d'un CDE (Cable Discharge Event) [38]. Cette décharge peut survenir au branchement du câble dans le connecteur par exemple un câble USB dans un appareil photo. Le câble chargé se décharge alors dans l'interface électronique.

La forme du CDE dépend fortement de la longueur du câble et de la tension de charge de celle-ci. Une forme d'onde typique est illustrée à la figure II.24 [38]. La décharge est constituée d'un pic de courant initial créé par la capacité entre la ligne et la terre. Elle est suivie d'un plateau correspondant à la décharge de la ligne similaire à celle d'une ligne de transmission.

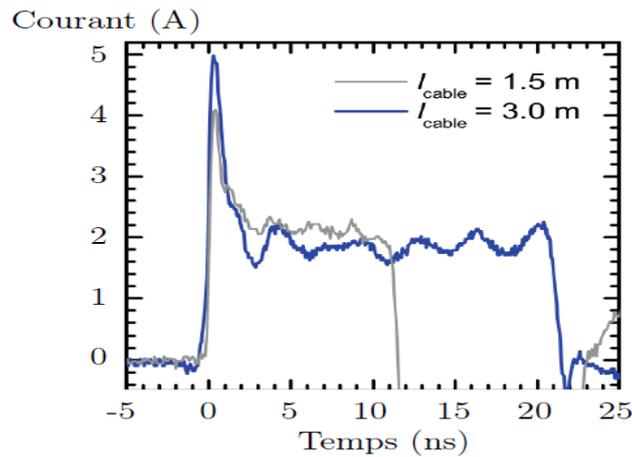


Figure II.24. Forme du courant de décharge du câble correspondant à l'évènement CDE [38].

## II.6. CONCLUSION

La décharge électrostatique peut être non souhaitée voire contraignante dans le cadre de productions industrielles car pouvant conduire au mauvais fonctionnement (perturbations électromagnétiques), à la détérioration des composants et des équipements sur le long terme, ou, dans les cas à risque par explosion. C'est dans ce but que notre travail dans ce chapitre est consacré, alors que des normes/modèles de simulation sont été étudiées. Tous ces modèles peuvent être utilisés pour analyser et comprendre ce qui se passe dans un composant ou dans un système soumis à des DESs.

La forme d'onde d'une décharge électrostatique est complexe car elle est fonction de nombreux paramètres comme le nombre de charge initialement stockées dans le générateur, la distance sur laquelle s'établit l'arc électrique, le taux d'humidité de l'air ambiant, ou encore la résistance du plan de masse.

On se contentera de dire ici que la durée d'une décharge est très inférieure à  $1\mu\text{s}$ , voire de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes, avec dans le pire cas un pic de courant dont l'amplitude peut atteindre plusieurs ampères en moins d'une nanoseconde. Cette quantité de courant est potentiellement destructrice pour un circuit intégré (CI) implanté dans une carte électronique.

La partie suivante de notre travail consiste à comprendre le comportement d'une carte électronique face à une perturbation de décharge électrostatique, nous verrons comment des pistes électroniques micro-ruban sont sensibles devant la menace DES, et leurs domaines fréquentiels qui est largement suffisamment grand pour changer les caractéristiques électriques et physique des cartes électroniques micro-ruban.

***Chapitre III : Modélisation  
des Cartes PCB Soumis aux  
Décharges  
Electrostatiques***

# CHAPITRE III

## MODELISATION DES CARTES PCB SOUMIS AUX DECHARGES ELECTROSTATIQUES

### INTRODUCTION

Dans les circuits électroniques, les pistes des circuits imprimés sont des supports idéaux pour la propagation des perturbations de décharge électrostatique, elles se comportent ainsi comme des antennes. Il est donc important de tenir compte du problème de la compatibilité électromagnétique « CEM » lors de la conception des circuits électroniques.

Ce chapitre décrit une méthode de modélisation comportementale permettant, d'une part d'analyser la propagation du courant issue d'une décharge dans un système depuis un générateur *DES*.

Quelques simulations et corrélations de mesures seront données. Cependant, la validation des modèles sera effectuée lors de l'étude de cas par comparaison des mesures et des simulations. L'objectif est donc de réaliser une méthodologie de travail regroupant des moyens de mesure et de simulation pour caractériser les effets de phénomènes *DES* sur une carte électronique dite PCB en Anglais : (Printed Circuit Board).

Ce chapitre est consacré à l'analyse de la propagation des phénomènes *DES* sur des lignes dites « *micro-ruban* ».

Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons des études théoriques sur la caractérisation des lignes micro-rubans ainsi que les hypothèses envisagées pour notre étude. Nous prendrons comme un exemple, une ligne micro-ruban simple et nous étudierons par la simulation le comportement de cette ligne dans le domaine hyperfréquence, pour cela les outils de simulation *ADS* et *CST* sont utilisés.

Nous détaillerons les bancs de test utilisés pour mesurer la perturbation survenant dans les cartes électroniques réalisées.

Nous développerons et validerons des modèles génériques qui serviront à simuler la propagation d'un stress *DES* sur une carte électronique. Par la mesure du paramètre *S*, en utilisant l'analyseur de réseau qui est disponible au niveau du laboratoire APELEC, et comparer les résultats de mesures avec les résultats de simulation. Une fois les résultats validés nous procéderons dans le chapitre 4 à la simulation 3D du champ électromagnétique propagé autour des différentes topologies des cartes face à une perturbation *DES*.

### III.1. METHODOLOGIE D'ANALYSE D'UNE AGRESSION *DES*

La méthodologie d'analyse est basée sur la décomposition d'un système complexe en une série de sous-systèmes imbriqués les uns dans les autres afin de simplifier l'approche. En effet, lorsqu'un système est soumis à une perturbation *DES*, les phénomènes de couplage se produisent à plusieurs échelles en fonction de la topologie du système. La perturbation pénètre dans le système via les différents orifices présents sur la structure du système et par les lignes extérieures puis vient se coupler sur les différentes cartes et pistes électroniques pour arriver finalement aux entrées/sorties des circuits intégrés (Fig. III.1).

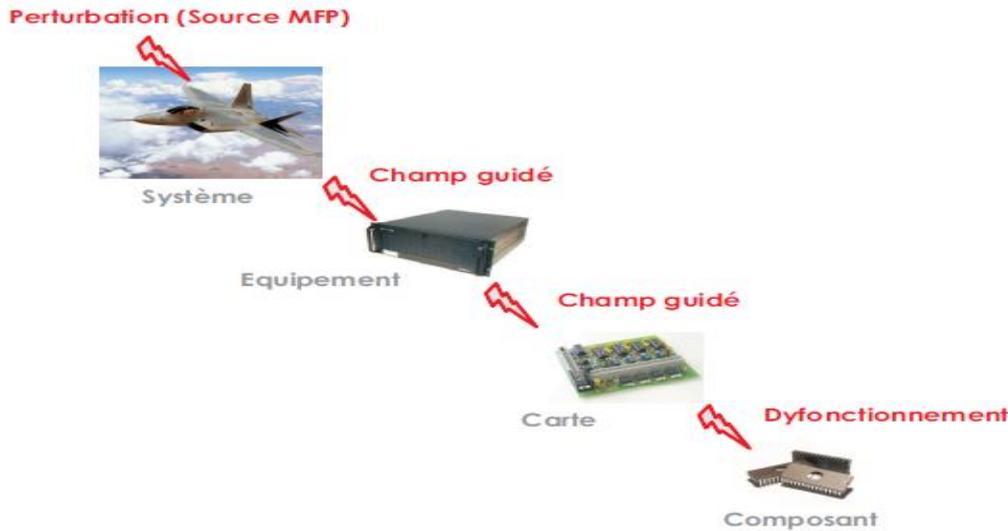


Figure III.1. Principe du couplage d'une perturbation sur un système électrique.

Cette vision assez généraliste de la propagation de la perturbation au sein du système démontre l'aspect fortement multi-échelle de ce type d'analyse.

Les *DEs* sont une source de perturbation de plus en plus menaçante pour les systèmes électroniques, et plus particulièrement pour les circuits intégrés, compte tenu du fait que des études ont démontré que l'immunité des circuits en régime transitoire diminue avec l'évolution technologique [39]. Par conséquent, les fabricants doivent tenir compte de ces problèmes lors de la phase de qualification de leur produit et pour cela des méthodes de test ont été développées et normalisées afin d'étudier la robustesse des circuits [15].

## III.2. ETUDE THEORIQUE DE LA PROPAGATION DES PERTURBATIONS *DEs* DANS LES LIGNES MICRO-RUBAN

### III.2.1. Calcul de couplage par la méthode de paramètre *S*

Généralement, le couplage pour une ligne de transmission multifilaire est évalué grâce à la diaphonie, appelée aussi coefficient de couplage [40]. La diaphonie se calcule comme suit :

$$D_{dB} = 20. \log \left( \frac{V_{victime}}{V_{perturbatrice}} \right) \quad (III-1)$$

L'analyse de la diaphonie se fait en séparant la diaphonie capacitive de la diaphonie inductive. Dans le cas de notre étude concernant les cartes électroniques, nous nous sommes attachés à caractériser le couplage au niveau des pistes grâce aux paramètres *S* de la structure globale.

Les paramètres *S* relient par une matrice les ondes entrantes et les ondes sortantes d'un dispositif. On considère la convention quadripôle représentée à la figure III.2.

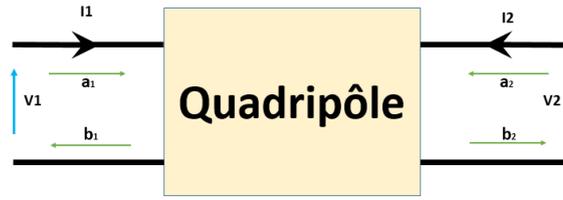


Figure III.2. Convention quadripôle.

Avec :

$$a_1 = \frac{v_1 + i_1}{2} \quad (\text{III-2})$$

$$a_2 = \frac{v_2 + i_2}{2} \quad (\text{III-3})$$

$$b_1 = \frac{v_1 - i_1}{2} \quad (\text{III-4})$$

$$b_2 = \frac{v_2 - i_2}{2} \quad (\text{III-5})$$

Il est alors possible de relier les ondes directes "a" et les ondes inverses "b" par la matrice S suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

La matrice S étant décrite de la manière suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

Dont les coefficients représentent :

❖ Coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle :

$$S_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (\text{III-8})$$

❖ Coefficient de transmission direct du quadripôle :

$$S_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (\text{III-9})$$

❖ Coefficient de transmission inverse du quadripôle :

$$S_{12} = \left( \frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (\text{III-10})$$

❖ Coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle :

$$S_{22} = \left( \frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (\text{III-11})$$

### III.2.2. Particularités du domaine des micro-ondes

Les micro-ondes sont situées entre 0,3MHz et 300GHz dans le spectre des fréquences, ce qui les classe dans la partie de très hautes fréquences. Le domaine des

hautes fréquences diffère largement de celui des basses fréquences. En effet, certains phénomènes sont négligeables à basse fréquence, mais ils deviennent très importants dans le spectre des fréquences des micro-ondes.

### III.2.2.1. Réactance inductive

Dans un circuit fonctionnant à basse fréquence, on utilise des fils de cuivre ou d'un autre bon conducteur pour connecter les différentes composantes entre-elles. À basse fréquence, la valeur des caractéristiques de résistance et de réactance inductive de ces fils est généralement très petite, donc négligeable. Cependant, en haute fréquence, ces valeurs deviennent significatives par le fait que l'équation de la réactance inductive varie en fonction de la fréquence calculée par :

$$X_L = 2\pi fL \quad (\text{III-12})$$

Un fil d'une longueur quelconque pourrait avoir une inductance de 0,05  $\mu\text{H}$  à 60 Hz, ce qui donne une réactance inductive négligeable de 18  $\mu\Omega$ . Cependant, si on prend une fréquence de 10GHz, la réactance inductive a une valeur de 3,14 k $\Omega$ , ce qui est non négligeable. Donc, on doit considérer les micro-ondes comme des ondes à l'intérieur des circuits fonctionnant à ces fréquences et non comme un flot d'électrons comme c'est le cas à basse fréquence [41]. On peut donc considérer les lignes de transmission micro-ondes comme des guides d'ondes qui permettent à l'onde de voyager de composante en composante en gardant ses caractéristiques. Les lignes de transmissions les plus courantes pour les micro-ondes sont les guides d'onde, les câbles coaxiaux et les micro-rubans. Les guides d'onde consistent généralement en une cavité cylindrique métallique dont l'intérieur est vide et qui guide les ondes. Les dimensions de la cavité vont déterminer le spectre de fréquence supporté par le guide d'onde. Un câble coaxial est défini par un conducteur interne entouré d'un isolant, qui lui est entouré d'un conducteur externe. Dans ce cas, l'onde voyage dans l'isolant. Les micro-rubans consistent en une plaque métallique de mise à la terre recouverte d'un isolant. Les traces métalliques dessinées sur cette surface isolante sont les micro-rubans et les ondes voyagent entre ces traces et la mise à la terre. L'antenne qui sera modélisée au cours de cette étude utilise les micro-rubans qui seront approfondis dans les sections suivantes.

### III.2.2.2. Profondeur de pénétration

Une autre notion importante à considérer est la profondeur de pénétration des microondes dans les conducteurs. Comme on le sait maintenant, les micro-ondes voyagent dans l'isolant entre les deux conducteurs. Cependant, la métallisation n'est pas parfaite et l'onde pénètre un peu dans le conducteur. On doit donc s'assurer que l'on utilise une épaisseur suffisante de conducteur dans la conception des micro-rubans afin que ceux-ci guide efficacement le signal. Une bonne règle est de faire en sorte que l'épaisseur de notre conducteur soit d'au moins cinq fois la profondeur de pénétration. Voici l'équation servant à calculer cette profondeur [42].

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (\text{III-13})$$

Où :  $f$  = fréquence (Hz)

$\mu_0$  = perméabilité magnétique du vide (H/m)

$\mu_r$  = perméabilité relative du conducteur (H/m)

$\sigma$  = conductivité électrique du conducteur ( $\text{m}^{-1}\Omega^{-1}$ )

### III.2.2.3. Unité utilisée en micro-ondes (Décibels)

Les grandeurs utilisées en CEM sont souvent exprimées en quantité logarithmique dB (décibel). Ceci est dû d'une part au fait que les calculs deviennent plus simples : les produits se transforment en additions et les quotients en soustractions. D'autre part, dans les problèmes d'interférences, il est souvent nécessaire de comparer des signaux de très grande et de très faibles amplitudes. Le rapport des amplitudes se transforme alors en leur différence en dB.

Le dB représente un rapport logarithmique de deux valeurs. Il est donc sans unité. Initialement, le dB a été utilisé pour exprimer le rapport de deux puissances  $P_1$  et  $P_2$  :

$$r = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_1^2/R}{U_2^2/R} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_1}{U_2} \right) \quad (\text{III-14})$$

Où  $U_1$  et  $U_2$  sont les tensions associées aux puissances  $P_1$  et  $P_2$ , déterminées aux bornes de la même résistance  $R$ .

Si le rapport se réfère à une valeur spécifique de référence, par exemple :

$U_2 = 1 \mu\text{V}$ , on dit alors que la tension est exprimée en dB $\mu\text{V}$  :

$$U_1 (\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \cdot \log_{10} [U_1 (\mu\text{V})] \quad (\text{III-15})$$

*Exemple numérique :*  $U_1 = 120 \text{ dB}\mu\text{V}$ , alors  $U_1 = 10^6 \mu\text{V} = 1 \text{ V}$

D'une manière générale, pour une grandeur  $X$ , exprimée en unité  $y$ , on a :

$$X (\text{dB } y) = 20 \cdot \log_{10} [X (y)] \quad (\text{III-16})$$

Le tableau III.1 présente les valeurs de références communes utilisées en CEM.

**Tableau III.1.** Grandeurs et unités utilisées en CEM.

| Grandeur  | Unité              | Valeur de référence |
|-----------|--------------------|---------------------|
| Tension   | dB $\mu\text{V}$   | 1 $\mu\text{V}$     |
| Courant   | dB $\mu\text{A}$   | 1 $\mu\text{A}$     |
| Puissance | dBm                | 1mW                 |
| Champ E   | dB $\mu\text{V/m}$ | 1 $\mu\text{V/m}$   |
| Champ H   | dB $\mu\text{A/m}$ | 1 $\mu\text{A/m}$   |

### III.2.3. Modélisation d'une ligne micro-ruban

Les signaux électriques et les ondes électromagnétiques véhiculant l'information se propagent le long d'une ligne de transmission. La propagation est guidée grâce à un milieu matériel dont les caractéristiques sont à connaître afin de décrire et de modéliser toutes les propriétés électriques de ces lignes. Une ligne de transmission de longueur  $dl$  peut être représentée par le schéma équivalent de la figure III.3 [43].



**Figure III.3.** Modèle électrique d'une ligne de transmission, (a) conception géométrique, (b) Modèle électrique.

Composants primaires du modèle de ligne :

- ❖ La résistance linéique  $R$  en  $\Omega/m$ .
- ❖ L'inductance linéique  $L$  en  $H/m$ .
- ❖ La capacité linéique  $C$  en  $F/m$ .
- ❖ La conductance parallèle  $G$  en Siemens (S).

Dans un régime quasi-statique, la ligne de transmission peut être représentée par un modèle simple de type  $RLCG$  (Fig. III.3(b)). Ces éléments permettent de décrire l'impédance caractéristique, les atténuations dues aux différentes pertes diélectriques et métalliques sur la ligne, et la vitesse de propagation du signal électrique. A partir de ces paramètres, l'expression de l'impédance de la ligne est établie :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (\text{III-17})$$

Dans la majorité des cas, l'impédance de la ligne est complexe. Cependant, la très bonne qualité des conducteurs utilisés dans les circuits imprimés (cuivre) et la bonne qualité des substrats font que nous nous plaçons dans les conditions de ligne sans perte. Ceci implique que  $R \ll jL\omega$  et  $G \ll jC\omega$ . L'impédance caractéristique devient purement réelle :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{III-18})$$

Ces simplifications ont été validées vis à vis des DESs dans la thèse [44] en utilisant la méthode de réflectométrie (TDR) basée sur le testeur VF-TLP.

### III.3. PRESENTATION DES LOGICIELS DE SIMULATION

Nous utiliserons tout au long de notre étude principalement deux logiciels de simulation spécialisés dans ce domaine :

- ❖ Un logiciel électromagnétique 3D commercial : CST Micro-Wave Studio, version 2005 [45].
- ❖ Un logiciel de simulation de circuit électronique adapté aux hyperfréquences : ADS d'Agilent version 2006 [46].

Ces deux logiciels sont présentés dans les deux sections suivantes.

#### III.3.1. Logiciel CST Micro-Wave Studio

Le logiciel CST Micro-Wave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique 3D de la société CST où le système à étudier est dessiné puis excité. Le logiciel calcule ensuite les champs électriques et magnétiques en tous les points d'un maillage en résolvant les équations de Maxwell suivant la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD : Finite Difference in Time Domain) [47].

Le calcul des dérivées spatiales et temporelles s'effectue grâce à l'approximation dite des différences centrées. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs électriques et l'autre grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques. Ainsi chaque composante de champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire représentée sur la figure III.4.

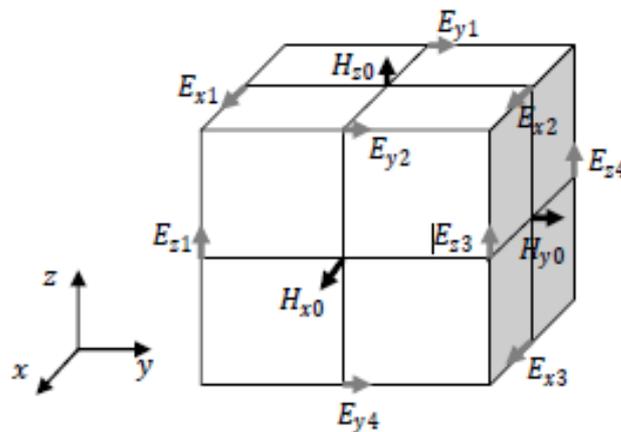


Figure III.4. Maille élémentaire d'une simulation FDTD.

Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part que la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FDTD sont directement dépendants du volume borné de la structure simulée, de la dimension de la maille élémentaire et donc du pas spatial choisi.

Il est donc possible par ce logiciel de calculer des champs électriques, des champs magnétiques, mais aussi les paramètres  $S$  d'un dispositif et de visualiser en trois dimensions les champs rayonnés par ce dernier.

Les points importants pour la réalisation d'une simulation exploitable sont principalement le réglage du maillage lequel est déterminé par la maille élémentaire, le réglage de la précision de convergence du calcul ainsi que le choix des ports pour l'injection du signal d'excitation de la structure.

Le choix du maillage est primordial et peut s'il est mal réglé donner des résultats complètement erronés. Plus le pas est petit, meilleur sera le résultat de simulation mais au détriment d'un temps de calcul plus long. Pour exemple, un ordinateur possédant un processeur à deux cœurs, simulera pendant une durée de 5h pour la résolution de 3 millions de points de maillage. Dans la plupart de nos cas, les points de maillage n'excéderont pas 1 million. Les simulations, suivant le dispositif étudié, ne dépasseront pas 3h.

Le signal d'excitation de l'équipement sous test simulé peut être injecté via deux types de ports, un port « wave guide », ou un port « discrete port ». Le port noté « wave guide » correspond à l'injection d'une onde électromagnétique dont l'impédance dépend des dimensions du port et dont la polarisation peut être choisie. Le port noté « discrete port » est semblable à une source de tension permettant l'injection d'un signal haute fréquence. La polarisation de l'onde injectée n'est pas réglable, au contraire de l'impédance du port. Ce dernier port peut être utilisé tant que sa dimension reste négligeable devant la longueur d'onde du signal injecté.

### III.3.2. Logiciel Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) est un logiciel de simulation électronique qui permet de simuler aussi bien des composants électroniques que des systèmes de communication radar ou satellite.

ADS est aussi très utile pour la conception et le développement de circuits haute fréquence, des plus simples au plus complexes comme par exemple des modules micro-ondes ou RF avec intégration des MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) pour des applications de communication spatiale ou de défense.

Différents types de simulation sont disponibles : des simulations en régime continu « DC », en régime alternatif « AC », en temporel « Transcient » pour l'étude de régimes transitoires, des simulations de paramètre  $S$  « SP » et des simulations en harmonique balance « HB » pour une représentation dans le domaine fréquentiel établi.

La méthode de simulation en harmonique balance est une puissante approche mathématique pour analyser le comportement de systèmes non linéaires [48]. Elle se trouve très avantageuse par rapport à des simulations transitoires en terme de temps de calcul lorsque :

- ❖ Les composants sont à modéliser dans le domaine fréquentiel, en régime établi.

- ❖ Les constantes de temps sont grandes comparées à la période du signal d'excitation.

Le principe de cette méthode consiste à diviser le circuit étudié en un réseau de composants linéaires et un réseau de composants non linéaires connectés entre eux. Les composants linéaires sont essentiellement modélisés dans le domaine fréquentiel alors que les composants non linéaires sont modélisés dans le domaine temporel puis, par une transformée de Fourier, exprimés dans le domaine fréquentiel. Les courants issus des composants linéaires et non linéaires se trouvent alors exprimés dans le domaine fréquentiel à l'interface des deux réseaux.

Une solution est trouvée lorsque la loi de Kirchhoff en courant est vérifiée à cette interface pour chaque fréquence harmonique du signal [49]. Pour arriver à une telle solution, la méthode de résolution est itérative. Premièrement une estimation des courants aux interfaces du réseau linéaire est donnée. Ensuite les tensions aux interfaces de ce réseau sont calculées dans le domaine fréquentiel. Ces valeurs de tensions sont ensuite exprimées dans le domaine temporel par une transformée de Fourier inverse puis utilisées pour calculer les courants du réseau non linéaire. Les courants obtenus sont alors exprimés dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier et comparés avec les courants estimés du réseau linéaire. Si ces courants sont identiques pour chaque harmonique, le processus de résolution est terminé. Sinon, l'estimation est optimisée puis le processus de résolution recommence.

L'algorithme utilisé par le logiciel ADS pour la résolution d'une simulation « harmonic balance » est présenté sur la figure III.5.

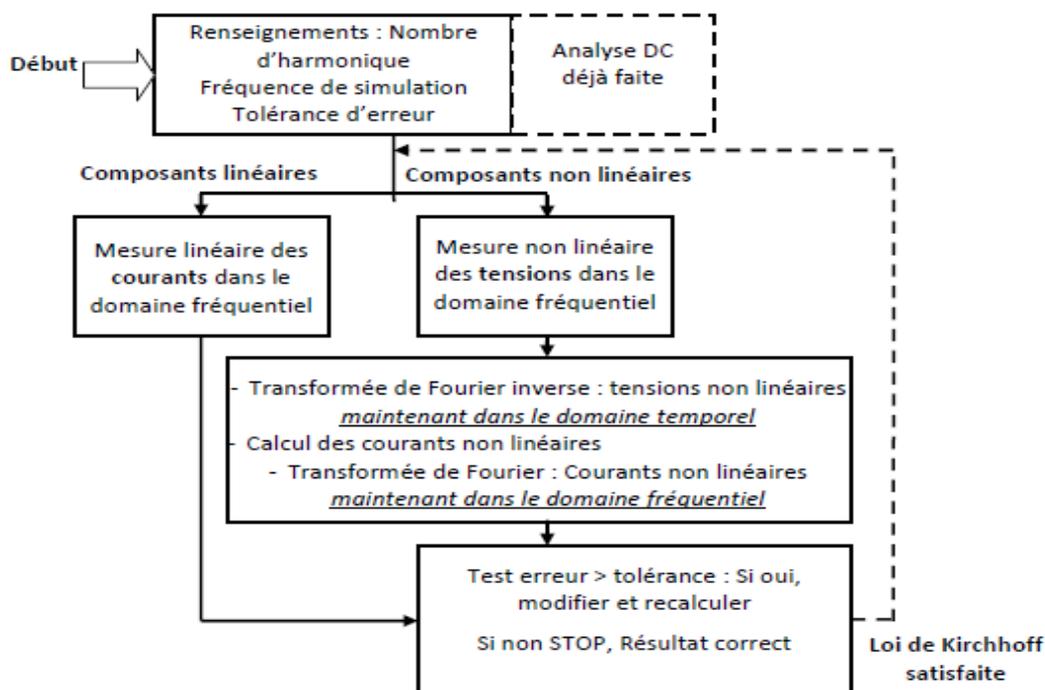


Figure III.5. Algorithme de résolution de la méthode de résolution en « Harmonic Balance » [48].

### III.4. CARACTERISATION D'UNE LIGNE MICRO-RUBAN

La ligne micro-ruban constitue un milieu de propagation non homogène, puisqu'elle est constituée de deux milieux de propagation différents, l'air ( $\epsilon_0, \mu_0$ ) et le substrat ( $\epsilon_r, \mu_0$ ). Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique. Cependant vu la faible amplitude des composantes longitudinales celles-ci peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, puisque leurs amplitudes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses [50]. Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode appelé Quasi-TEM (Transverse Electromagnetic) (Fig. III.6).

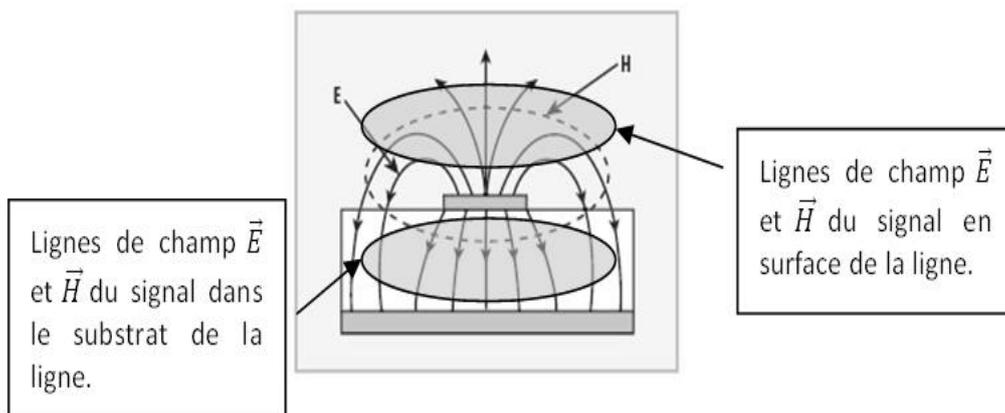


Figure III.6. Lignes de champ lorsqu'un signal haute fréquence se propage dans une ligne micro-ruban [61].

#### III.4.1. Permittivité diélectrique

Comme la ligne micro-ruban est un milieu de propagation inhomogène, constitué de deux milieux diélectriques différents (air, substrat). Cette discontinuité des milieux de propagation rend difficile l'étude et l'analyse de la structure. Une solution technique à ce problème électromagnétique consiste à introduire une nouvelle quantité nommée permittivité effective. L'idée consiste à immerger la ligne dans un milieu diélectrique intermédiaire (Fig. III. 7), homogène et isotrope, de permittivité ( $\epsilon_{eff}$ ).

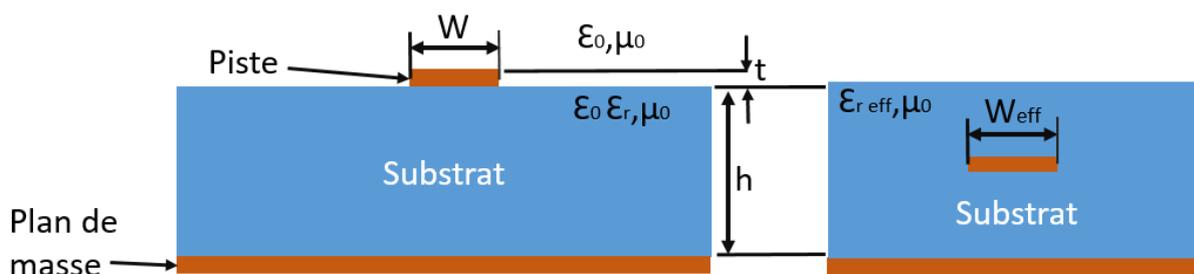


Figure III.7. Circuit imprimé équivalent.

Cette quantité est considérée constante pour les modes quasi-TEM, alors qu'elle dépend de la fréquence pour les modes d'ordres supérieurs. La détermination de la valeur exacte de la permittivité effective est un point très important, puisque l'impédance caractéristique de la ligne est évaluée en fonction de cette quantité [50].

On définit la valeur de permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  par l'expression suivante qui dépend du rapport  $W/h$  de la ligne micro-ruban [61].

$$\text{Pour } \frac{W}{h} > 1 : \quad \epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \frac{1}{\sqrt{(1+12 \frac{h}{W})}} \quad (\text{III-19})$$

$$\text{Pour } \frac{W}{h} < 1 : \quad \epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[ \frac{1}{\sqrt{(1+12 \frac{h}{W})}} + 0.04(1 - \frac{W}{h})^2 \right] \quad (\text{III-20})$$

L'hypothèse de l'approximation quasi-transverse ou quasi-TEM rend possible le calcul des courants et des tensions en tout point de la ligne [51]. Cependant, avec cette hypothèse, on néglige les variations de phase sur la ligne, ce qui entraîne une condition sur la longueur physique  $l$  de la ligne, qui peut s'écrire :

$$l \ll \frac{\lambda}{4} \quad (\text{III-21})$$

Pour avoir une condition suffisante sur cette longueur de ligne, on prend :

$$l < \frac{\lambda}{10} \quad (\text{III-22})$$

La longueur d'onde s'exprime par :

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III-23})$$

Avec :  $c$  la célérité de la lumière ( $\approx 3.10^8$ m/s) et  $f$  est la fréquence du signal.

Pour notre étude, nous voulons étudier la propagation d'un phénomène *DES* sur des lignes micro-rubans.

La fréquence de fonctionnement effective d'un phénomène *DES* (fréquence en dessous de laquelle la majeure partie de l'énergie du signal est concentrée) dépend du temps de montée du signal [46], l'expression analytique de cette fréquence est donnée comme suit :

$$f = \frac{0.35}{t_m} \quad (\text{III-24})$$

A partir de cette formule nous pouvons dire que les *DES* injectées sur des lignes ont des temps de montée d'une centaine de picosecondes, ce qui induit une fréquence de quelques gigahertz (temps de montée de 175 ps implique une fréquence de 2 GHz).

On peut calculer la valeur de la longueur d'onde dans les lignes micro-rubans en utilisant l'équation (III-23), ce qui donne :

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3.10^8}{2.10^9 \sqrt{4.3}} \approx 7.2 \text{ cm.}$$

On peut utiliser le logiciel de simulation CST (Fig. III.8), ce qui donne le même résultat.

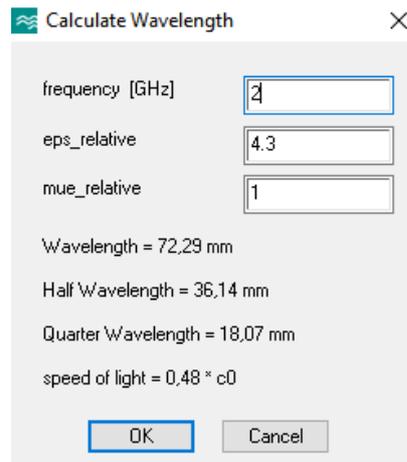


Figure III.8. Calcul de la longueur d'onde avec le logiciel CST Studio.

Pour appliquer la condition de propagation d'ondes quasi-TEM, on prend comme modèle de ligne un modèle localisé qui divise la ligne micro-rubans en tronçons élémentaires  $dl$  dont la longueur est de 7mm (Fig. III.9).

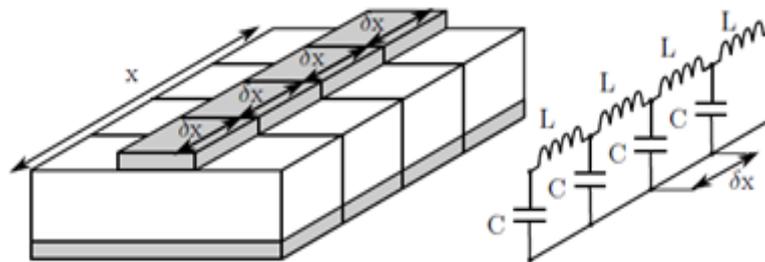


Figure III.9. Discrétisation de la piste micro-rubans en tronçons élémentaires  $dl$  [54].

### III.4.2. Impédance caractéristique d'une ligne

Les paramètres de la ligne dépendent des dimensions géométriques ( $L$ ,  $W$ ,  $T$  et  $H$ ) et de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  du matériau utilisé pour le circuit imprimé (dans notre cas on a utilisé le type FR-4 Epoxy). Nous pouvons calculer l'impédance caractéristique d'une ligne micro-rubans par les relations suivantes : [52, 61]

$$\frac{W}{h} \leq 1: \quad Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (\text{III-25})$$

$$\frac{W}{h} > 1: \quad Z_c = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad (\text{III-26})$$

Pour nos expériences, les dimensions de la ligne micro-ruban seront calculées par la relation de Hammersad [53] présentée ci-dessus pour  $W/h > 1$ , où nous prendrons en compte essentiellement la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$ . L'inductance  $L$  et la capacité  $C$  par

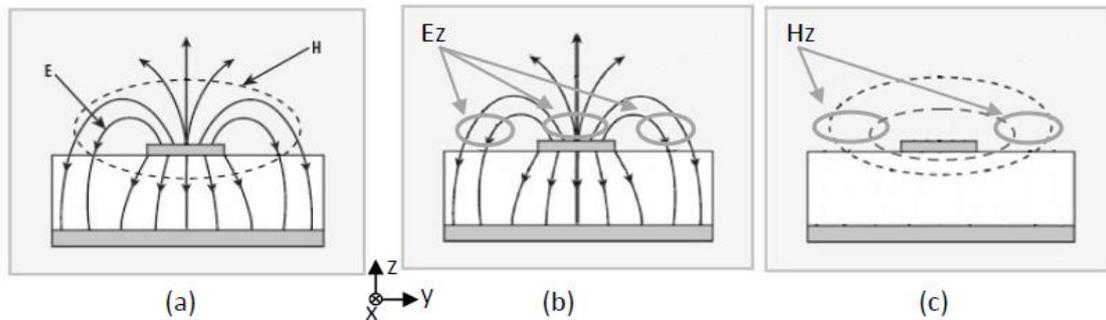
unité de longueur correspondant à un tronçon élémentaire de longueur  $dl$  sont déterminées à partir des équations suivantes : [43]

$$C = \frac{0.67(\epsilon_{eff} + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98H}{0.8W+T}\right)} \text{ [pF/mm]} \quad (\text{III-27})$$

$$L = 10^{-3} \cdot C \cdot Z_c^2 \text{ [nH/mm]} \quad (\text{III-28})$$

### III.4.3. Champ électromagnétique dans une ligne micro-ruban

Lorsqu'on excite une ligne micro-ruban avec un signal haute fréquence, un champ électrique apparaît entre les parties métalliques. Le champ magnétique est perpendiculaire au champ électrique. Les champs électriques et magnétiques sont eux-mêmes perpendiculaires au vecteur de propagation de l'onde. Ces champs électriques créent un déplacement d'électrons sur le ruban conducteur donnant naissance à des lignes de champs électriques et magnétiques en surface (Fig. III.10(a)). Les différentes composantes notées  $E_x$ , et  $H_x, H_y, H_z$  des champs électriques et magnétiques selon les trois directions spatiales peuvent être captés à l'aide de sondes de champ proche. Les figures III.10(b) et III.10(c) présentent les zones pour lesquelles respectivement la composante  $z$  du champ électrique ou magnétique sera prédominante.



**Figure III.10.** (a) Champ électrique et magnétique rayonnés par une ligne micro-ruban, (b) zones où la composante  $E_z$  est prédominante, (c) zones où la composante  $H_{zb}$  est prédominante [61].

En hyperfréquence, la longueur des lignes d'un circuit imprimé peut être égale ou supérieure à la longueur d'onde du signal se propageant. Dans ces conditions, la valeur du champ électrique et magnétique de l'onde varie le long de la ligne. Selon l'impédance caractéristique de la ligne et des impédances placées à l'entrée et à la sortie de celle-ci, l'onde électromagnétique peut subir des réflexions multiples. Il y a alors création d'ondes stationnaires caractérisées par l'apparition de ventres et de nœuds de tension et de courant. Chaque ventre de tension provoque l'apparition d'un maximum de rayonnement électrique et chaque ventre de courant, un maximum de rayonnement magnétique. Les maximums d'un même champ sont séparés d'une distance de  $\lambda/2$ . Les maximums de deux champs différents sont quant à eux séparés de  $\lambda/4$ .

Un exemple de simulations sous logiciel CST sont entreprises afin de présenter l'évolution des composantes  $z$  des champs  $E$  et  $H$  rayonnés par une ligne micro-ruban

chargée par un circuit ouvert. La ligne sera excitée à travers le port 1 placé en première extrémité de la ligne micro-ruban par une onde de 2 GHz, la deuxième extrémité est laissée ouverte par un port d'impédance infinie.

La ligne micro-ruban simulée est présentée dans la figure III.11, elle possède un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r = 4,3$  et d'épaisseur  $H = 0,8$  mm. L'épaisseur de métallisation  $t = 35$   $\mu\text{m}$ . Son impédance caractéristique est de  $50 \Omega$  à la fréquence de 2GHz. La largeur calculée du ruban est alors  $W = 1,5669999$  mm. La longueur totale de la ligne est de 16 cm pour permettre l'observation de plusieurs maximums et minimums électriques et magnétiques.

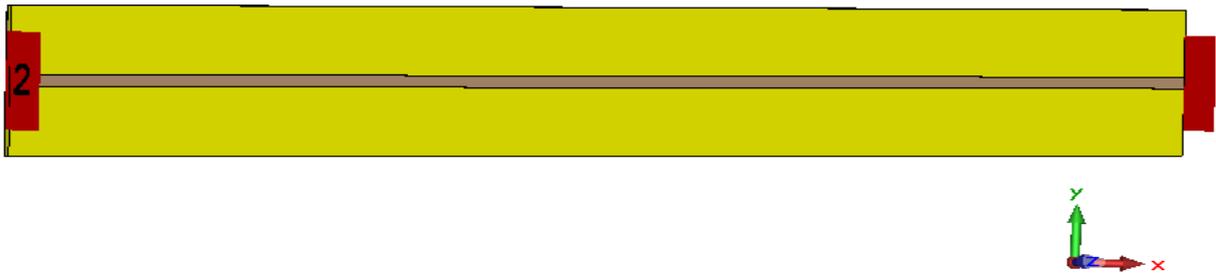
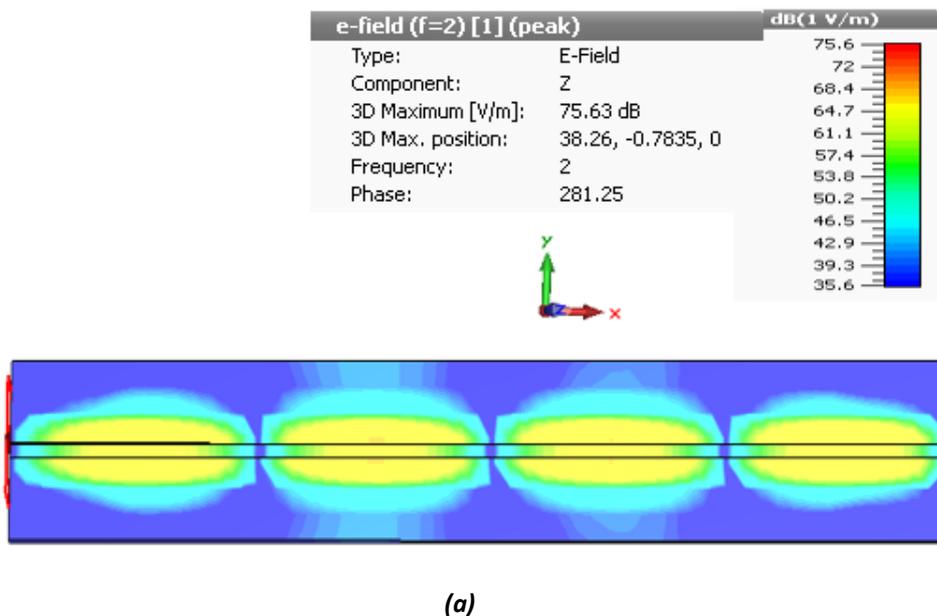
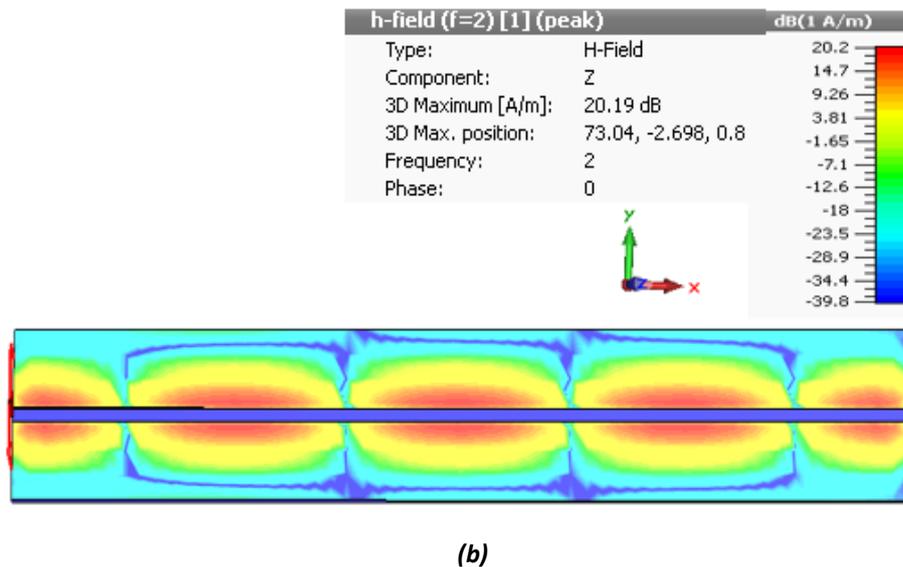


Figure III.11. Géométrie de la ligne simulée sous CST studio Microwave.

La figure III.12(a) est le résultat de la simulation de la composante z du champ électrique rayonnée par la ligne laissée en circuit ouvert (CO), et la figure III.12 (b) celle du champ magnétique.





**Figure III.12.** Simulation des composantes (a)  $E_z$  et (b)  $H_z$  rayonnée par une ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert.

On remarque déjà la présence de maximum et de minimum de champs électriques et magnétiques caractéristiques des ondes stationnaires établies dans une ligne micro-ruban chargée par un circuit ouvert. Les maximums d'un même champ sont séparés d'une distance de  $\lambda/2 = 3,6$  mm.

Pour le champ électrique, la composante  $E_z$  présente des maximums au-dessus du ruban et des lobes secondaires de chaque côté de ce dernier. Ces zones de rayonnement correspondent à la localisation de la composante  $E_z$  rayonnée par une ligne micro-ruban (Fig. III.10 (b)). Pour le champ magnétique, la composante  $H_z$  rayonnée présente des maximums de chaque côté du ruban comme montré sur la figure III.10 (c).

Enfin, pour le champ électrique, un maximum est mesuré au niveau du circuit ouvert. Ceci est normal puisqu'un circuit ouvert implique un ventre de tension. Pour le champ magnétique, un minimum est mesuré, lié au nœud de courant correspondant. On peut alors conclure qu'à une distance de  $\lambda/4 = 1,8$  mm sépare un maximum électrique et un maximum magnétique.

#### III.4.4. Vitesse de propagation

Avec des phénomènes de la *DES* ayant des durées de l'ordre de quelques nanosecondes, il faut tenir compte du retard de propagation qui n'est pas négligeable. Ce retard est donné par la relation générale liant le temps de propagation  $T_p$ , une distance de propagation  $D$  et la vitesse de propagation  $V_p$  :

$$T_p = \frac{D}{v_p} \quad (\text{III-29})$$

Pour une ligne micro-rubans, la vitesse de propagation des signaux est constante pour un matériau donné et s'exprime par : [43]

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{III-30})$$

### Remarque

Si l'on souhaite diminuer la capacité linéique en changeant la géométrie de la ligne, l'inductance linéique va augmenter de telle sorte que le produit  $LC$  reste constant.

### III.4.5. Coefficient de réflexion sur une ligne

La figure III.13 représente une ligne de transmission idéale ayant une impédance caractéristique  $Z_c$ , de longueur  $l$ , excitée par une source d'impédance interne  $Z_s$  et chargée par une impédance  $Z_L$ . Lorsque le signal émis rencontre une discontinuité dans l'impédance de la ligne, une onde réfléchie est produite. Cette discontinuité peut avoir pour différentes causes comme la charge d'un circuit, ou la modification dans la géométrie de la ligne. L'onde ou la tension incidente  $V_i$  va du générateur vers la charge, et l'onde ou la tension réfléchie  $V_r$  va de la charge vers le générateur. En tout point de la ligne, la tension résultante  $V_{res}$  est égale à :

$$V_{res} = V_i + V_r \quad (\text{III-31})$$



Figure III.13. Représentation d'une ligne de transmission excitée et chargée.

La polarité de chaque tension dépend de la charge mais aussi de sa distance au point d'observation. Le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente représente le coefficient de réflexion  $\Gamma$ . Au niveau de la charge, ce coefficient dépend de l'impédance caractéristique  $Z_c$ , de la résistance de charge  $Z_L$  et s'exprime par : [43]

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (\text{III-32})$$

La réflexion est un phénomène susceptible de modifier la forme du signal se propageant le long d'une ligne. Nous allons voir dans le paragraphe suivant la simulation de coefficient de réflexion sur la ligne micro-rubans décrit précédemment.

### III.4.6. Simulation du coefficient de réflexion sur une ligne simple

Nous avons émis un signal sur la première extrémité d'une ligne micro-ruban (décrit dans la section (III.4.3)), dont le port d'excitation a une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Le signal est une impulsion ayant une amplitude de  $1 \text{ V}$  et un temps de montée  $t_m$  de  $35 \text{ ps}$ . On a effectué la simulation de telle façon que la deuxième

extrémité de la ligne est laissée ouverte (CO), ensuite shuntée par une résistance de  $50 \Omega$ , les résultats sont montrés dans les figures III.14 et III.15.

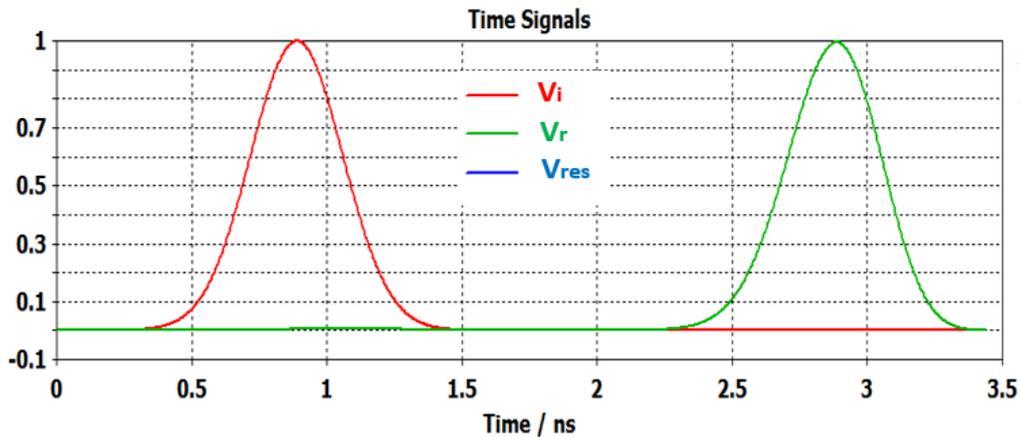


Figure III.14. Réponse temporelle des signaux dans une ligne à extrémité (CO).

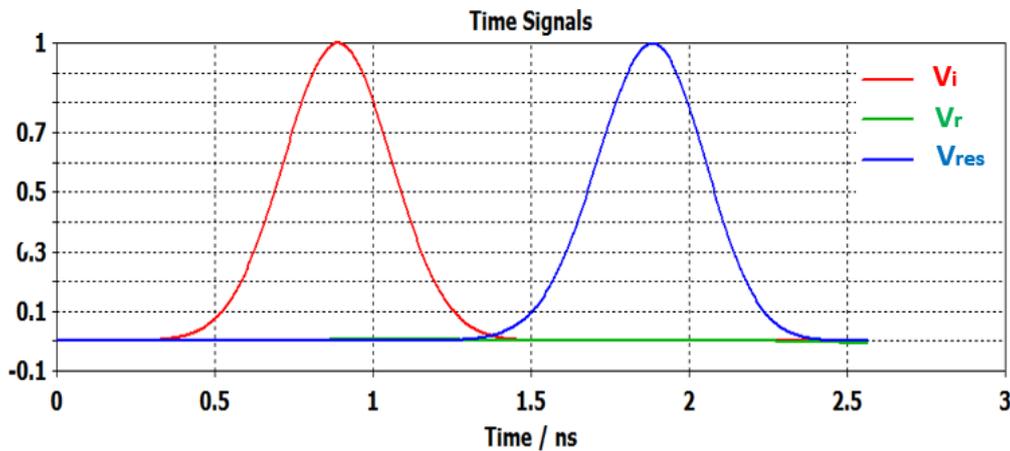


Figure III.15. Réponse temporelle des signaux dans une ligne à extrémité adaptée  $50 \Omega$ .

En analysant les résultats de simulations, on voit que dans le cas où la ligne est adaptée, l'onde incidente est totalement transmise à la charge ( $V_i \approx V_{res}$  et  $V_r \approx 0$ ) donc la ligne ne présente aucune perte de transmission. Dans le cas contraire où la charge est nulle (circuit ouvert), l'onde incidente est retournée au générateur sous forme d'une onde réfléchie ( $V_i \approx V_r$  et  $V_{res} \approx 0$ ).

À l'aide de l'outil de simulation *CST* et en utilisant l'équation (III-32), nous pouvons calculer la valeur de coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ) en fonction de la charge mis au bout de la ligne micro-ruban:

- ❖  $\Gamma = 1$  pour ligne à extrémité laissée ouverte ;
- ❖  $\Gamma = 0$  pour ligne à extrémité adaptée à  $50 \Omega$ .

Les résultats confirment que le signal émis par le port d'excitation sur une ligne de transmission d'une impédance caractéristique  $Z_C$  de  $50 \Omega$ , et en fonction de la résistance  $Z_L$  de la charge mis au bout de cette ligne de transmission :

- ❖  $Z_L > Z_c$  : des réflexions positives reviennent au générateur.
- ❖  $Z_L \gg Z_c$  : le signal revient complètement au générateur.
- ❖  $Z_L < Z_c$  : des réflexions négatives reviennent au générateur.
- ❖  $Z_L \ll Z_c$  : le signal revient complètement au générateur avec la polarité négative.
- ❖  $Z_L = Z_c$  : ils n'y a pas de réflexion et le circuit est dit adapté.

### III.5. ETUDE EXPERIMENTALE DES DECHARGES ELECTROSTATIQUES SURVENANT SUR UNE CARTE PCB COMPLEXE

Les travaux réalisés dans cette partie nous permettent de faire l'analyse comportementale de la propagation du courant de la décharge électrostatique dans un système électronique complexe depuis un générateur *DES* telle que une carte de circuit imprimé (PCB) [62, 87].

#### III.5.1. Principe d'injection d'une décharge électrostatique *DES*

Le principe de mesures et de simulations est d'injecter une perturbation *DES* par contact directe sur la première piste (perturbatrice). Nous avons étudié l'influence de ces perturbations *DES* sur la seconde piste (victime). Ensuite on a déterminé les valeurs de la tension induite dans cette dernière, en fonction de quatre niveaux de tests *DES* normalisé par la norme IEC 61000-4-2 [15] (2 kV, 4kV, 8kV et 16kV) positive et négative, et en fonction des distances entre les pistes ( $d = 0,5$  mm ;  $d = 1,5$  mm et  $d = 3$  mm), ces pistes sont ensuite associées à l'aide d'un modèle électrique représentant le pistolet *DES* pour comparer les essais expérimentaux avec ceux de la simulation.

Le banc de mesure d'injection est décomposé en plusieurs parties : pistolet *DES*, le PCB, et les éléments extérieurs au système (câble coaxial, oscilloscope), etc... (Fig. III.16).

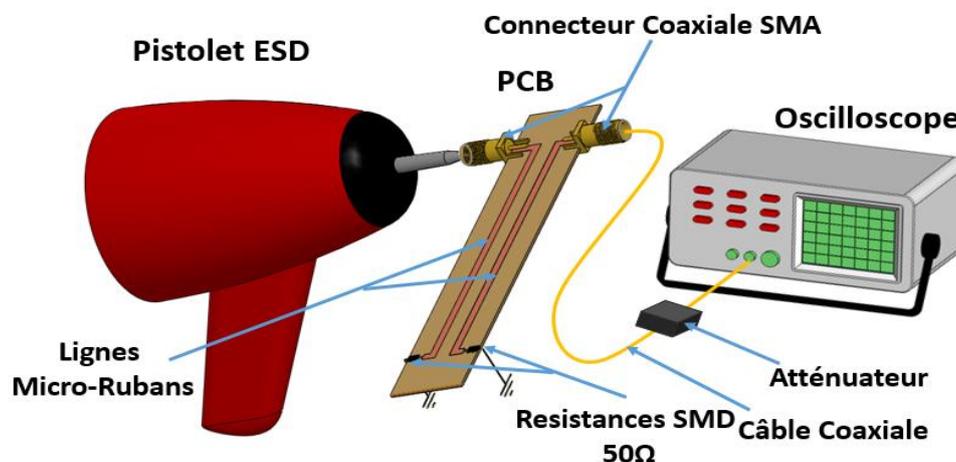


Figure III.16. Banc expérimental de mesure de la tension induite sur la piste victime [87].

### III.5.2. Générateur d'impulsion DES

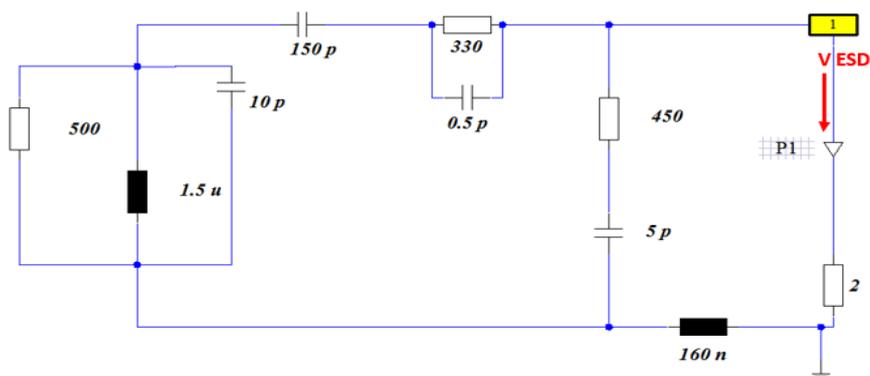
La figure. III.17 montre un pistolet *DES* pouvant générer des impulsions de décharge de 200 V à 30 kV pour simuler l'approche d'une main dans des configurations déterminées [55] en utilisant la norme IEC 61000-4-2 [15]. Diverses possibilités de paramétrage (par exemple : la polarité, les répétitions des impulsions, les compteurs) sont disponibles sur ce générateur.



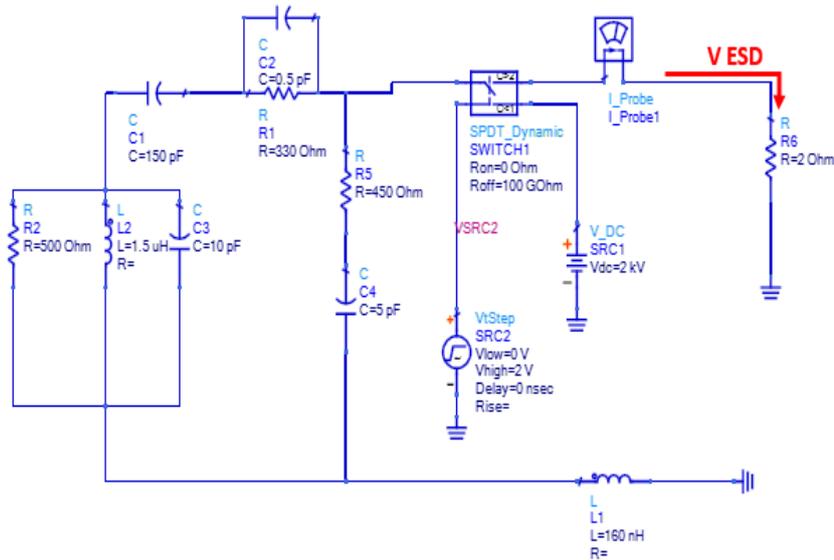
Figure III.17. Photographie du générateur DES utilisé dans le test.

Ce type de pistolet permet d'effectuer des décharges par contact ou dans l'air à l'aide d'un modèle géométrique représentant le doigt humain, servant d'électrode de sortie au générateur. Les décharges dans l'air sont plus réalistes, mais les formes d'ondes peuvent varier selon la distance entre le circuit et l'électrode, les variations de température, d'humidité et de la vitesse d'approche sur la broche du circuit [56]. Ces différents paramètres peuvent avoir un effet significatif sur le niveau de l'impulsion mesurée lors de la *DES*. La norme rattachée à ce modèle IEC 61000-4-2 définit quatre niveaux de conformité.

La figure III.18 montre les modèles électriques du pistolet électrostatique [57], conformément à la norme [15]. Les modèles sont développés à l'aide de logiciel de simulation *ADS* (Fig. III.18 (a)) et *CST Design Studio* (Fig. III.18 (b)) afin de l'employer pour la réalisation de la simulation électrique et comparer ainsi avec les mesures.



(a)



(b)

**Figure III.18.** Modèle de simulation du pistolet DES selon la norme IEC 61000 4-2, (a) schéma équivalent sous ADS, (b) schéma équivalent sous CST Design Studio.

Le modèle présenté précédemment est un générateur de haute tension qui stocke une charge électrique dans un condensateur de 150 pF correspondant à peu près à la capacité électrostatique du corps humain. La charge accumulée est par la suite déchargée dans le système sous test par l'intermédiaire d'une résistance de 330  $\Omega$  représentant la résistance de la peau avec des quelques éléments parasites qui influencent la forme d'onde en courant de décharge DES [15].

La simulation est effectuée pour des tensions de pré-charge de 2 kV, 4 kV, 6 kV et 8 kV sur une résistance de 2  $\Omega$  qui modélise le circuit intégré ou dispositif sous test (DST). Les résultats de cette simulation sont donnés sur la figure III. 19, où les formes d'ondes des courants sont représentées.

La simulation avec les deux logiciels de simulation nous a donné des bons résultats par rapport à l'allure de courant d'une décharge électrostatique effectuée par un pistolet DES réel qui est conforme à la norme IEC 61000-4-2 décrit en détail sur la figure II.22.

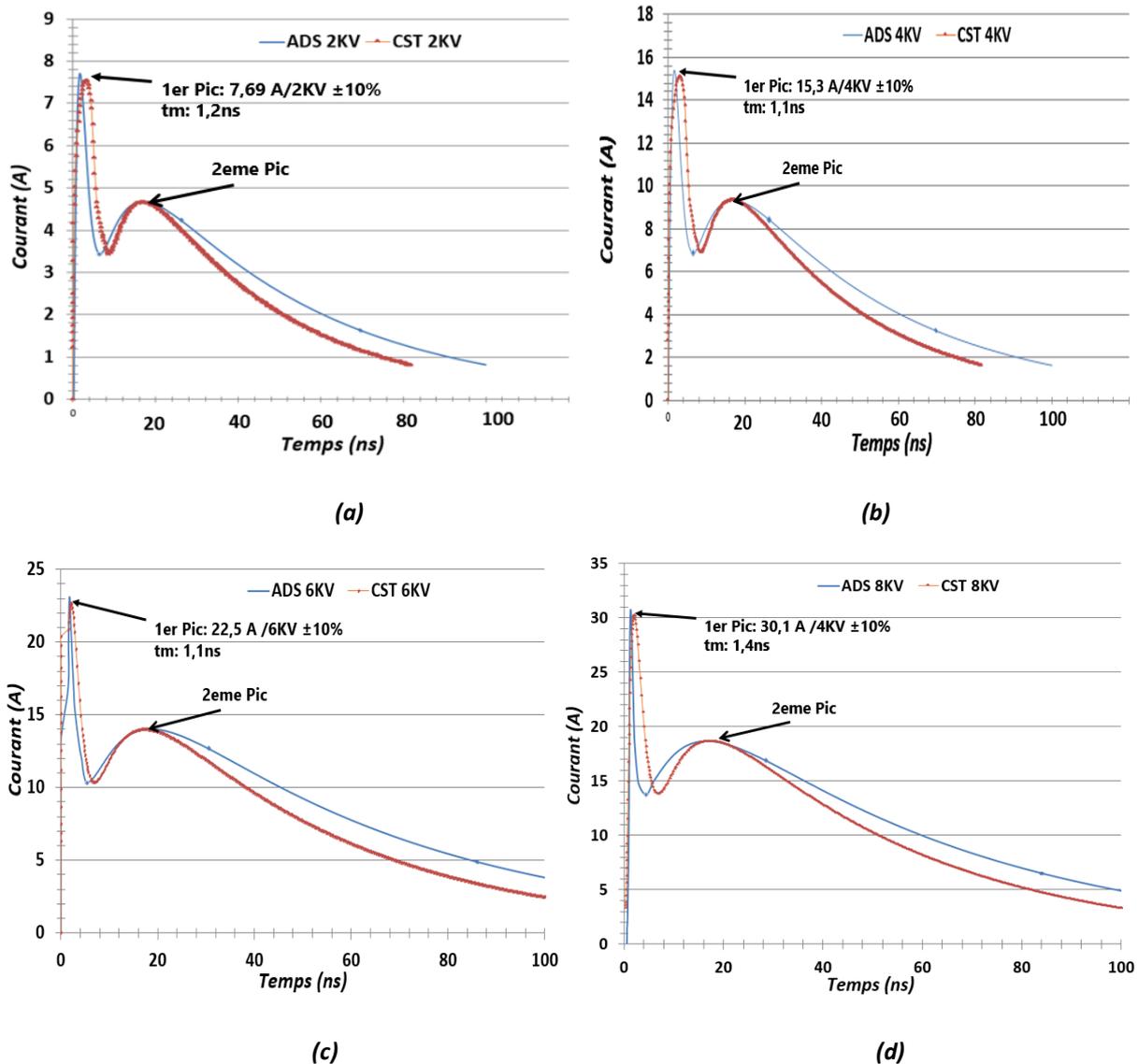


Figure III.19. Simulation de la forme d'onde en courant du générateur DES, (a) 2 kV, (b) 4kV, (a) 6 kV, (d) 8 kV.

La norme indique que la forme d'onde requise qui se caractérise par un temps de montée très rapide (0,7 à 1 ns), un courant pic pouvant aller jusqu'à plusieurs dizaines d'ampères et une durée d'environ 100 ns.

Le modèle présenté n'est pas valable si l'on s'intéresse aux perturbations électromagnétiques générées par le pistolet lui-même. Elles ne peuvent pas être modélisées par un simple modèle de type circuit. Un générateur commercial de marque Noiseken réalisé sous le logiciel de CST Micro-Wave Studio a été publié par les travaux [58]. Chaque élément du générateur : le relais, les bobines, les anneaux de ferrite, la capacité de stockage, le boîtier, sont modélisés et vérifiés de manière indépendante. Tous les éléments sont par la suite assemblés pour former le générateur complet.

### III.5.3. Réalisation des cartes électroniques PCB

Le banc de modélisation du dispositif PCB utilisé pour ces mesures est constitué de deux pistes en parallèles d'un conducteur métallique mince de cuivre. La première piste micro-ruban est la ligne émettrice tandis que la deuxième piste est la ligne perturbée. Les deux pistes ont une impédance caractéristique  $Z_c$  proche de  $50 \Omega$  et d'une longueur de 80 mm placées au-dessus d'un plan de masse qui constitue le chemin de retour du courant. La figure III.20 donne les caractéristiques des lignes « micro-rubans » réalisées et utilisées lors de notre étude. Le matériau diélectrique du PCB (dans notre cas c'est l'Epoxy FR4) est l'élément central de cette technologie. Il sert à la fois de support mécanique mais aussi de support de propagation des champs de par ses caractéristiques électriques qui sont : la permittivité diélectrique relative du substrat ( $\epsilon_r$ ) et l'épaisseur ( $H$ ).

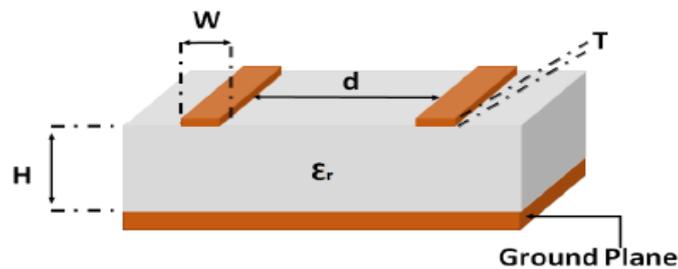


Figure III.20. Paramètres géométriques des lignes micro-rubans utilisées.

Les valeurs de ces caractéristiques des lignes sont montrées sur le tableau III.2.

Tableau III.2. Valeurs des paramètres des lignes micro-rubans réalisées et utilisées.

| Diélectrique                | Epoxy (FR4)        |
|-----------------------------|--------------------|
| Epaisseur ( $H$ )           | 0,8 mm             |
| Constante diélectrique      | $\epsilon_r = 4,6$ |
| Epaisseur aluminium ( $T$ ) | 0,35 $\mu\text{m}$ |
| Nombre de couche            | 1                  |
| Largeur des pistes ( $W$ )  | 1,6 mm             |

Avant de commencer les expériences, il est nécessaire d'utiliser les logiciels de simulations Advanced Design System (ADS) et CST Microwave Studio dédiés aux simulations hyperfréquences qui nous permet la modélisation de structures complexes intégrant des lignes couplées définies avec une grande précision à partir de leurs paramètres géométrique et physique. Ces propriétés nous ont donc amené à concentrer notre intérêt sur une carte électronique PCB complexe qui contient des lignes simples, lignes couplées et des lignes coudées.

La conception de la carte électronique est modélisée sous le logiciel de simulation ADS (Fig. III.21) [62] et ensuite importée dans le l'environnement CST (Fig. III.22) afin de comparer les résultats de simulation (ADS et CST) et les validés par les mesures.

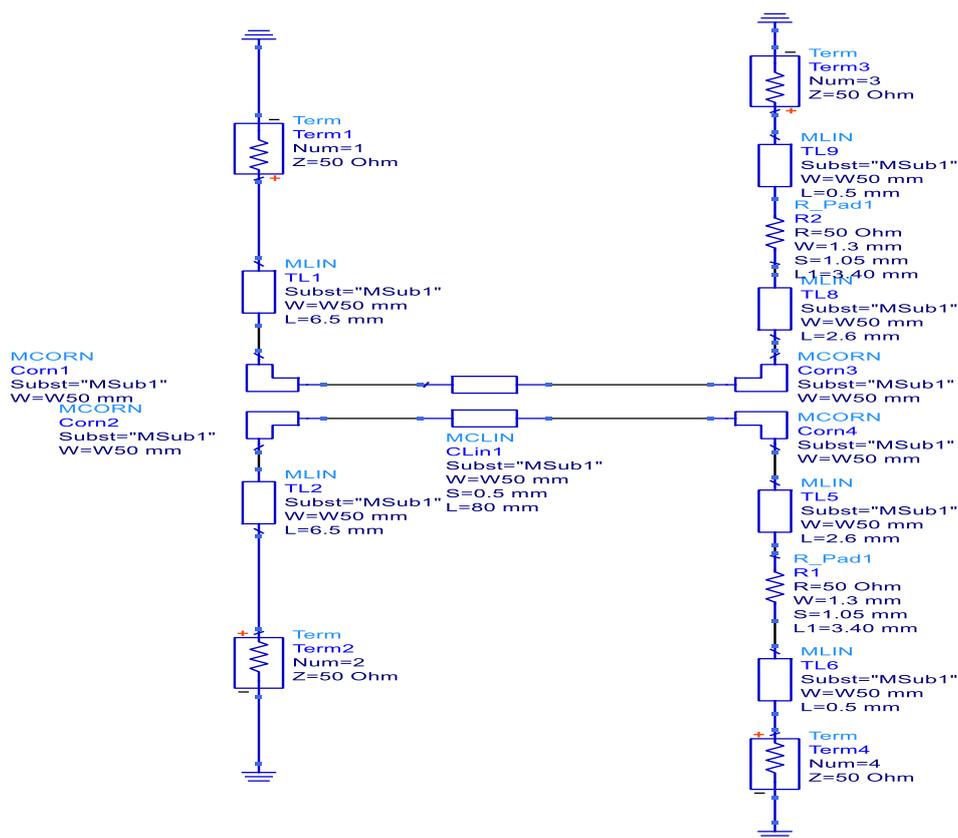


Figure III.21. Modélisation du dispositif PCB sous logiciel ADS.

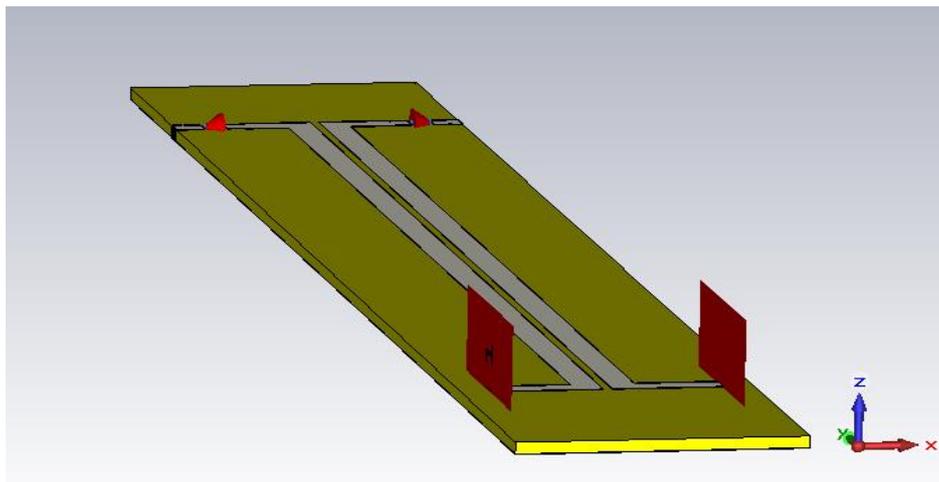


Figure III.22. Modèle 3D de la carte PCB réalisé sous logiciel CST Studio.

Toutes ces lignes sont terminées par une résistance CMS (Composants Montés en Surface) de  $50 \Omega$  reliée ensuite à la masse pour une bonne adaptation et éliminer les ondes réfléchissantes. Cette valeur de résistance a été choisie car nous voulons caractériser la propagation d'un stress *DES* le long d'une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ .

Les paramètres à régler pendant la simulation, le choix du substrat et les variables qui sont présentés dans la figure III.23.

| S-PARAMETERS |              | MSub           |
|--------------|--------------|----------------|
| S_Param      |              | MSUB           |
| SP1          |              | MSub1          |
| Start=0 Hz   |              | H=0.8 mm       |
| Stop=3 GHz   |              | Er=4.5         |
| Step=0.1 MHz |              | Mur=1          |
|              |              | Cond=1.0E+50   |
|              |              | Hu=1.0e+033 mm |
|              |              | T=0.035 mm     |
|              |              | TanD=0.0027    |
|              |              | Rough=0 mm     |
|              |              | Bbase=         |
|              |              | Dpeaks=        |
| Var Eqn. VAR | Var Eqn. VAR |                |
| VAR2         | VAR1         |                |
| S=3 {t}      | W50=1.6      |                |
| W=1.6 {t}    |              |                |
| L=80 {t}     |              |                |

Figure III.23. Principaux paramètres utilisés pendant la simulation.

Diverses cartes de test ont été réalisées au sein du laboratoire IRSEEM à l'université de Rouen en France. Pour effectuer des mesures, après avoir modélisé le circuit imprimé sous les deux logiciels de simulation. Nous avons fabriqué trois cartes avec des caractéristiques identiques mais avec des distances entre pistes différentes ( $d = 0,5$  mm;  $d = 1,5$  mm et  $d = 3$  mm) (Fig. III.24) pour voir l'influence de distance sur le niveau de couplage des perturbations.

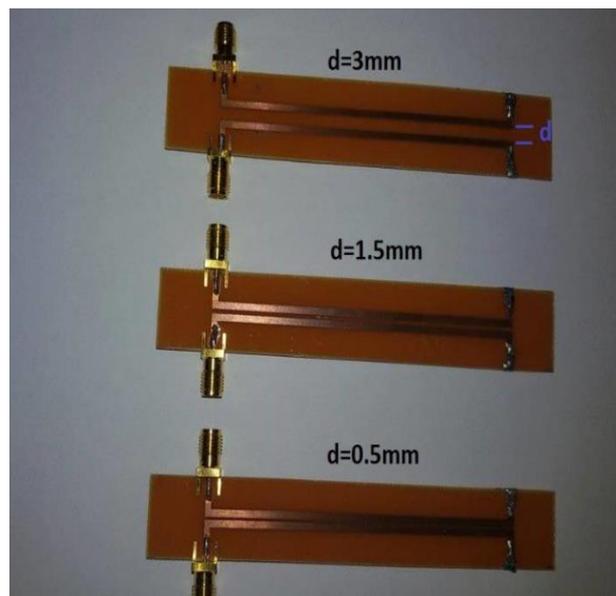


Figure III. 24. Photographie des cartes PCB réalisées.

#### III.5.4. Montage de mesure des paramètres S

Le but de l'étude est d'observer le couplage entre les pistes micro-rubans. Pour ce faire, nous utiliserons les structures des cartes PCB réalisées (Fig. III.24). Les

caractéristiques des cartes utilisées sont celles qui ont été présentées au tableau III.2 et l'étude sera effectuée jusqu'à une fréquence maximale de 2 GHz.

Le principe de la diaphonie choisie dans la conception de nos cartes a pour but que le couplage électromagnétique soit uniformément distribué le long des deux lignes micro-rubans de propagation parallèles et très proches [59], le couplage est effectué sur une longueur de 80 mm (longueur de la ligne) avec des pistes de largeur 1.6mm et un espacement entre eux de 0,5mm (Fig. III.25).

Pour effectuer les mesures, nous avons utilisé un analyseur de réseau vectoriel (VNA) de type Rohde & Schwarz ZVL qui est disponible dans notre laboratoire APELEC, dont la bande de fréquence de fonctionnement, s'étale de 9 kHz à 3GHz. Les deux premières extrémités adjacentes des pistes sont connectées aux ports de l'analyseur VNA en utilisant les connecteurs SMA pour émettre et envoyer le signal. La valeur des charges en bout de ces pistes a été choisie égale à  $50\Omega$  pour avoir une adaptation parfaite d'impédance entre la charge et la ligne elle-même, afin de limiter les réflexions sur la piste et ainsi avoir seulement la quantité des puissances incidente sur la piste réceptrice. Nous rappelons que l'impédance caractéristique de cette ligne est également  $50\Omega$ . L'impédance de tous les câbles utilisés et les accessoires dans nos mesures est égale à  $50\Omega$ .

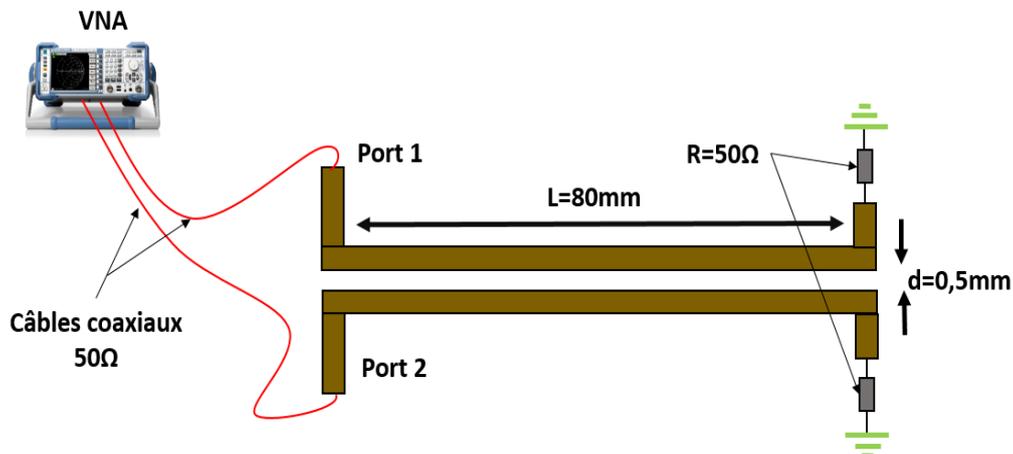


Figure III. 25. Banc expérimental pour la mesure des paramètres S.

De manière à valider nos modèles de simulation développés sous logiciel CST Studio et ADS Agilent, nous comparons les résultats des paramètres S mesurés avec ceux des simulations effectuées avec le logiciel ADS. Dans les deux cas, la structure est alimentée à l'extrémité d'une de ses pistes par une tension source d'allure gaussienne. Elle est définie dans le domaine temporel et fréquentiel par les relations suivantes :

$$e(t) = A_0 e^{-\frac{(t-t_0)^2}{\tau^2}} \quad (\text{III-33})$$

$$e(f) = A_0 T \sqrt{\pi} e^{-(\pi f T)^2} \cdot e^{-j2\pi f t_0} \quad (\text{III-34})$$

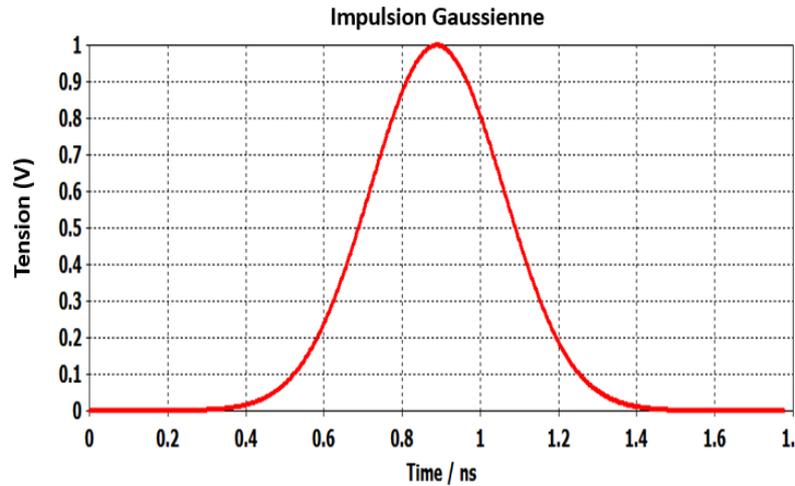


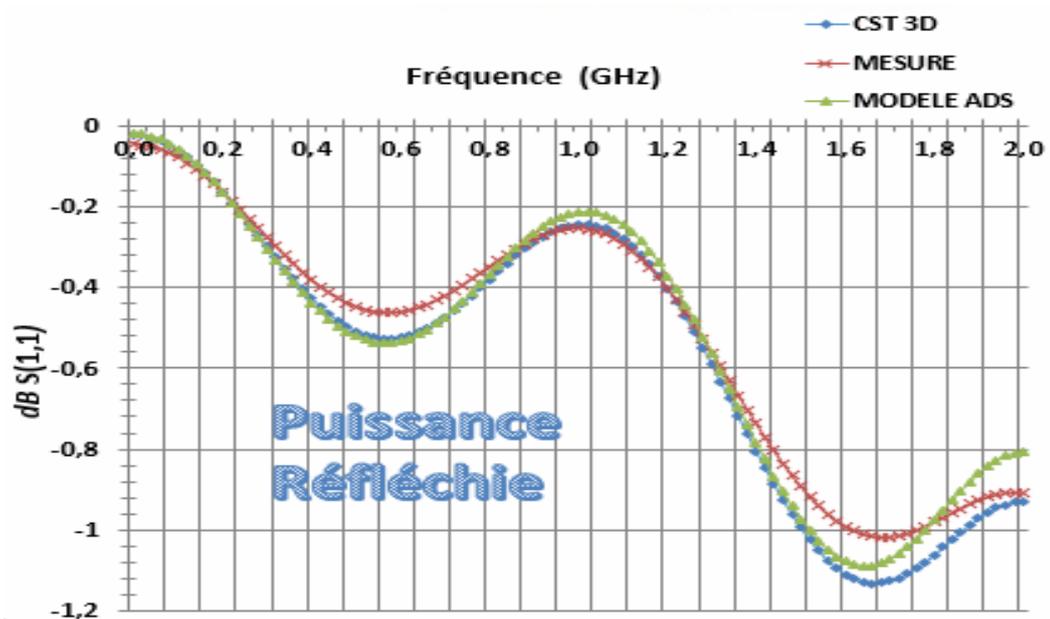
Figure III. 26. Impulsion gaussienne utilisée pour l'excitation des pistes.

## III.6. RESULTATS ET DISCUSSIONS

### III.6.1. Analyse fréquentielle des paramètres S

L'ensemble des graphiques représentés dans la figure III.27 donne les différents modules des paramètres  $S$  obtenus par la simulation et ceux mesurés.

- $S(1,1)$  pour voir les pertes par réflexion ;
- $S(4,1)$  pour voir le transfert de puissance au long de la ligne de 80 mm, dont "1" représente le port d'injection au début de ligne, et "4" représente le port au bout de ligne ;
- $S(2,1)$  pour calculer le couplage par diaphonie entre lignes, dont "1" représente le port d'injection de la première ligne, et "2" le port de la deuxième ligne.



(a)

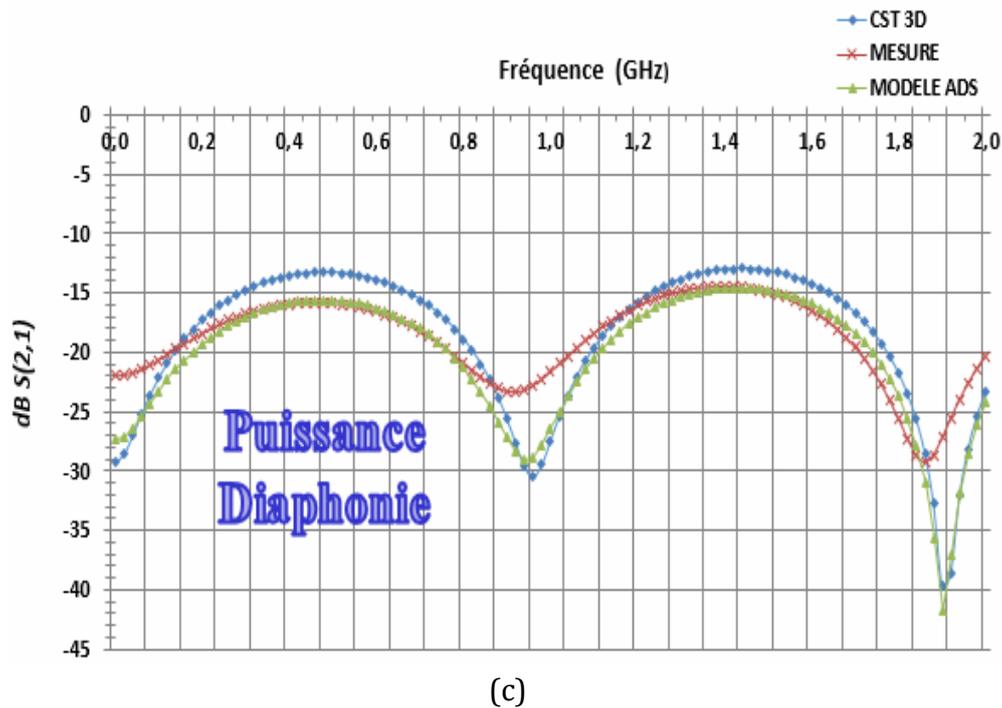
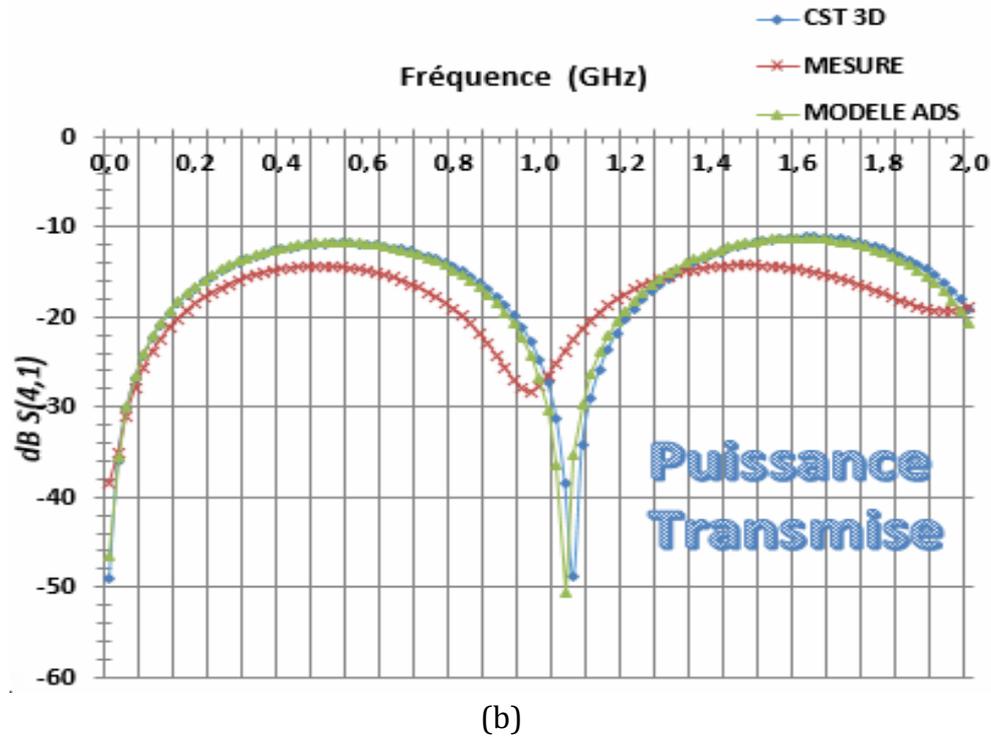


Figure III.27. Modules des paramètres  $S$  mesurés et simulés sur une carte d'espacement  $d = 0,5$  mm.

Les résultats de mesures sont identiques à ceux issus de la modélisation même s'ils sont évidemment plus perturbés. Cependant, quelques dissemblances sont à noter à la fréquence de 1 GHz (fréquence de fonctionnement) un décalage de -20 dB est remarqué pour le module  $S(1,1)$  due à des pertes par réflexions pendant la mesure, mais ces écarts restent assez faibles. Par ailleurs, du point de vue de la fréquence, les résultats obtenus

avec la simulation semblent toujours être acceptable par rapport à la mesure. Ce décalage fréquentiel est tout de même minime.

Après une analyse sur les graphes, nous constatons que les pertes par réflexions sont limitées par une puissance de -20 dB jusqu'à -10 dB comparant avec le module  $S(4,1)$ , cette faible quantité nous assure la bonne adaptation des cartes électroniques PCB à une valeur d'impédance caractéristique équivalente proche de  $50 \Omega$ . Le paramètre  $S(2,1)$  représente la quantité de couplage mesuré par effet de diaphonie le long de la ligne dans une marge de fréquence de 2 GHz, on constate que les valeurs maximales des gains de couplages sont situés entre -15 dB et -10 dB pour une fréquence d'environ 0,5 GHz et 1,5 GHz.

### III.6.2. Analyse temporelle de la tension Induite

Nous avons repris les modèles de lignes couplées utilisés dans la figure III.21, et les associer avec les modèles du pistolet électrostatique décrit et calibré dans la partie III.5.2. Cela va nous permettre de savoir si nos modèles de ligne sont toujours valables avec ce type de testeur *DES*, qui permet de monter bien au-delà de 8kV.

Le test consiste à injecter une impulsion *DES* de 8 kV par contact en polarité positive générée à partir d'un générateur *DES* suivant la norme IEC 1000-4-2 dans les trois cartes PCB ( $d = 0,5$  mm;  $d = 1,5$  mm et  $d = 3$  mm). Nous allons présenter les principaux résultats de mesures et de simulation des tensions induites sur la piste connectée à l'oscilloscope pour une série d'impulsions [87]. Les résultats des expériences (mesure/simulation) obtenus sont représentés dans les figures III.28, III.29 et III.30.

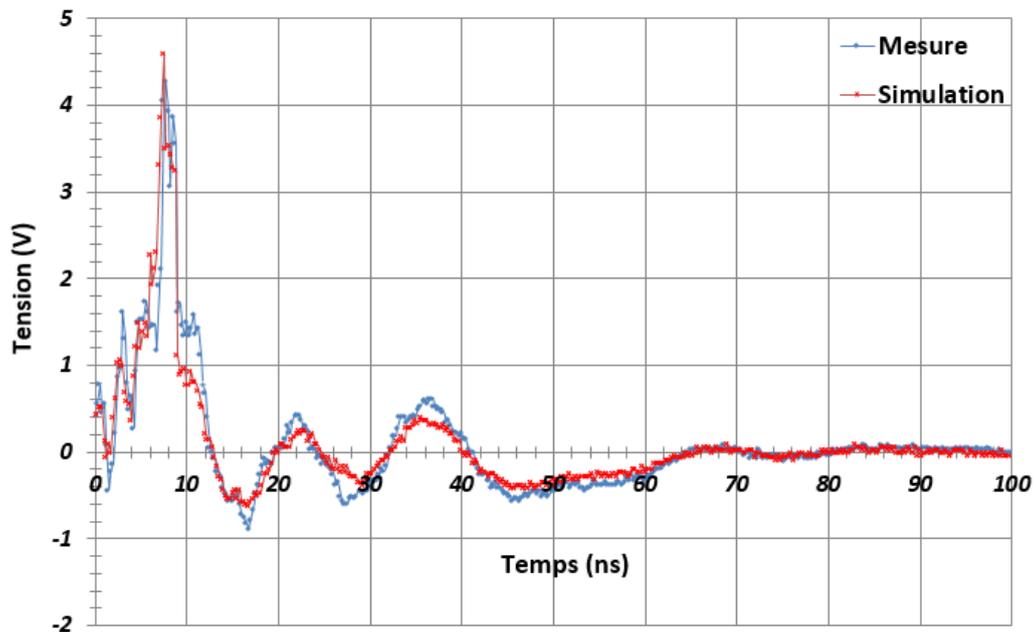


Figure III. 28. Tension induite sur la piste victime de la carte PCB d'espacement  $d = 0,5$  mm.

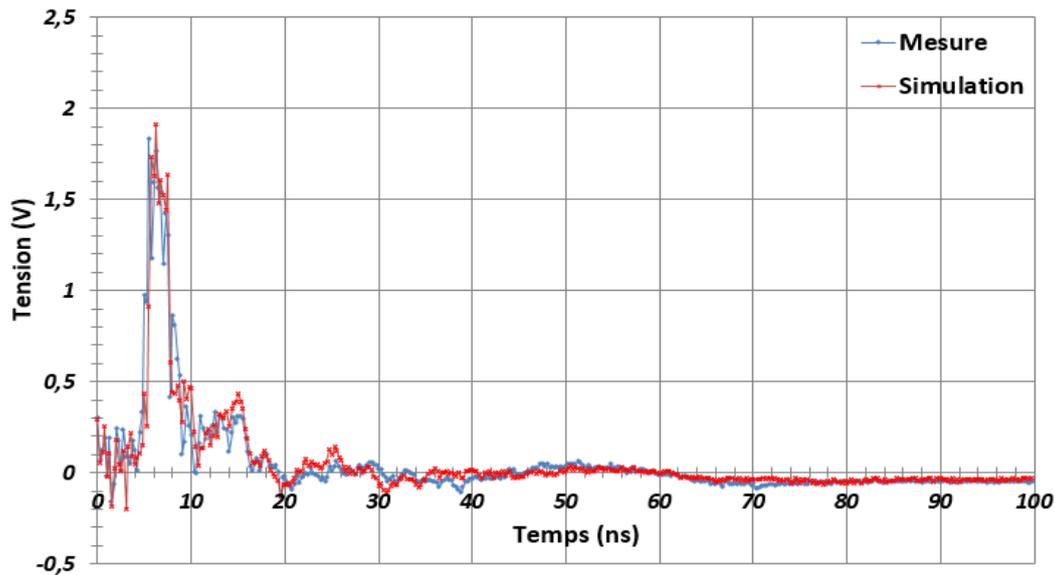


Figure III. 29. Tension induite sur la piste victime de la carte PCB d'espacement  $d = 1,5$  mm.

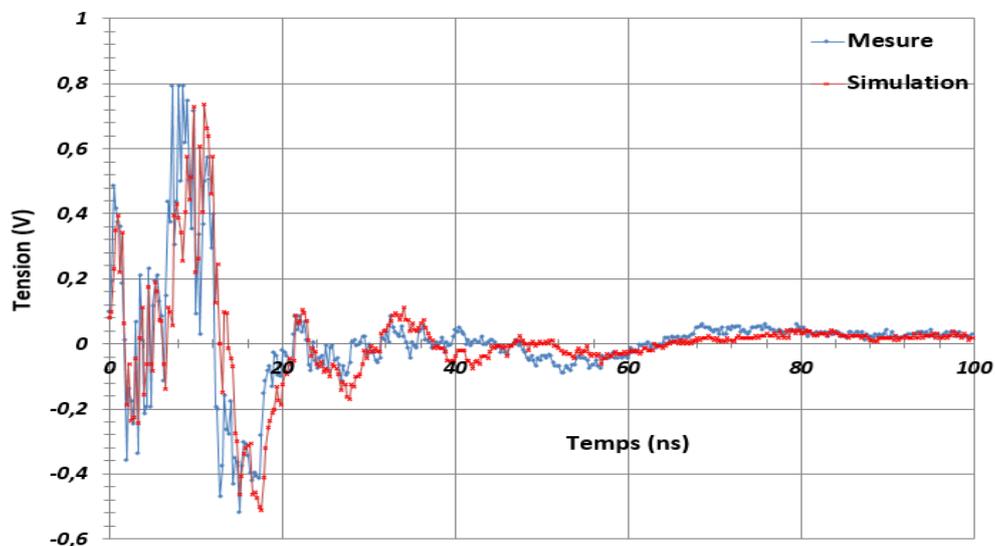


Figure III. 30. Tension induite sur la piste victime de la carte PCB d'espacement  $d = 3$  mm.

En analysant les résultats des figures précédentes, on constate une diminution de perturbation suivant la distance entre les lignes micro-rubans, des tensions crête de 4,5 V pour la distance  $d = 0,5$  mm, 1,8 V pour  $d = 1,5$  mm et environ 0,8 V pour  $d = 3$  mm sont obtenues sur la ligne perturbée due aux rayonnements de la décharge du pistolet DES survenant sur la piste perturbatrice. Cette valeur de perturbation peut introduire un dysfonctionnement d'un micro-processeur travaillant sur une tension bien définie.

Cela s'explique par un effet très important à prendre en compte dans la diaphonie sur les lignes micro-rubans [60, 43]. Cet effet provient du couplage entre ces deux pistes proches. En conséquence, une partie des signaux transmis sur une ligne apparaît sur l'autre sous forme d'une tension induite. La figure III.31 explique comment lorsque deux

pistes sont voisines, une influence mutuelle s'exerce entre elles essentiellement par un champ électromagnétique majoré par un champ magnétique [43, 87] créant un effet inductif entre les pistes.

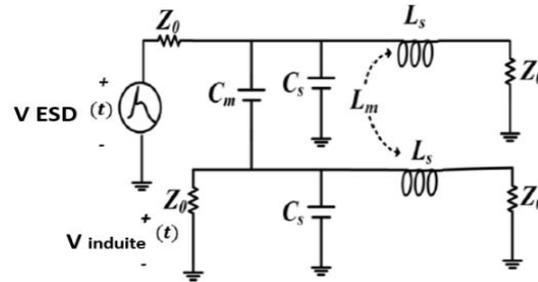


Figure III. 31. Circuit équivalent du couplage par diaphonie.

La relation du couplage correspond à la tension induite sur les pistes victimes est donnée par l'équation suivante :

$$V_{\text{induite}}(t) = \frac{1}{4} \left( \frac{L_M}{L_S} + \frac{C_M}{C_M + C_S} \right) \cdot (V_{ESD}(t) - V_{ESD}(t - 2t_f)) \quad (\text{III-35})$$

Où :  $C_S$  : capacité entre la piste et le plan de masse.

$C_M$  : capacité mutuelle du couplage entre les deux pistes.

$L_S$  : inductance de la ligne micro-ruban.

$L_M$  : inductance mutuelle du couplage entre les deux pistes.

$t_f$  : temps de couplage.

Les résultats précédents montrent une grande concordance entre les résultats de simulation et les essais expérimentaux, ce qui nous permet de valider nos modèles de simulation (pistolet *DES* et PCB), et calculer enfin le champ électromagnétique correspondant à une perturbation *DES*.

### III.7. CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était d'étudier et de simuler la propagation d'un phénomène *DES* sur des pistes de cartes électroniques, et de valider par les mesures expérimentales que les modèles des PCBs et le générateur d'impulsion *DES* développés sous logiciels de simulations CST et ADS pouvaient permettre une bonne quantification des phénomènes de propagation *DES*. Dans cette étude, nous avons repris les notions théoriques de lignes de transmission et nous avons utilisé un modèle 3D d'une ligne micro-ruban afin d'étudier l'approximation quasi-TEM en prenant en compte la gamme de fréquences qui nous intéresse jusqu'à 2GHz.

L'ensemble de ces mesures doit nous permettre de mettre en place une bibliothèque de simulation de modèles de propagation des *DESs* validé dans la majeure partie des cas des cartes électroniques rencontrées. Les travaux du prochain chapitre consistent à exploiter ces modèles de simulation et de prévoir des solutions et des techniques pour limiter les risques des décharges électrostatiques.

***Chapitre IV :***  
***Protection des Systèmes***  
***Electroniques Contre la***  
***Décharge Électrostatique***

# CHAPITRE IV

## PROTECTION DES SYSTEMES ELECTRONIQUES CONTRE LA DECHARGE ÉLECTROSTATIQUE

### INTRODUCTION

Les décharges électrostatiques (*DES*) peuvent avoir un impact considérable sur les composants électroniques que nous manipulons chaque jour. Elles provoquent des dysfonctionnements du système, des pannes directes, latentes voire intermittentes sur

les appareils électroniques. Ce manque de fiabilité peut impacter la réputation des entreprises et augmenter le coût de fonctionnement. C'est pourquoi, la démarche de contrôler efficacement les *DESS* dans les processus opérationnels doit être l'une des préoccupations majeures.

Dans ce chapitre nous allons voir les manifestations des *DESS* dans l'industrie électronique et la nécessité des protections externes à combiner dans les systèmes pour limiter le danger électrostatique. Un plan de protection *DES* répondant aux standards internationaux est appliqué en utilisant des équipements abordables. Nous avons utilisé la norme EN61340-5-1 [63] pour établir ce plan de protection *DES*. La norme se focalise sur les systèmes de mise à la terre des équipements, la mise à la terre des personnes, les emballages et la signalisation. De plus pour mettre en place le plan de protection, la norme EN 61340-5-1 décrit aussi les besoins de formations et la vérification de conformité.

Les mesures de mise à la terre comprennent les bracelets pour les opérations assises, et la combinaison tapis de sol et chaussures *DES* pour plus de mobilité.

Dans le chapitre précédent, nous avons vu la modélisation de la propagation des phénomènes *DESS* sur des cartes électroniques dans le cas de lignes simples et couplées. Ceci nous a permis de connaître les formes d'ondes générées. Pour poursuivre cette étude, nous allons nous intéresser aux effets des perturbations *DESS* sur une carte en fonctionnement incluant un circuit intégré. On pourra ainsi avoir le niveau de susceptibilité de ce circuit, c'est-à-dire le niveau de perturbation *DES* requis pour faire apparaître un dysfonctionnement. Après avoir effectué plusieurs tests de susceptibilité de ce circuit intégré implanté dans une carte PCB en fonctionnement, nous cherchons à trouver des solutions adéquates pour la protection des systèmes électroniques contre la décharge électrostatique.

#### **IV.1. DECHARGE ELECTROSTATIQUE DANS L'INDUSTRIE ELECTRONIQUE**

Pour que la conception d'un circuit ou d'une carte électronique soit réussie vis-à-vis de la protection *DES*, il est essentiel de connaître d'une part les décharges qui peuvent survenir sur le système mais aussi leur chemin privilégié. Après diverses études, il devient plus simple de choisir le type approprié de circuits et d'éléments de protection. Beaucoup d'efforts ont été développés pour caractériser l'impact des *DESS* sur différents composants au niveau de la fabrication et de l'assemblage sur des systèmes complets non alimentés. En revanche, moins de travaux ont été consacrés à la caractérisation de la menace *DES* sur des cartes en fonctionnement. Une *DES* est considérée comme une perturbation impulsionnelle avec des transitoires rapides et des temps de montée et de descente très brefs (de quelques centaines de ps à quelques dixièmes de ns). Ces variations rapides du signal sont les principales causes du contenu haute fréquence du spectre pouvant s'étendre jusqu'à quelques GHz [64,65], ce qui les classe dans les perturbations à large bande. Dans une première approximation, la fréquence de fonctionnement effective (Fig. IV.1) est donnée par la formule suivante :

$$F = \frac{0,35}{t_m} \quad (\text{IV-1})$$

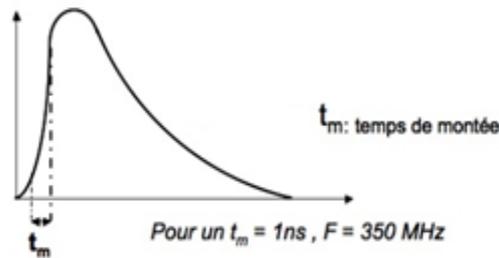


Figure IV.1. Bande passante effective approximée d'une perturbation impulsionnelle [65].

On se rend compte qu'avec des temps de montée rapides (quelques centaines de ps) et des amplitudes élevées, on obtient des bandes de fréquences importantes. De plus, ces perturbations peuvent affecter les circuits numériques avec leurs transitoires en courant ( $di/dt$ ) et en tension ( $dV/dt$ ) très rapide, comme des fautes logiques ou des pertes de périodes d'horloge.

Mon travail va donc permettre de définir des méthodologies de test pour prédire ces différentes perturbations qui peuvent apparaître sur des systèmes en fonctionnement. La figure IV.2 présente une faute logique générée par une *DES* sur une ligne de donnée numérique. Cette perturbation peut être vue, au niveau de l'entrée du circuit, comme une donnée ou une information entraînant une erreur de donnée (faute logique), voire même un arrêt du circuit si la *DES* vient perturber d'une façon ou d'une autre le signal *Reset* d'un microcontrôleur, par exemple.

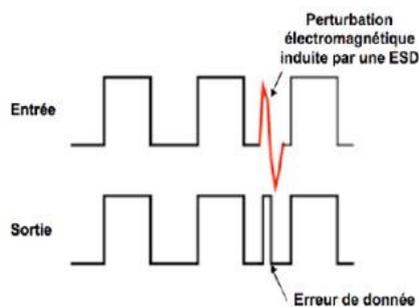


Figure IV.2. Cause d'une perturbation DES sur une ligne de donnée numérique.

## IV.2. PROTECTIONS POUR LIMITER LES DOMMAGES DUS AUX DESs

### IV.2.1. Protections passives sur l'environnement du composant

D'autre part, sur une chaîne de montage, le niveau de protection peut être augmenté au fur et à mesure des stades de fabrication (emballage des composants, etc.). Une zone protégée contre les *DESs* doit être considérée comme un lieu où tout est mis en œuvre pour minimiser les risques liés à l'électricité statique. A l'extérieur de ces zones, soit les risques de décharges électrostatiques sont inexistantes, soit les objets sensibles

doivent être correctement protégés. Ces zones protégées doivent être repérées par un marquage approprié (Fig. IV.3).



**Figure IV.3.** Panneaux d'identification d'une zone DES [18].

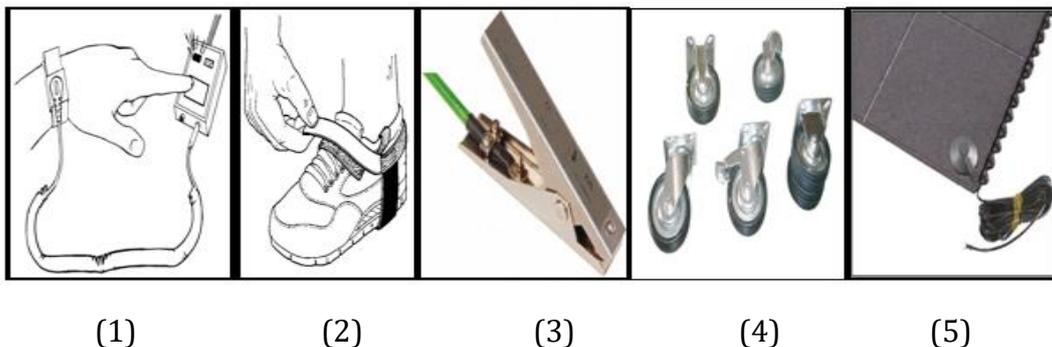
Une zone protégée peut être un simple un tapis pour dépannage ponctuel, un plan de travail, une salle, un atelier, toute l'entreprise. Tout objet à l'intérieur d'une zone de sécurité électrostatique doit impérativement posséder de bonnes caractéristiques électrostatiques et bien évidemment être utilisé correctement. De même le personnel doit être équipé de matériel de protection (bracelet, chaussures, vêtements, etc...). Pour cela, il est impératif de répertorier tous les objets nécessaires et suffisants au processus de travail. Comme déjà exposé, le principe de lutte contre l'électricité statique se résume dans les deux points suivants :

- Éviter la génération de charges
- Permettre la dissipation des charges.

Selon le processus de travail et les objets présents dans la zone protégée, il est important de définir la façon de mettre en œuvre les moyens pour respecter les deux points précédents. Ceci conditionnera la définition des matériels de protection et leur efficacité.

Les exemples ci-dessous résument des cas fréquemment rencontrés (Fig. IV.4)

1. Opérateur à poste fixe : mise à la terre par un bracelet.
2. Opérateur devant se déplacer : mise à la terre par le sol via les chaussures.
3. Matériels conducteurs ou dissipateurs : mise à la terre.
4. Matériel roulant : mise à la terre par le sol via les roues.
5. Limiter la génération de charge : emploi de matériaux antistatiques.



**Figure IV.4.** Cinq types pour limiter ou dissiper les charges électrostatiques.

Les rapports techniques [66] constituent les documents de référence publiés pour la protection contre l'électricité statique dans l'industrie de l'électronique. Dans ces documents, on trouvera toutes les spécifications concernant les différents matériels et les méthodes d'essai correspondantes, les contrôles à réaliser et leur périodicité, les recommandations concernant l'assurance qualité et la formation du personnel. Le tableau IV.1 donne des exemples de ces spécifications.

**Tableau IV.1.** Exemples de spécifications pour matériels [66].

| Elément  | Remarque   | Méthode d'essai   | Spécification   |
|--|--|---|---|
| Plan de travail (surface d'étagère, etc.), chariot | Peut être le plan de travail lui-même ou un tapis posé sur ce plan de travail ; il doit être dissipateur.  | Résistance de surface ( $R_s$ ) et résistance à la terre ( $R_g$ ).   | $10^4 \Omega < R_s < 10^{10} \Omega$<br>$7,5 \cdot 10^5 \Omega < R_g < 10^9 \Omega$   |
| Bracelet   | *Le bracelet en tissu ou en métal (salle blanche) doit assurer un bon contact avec le poignet. Les parties extérieures du bracelet et du cordon doivent être en matériau isolant.<br>*Le cordon doit contenir une résistance de limitation du courant.<br>*Le point de connexion ne doit pas être compatible avec un système de connexion autre que la mise à la terre | Mesure du bracelet seul : résistance à la terre ( $R_g$ ).<br><br>Mesure du cordon seul : résistance entre extrémités ( $R_e$ ).<br>Mesure du bracelet porté. | $R_g < 1 \cdot 10^5 \Omega$<br><br>$7,5 \cdot 10^5 \Omega < R_e < 5 \cdot 10^6 \Omega$<br><br>$7,5 \cdot 10^5 \Omega < R_g < 3,5 \cdot 10^7 \Omega$ |
| Gants  | -  | Résistance à un point de terre du gant porté.   | $7,5 \cdot 10^5 \Omega < R_g < 1 \cdot 10^{12} \Omega^*$  |
| Vêtements  | -  | Résistance de point à point ( $R_p$ ).  | $R_p < 1 \cdot 10^{12} \Omega^*$  |
| Outil  | -  | Résistance à la terre ( $R_g$ ).  | $R_g < 1 \cdot 10^{12} \Omega^*$  |
| Sol/chaussure                                      | Lorsqu'il n'est pas possible de relier le personnel à la terre par un bracelet (magasin, etc.), la mise à la terre peut se faire par le sol et   | Mesure du sol.<br><br>Résistance à un point de terre.<br>Mesure des chaussures portées.   | $R_g < 1 \cdot 10^9 \Omega$<br><br>$5 \cdot 10^4 \Omega < R < 1 \cdot 10^8 \Omega$  |

|         |  |                        |                                       |
|---------|--|------------------------|---------------------------------------|
|         | les chaussures. Le sol et les chaussures doivent être dissipateurs ou conducteurs. |                        |                                       |
| Siège   | Toutes les parties du siège doivent être dissipatrices (tissu, roues, etc...).     | Résistance à la terre. | $R_g < 1.10^{10} \Omega$              |
| Chariot | *Roues dissipatrices.<br>*Plateau utilisé comme plan de travail.                   | Résistance à la terre. | $7,5.10^5 \Omega < R_g < 10^9 \Omega$ |

### IV.2.2. Protections actives sur l'environnement du composant

Une protection active face aux *DESS* doit être capable d'empêcher la tension de s'élever dans le circuit, de contrôler la circulation des courants de décharge, tout en étant elle-même, la plus robuste possible. Pour protéger le circuit, il existe deux sortes de stratégies : la première, avec l'appellation anglaise « on-chip protection », est intégrée directement dans le circuit à protéger au niveau des ports d'entrées-sorties ainsi que des alimentations [67]. Cette stratégie de protection permet de protéger le circuit lors de sa manipulation par une personne ou une machine. Cependant, au niveau système, les effets des décharges sont plus intenses qu'au niveau du composant. Pour limiter ces effets, des protections externes sont placées au plus près des points de décharges, comme sur les connecteurs ou juste à côté du composant à protéger. Pour protéger les circuits contre les *DESS*, le concepteur peut donc ajouter une protection externe ou choisir des circuits intégrés *CI* ayant des niveaux élevés de protection intégrée.

Parmi les différents composants utilisés pour la protection contre les *DESS*, nous retrouvons des varistances, des diodes PN, des diodes Zener, des diodes Schottky et les diodes de suppression de transitoires (TVS : Transient Voltage Suppression). Dans le cas des lignes de transmission à haute fréquence, les éléments de protections les plus répandus sont les diodes Zener et les diodes de suppression [68]. Nous allons examiner le principe de fonctionnement de chaque élément afin de mieux comprendre comment ils protègent les circuits [86].

#### IV.2.2.1. Diodes PN

Les diodes à jonction PN ont de nombreuses applications dans les circuits électroniques et on les retrouve principalement dans des montages de convertisseurs statiques. Les diodes de redressement permettent de transformer le courant alternatif en courant continu. Si l'on observe la caractéristique statique d'une diode à jonction PN (Fig. IV.5), on remarque deux zones de fonctionnement bien distinctes : fonctionnement en direct et le fonctionnement en inverse.

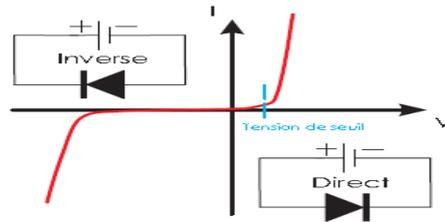


Figure IV.5. Caractéristique statique d'une diode à jonction PN.

En configuration de protection, il est possible d'exploiter ces deux zones de fonctionnement afin d'obtenir un niveau de protection adapté au circuit à protéger. Tant que la tension d'entrée reste inférieure aux seuils de déclenchement (en polarisation directe et inverse), la diode présente une impédance quasi-infinie. Par contre si cette tension d'entrée dépasse la tension de seuil en polarisation directe ou la tension d'avalanche en polarisation inverse, la diode entre en conduction et protège ainsi les circuits sensibles des surcharges.

Les caractéristiques statiques des diodes PN diffèrent selon la technologie employée, mais elles restent globalement une bonne solution de protection. Le seuil de déclenchement en polarisation directe peut être ajusté en combinant plusieurs diodes [69,70]. En polarisation inverse, ce type de diode présente également d'excellentes performances mais la difficulté provient du seuil de déclenchement inverse qui est relativement élevé et qui n'est pas forcément adapté pour protéger les circuits intégrés de dernière génération.

Quand elle est utilisée comme élément de protection, et quel que soit sa polarisation, une diode est d'autant plus performante lorsque :

- son seuil de déclenchement est adapté aux conditions électriques du circuit à protéger,
- sa capacité parasite n'affecte pas le comportement nominal du circuit à protéger.

Ces conditions ne peuvent être remplies conjointement car en général plus le seuil de déclenchement est bas et plus la capacité parasite est élevée, et il est donc nécessaire de choisir un type de diode en fonction de l'application à laquelle elle va être destinée. Ainsi nous allons présenter les différents types de diodes qui existent pour protéger les circuits, et dans certains cas nous comparerons leurs caractéristiques statiques avec celles des diodes à jonction PN que nous avons choisies comme référence.

#### IV.2.2.2. Diodes Zener

A la base, les diodes Zener sont utilisées comme régulateur de tension dans les circuits électroniques. Cependant, les mécanismes de fonctionnement en inverse de cette diode sont particulièrement appréciés pour protéger les circuits contre les surtensions.

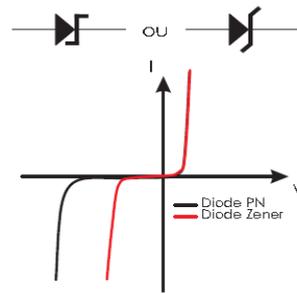


Figure IV.6. Caractéristique statique d'une diode Zener.

La caractéristique statique d'une diode Zener ainsi que son symbole sont représentés à la figure IV.6. Contrairement aux diodes PN, ce type de diode a été conçu pour conduire en polarisation inverse dès que la valeur de la tension inverse dépasse un certain seuil, appelé tension de Zener. Suivant les caractéristiques électriques et physiques de la diode, le seuil de déclenchement en polarisation inverse peut varier d'environ 1 V à plusieurs centaines de volts. En configuration de protection, cette caractéristique est fondamentale et le concepteur dispose d'une large variété de diodes ce qui lui offre une certaine liberté dans le choix des niveaux de protection. Cependant, ces composants ont tout de même des limites qui font qu'ils ne peuvent s'insérer dans n'importe quel type d'application.

En effet, la capacité parasite associée à ce type de diode est souvent élevée (30 pF au minimum) et il n'est donc pas envisageable d'introduire des diodes Zener pour protéger les interfaces d'entrée/sortie à haut-débit car le risque de distorsion du signal est réellement élevé.

Intrinsèquement, il est possible de modifier la constitution et le dimensionnement des diodes afin de diminuer la capacité parasite mais cela a pour principal effet de diminuer leur tenue aux *DESS*.

#### IV.2.2.3. Diodes Schottky

Les diodes Schottky font partie des solutions de protections contre les perturbations transitoires de type DES. Ces diodes sont principalement utilisées en polarisation directe car elles ont une tension de seuil dans la gamme de 0,15 V à 0,45 V (contre 0,6 V pour les diodes PN) ce qui permet d'obtenir une limitation en tension très basse.

Cette caractéristique fait que ce type de diode est une excellente alternative aux diodes PN qui ont un seuil de déclenchement plus élevé. Ces diodes ont la particularité d'être des diodes rapides, c'est-à-dire qu'elles possèdent un temps de commutation très court. Ainsi, cette diode est naturellement employée pour protéger les circuits contre les transitoires rapides compte tenu de son excellente réactivité. En comparaison avec les diodes PN, les diodes Schottky sont beaucoup plus fragiles en fonctionnement inverse car elles ont une tension de claquage plus faible.

De plus, le courant de fuite associé à ce régime de fonctionnement est plus important que dans une diode PN ce qui limite son utilisation dans certaines applications.

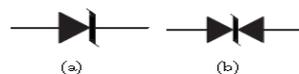
#### IV.2.2.4. Diodes TVS

Ce type de protection connaît un large succès dans la commercialisation des solutions de protection. Les fabricants de ce type de protection utilisent des dénominations commerciales différentes pour qualifier ce type de produit. La plus populaire reste la dénomination TVS (Transient Voltage Suppressor) qui a été initiée par les firmes Fairchild et NXP [86]. Cependant, certains fabricants utilisent d'autres dénominations comme la marque Transil chez le fabricant ST-Microelectronics et la marque TranZorb pour la société Vishay. Malgré ces différentes dénominations, la fonction principale reste la même et le but est de protéger les circuits intégrés contre différents types de perturbations transitoires en les écrêtant afin de maintenir une certaine tension de protection pendant la durée de la perturbation. Les diodes TVS ont été spécialement conçues pour supporter de brèves surintensités et leur fonctionnement est analogue à celui d'une diode Zener. De plus, ces diodes ont une excellente réactivité car leur temps de réponse est particulièrement faible (quelques centaines de picosecondes). Cette propriété n'est pas négligeable lorsque l'on sait que la plupart des perturbations transitoires ont des temps de montée ultra brefs. Selon la taille de la puce, ces protections sont capables de laisser passer des courants pouvant aller jusqu'à quelques centaines d'ampères crête et elles peuvent supporter des énergies de l'ordre de 0,5 à 7 joules pendant 1 ms [71].

L'une des originalités de cette solution de protection est qu'il existe sur le marché, différents modèles unidirectionnels et bidirectionnels :

- Protection unidirectionnelle : la protection est utilisée comme une diode Zener, elle écrête seulement en inverse. Cette protection est parfaitement adaptée pour des signaux unipolaires.
- Protection bidirectionnelle : la protection écrête dans les deux sens. Ce type de protection est équivalent à deux diodes Zener en opposition montées en série. Au niveau applicatif, ces éléments sont plutôt adaptés à la protection des signaux alternatifs.

Les symboles électriques associés à ces modèles sont exposés à la figure IV.7.



**Figure IV.7.** (a) Symbole d'une protection TVS unidirectionnelle ; (b) Symbole d'une protection TVS bidirectionnelle.

Le choix d'une protection TVS s'effectue selon plusieurs critères comme la tension d'utilisation souhaitée (5 à 200 V), le type de boîtier et la puissance crête supportée (400 à 1500 W pour une surcharge de durée 1 ms).

### IV.2.3. Principe de fonctionnement d'une protection DES

De manière très simplifiée, le principe de fonctionnement d'une protection DES peut être assimilé à un interrupteur. La figure IV.8 présente une structure de protection, contrôlée par un circuit de détection, prenant en charge les DESs entre un port d'entrée-sortie et la masse.

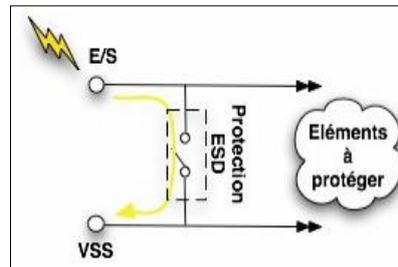


Figure IV.8. Schéma de principe d'une protection DES.

Lorsque le circuit est en régime de fonctionnement normal, la protection ne doit pas perturber le fonctionnement global du circuit et donc se comporter comme un interrupteur ouvert. En revanche, lors de l'apparition d'une décharge électrostatique, la protection doit se comporter comme un court-circuit, créant ainsi un chemin de très faible impédance entre le plot et la masse. Ce chemin permet de dériver la majeure partie du courant de la décharge et de limiter l'élévation de tension aux bornes du circuit protégé.

### IV.2.4. Spécifications souhaitées pour une protection DES

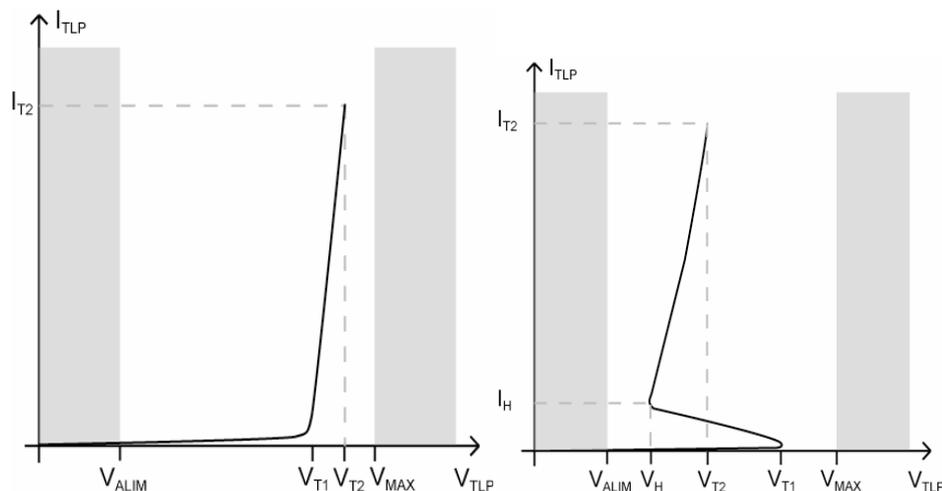
Pour être un bon élément de protection, une protection DES doit répondre à plusieurs spécifications associées à son état bloqué, son état passant et au contrôle de sa commutation entre les deux états. La protection idéale doit être :

- Transparente : c'est-à-dire ramener une valeur minimale d'éléments parasites (capacité ou résistance) et son courant de fuite doit être minimisé.
- Robuste : ce qui se traduit par sa capacité à résister à la décharge tout en évitant la destruction du circuit à protéger.
- Efficace : elle doit être capable de limiter efficacement la tension et donc de protéger le circuit intégré contre les DESs à fort courant. Il est très souvent nécessaire d'implanter des structures de protection en configuration multi-doigts permettant ainsi d'évacuer une quantité de courant plus importante.
- Compacte : les circuits de protection sont implantés dans les plots d'alimentation et de connexion, dans lesquels la surface mise à leur disposition est réduite dans l'optique de la miniaturisation du circuit. En raison de la largeur limitée des blocs entrée-sortie, ces structures de protection pourront être aussi implantées sous le plot.

- Rapide : elle doit avoir un temps de déclenchement très faible (très inférieur à la nanoseconde) pour évacuer, par exemple, des décharges de type *CDM*.
- Simple : toute étape rajoutée au procédé technologique de fabrication d'un circuit pour améliorer la robustesse des circuits de protection est coûteuse. Elles doivent donc respecter les procédés de fabrication de la technologie.

### IV.3. CRITERE DE DEFAILLANCE ET MARGE DE CONCEPTION

Les structures de protection DES présentent généralement deux types différents de caractéristiques dynamiques courant/tension. Ces caractéristiques sont expérimentalement obtenues avec un équipement de test dédié ou TLP (Transmission Line Pulsing). La première caractéristique de la figure IV.9 possède un régime de forte impédance pour des faibles niveaux de courant, et un régime de faible impédance pour des tensions supérieures à la tension de déclenchement  $V_{T1}$ . Le couple courant/tension  $(I_{T2}, V_{T2})$  correspond au point de défaillance de la structure. La seconde caractéristique est singulière des structures à retournement. A son déclenchement, la protection entre dans son régime de conduction et soutient une tension plus faible que la tension de déclenchement. Cette tension de maintien  $V_H$  est intéressante pour la protection car elle permet de supporter, à puissance équivalente, un plus fort niveau de courant par rapport à un comportement sans retournement.



**Figure IV.9.** Caractéristiques typiques dynamiques de protections DES, sans et avec retournement.

La figure IV.10 représente les marges (ou fenêtre) de conception que doit respecter une structure de protection *DES* lors de son développement. Celles-ci varient en fonction du circuit à protéger.

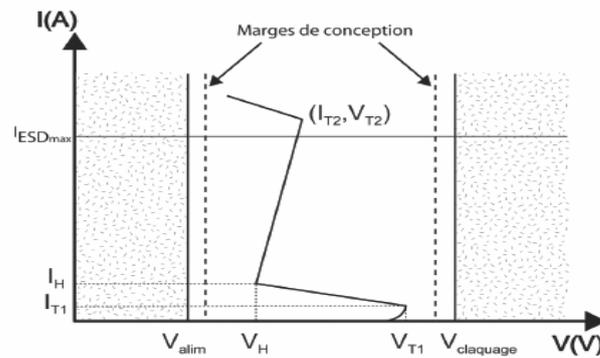


Figure IV.10. Marges de conception d'une structure de protection DES présentant un retournement.

La caractéristique électrique ( $I$ - $V$ ) du dispositif de protection doit être contenue entre deux valeurs de tensions imposées par le circuit à protéger. La limite basse de tension correspond à la tension d'alimentation du circuit, elle est notée  $V_{alim}$ . Ceci implique que la structure de protection ne doit pas se déclencher pour des valeurs de tension inférieures à  $V_{alim}$  afin de ne pas perturber le circuit lorsque celui-ci est en régime de fonctionnement normal. La limite haute de tension quant à elle correspond à la tension maximale supportable par le circuit avant sa destruction. Cette dernière peut correspondre à la tension de claquage d'un oxyde ou d'une jonction et est notée  $V_{claquage}$ . Par conséquent, la tension de déclenchement de la structure  $V_{T1}$  doit demeurer inférieure à  $V_{claquage}$ . La marge de bruit correspondant à des tolérances de 10% sur la limite basse de tension est également représentée sur la figure IV.10. Pour une structure avec retournement (ou repliement), la tension minimale  $V_H$  présentée par la structure de protection doit être supérieure à  $V_{alim}$ . Une fois repliée, la structure de protection présente une résistance à l'état passant  $R_{ON}$ . Une faible valeur de celle-ci permet de rendre la structure plus robuste face à une DES. Le courant de défaillance  $I_{T2}$  correspond au maximum de courant supportable par la structure. Le courant  $I_{DESmax}$  représente la valeur de la robustesse demandée à la structure.

#### IV.4. SIMULATION DE L'IMPACT D'UNE PERTURBATION DES SUR LE FONCTIONNEMENT DE COMPOSANTS LOGIQUES ELECTRONIQUES

Une large variété de scénarios sur les tests *DES* est employée comme base pour des standards [18]. Cependant, il est très important de distinguer la différence qui existe entre les tests *DES* réalisés à l'échelle du système de ceux réalisés à l'échelle du composant.

Les fabricants des circuits intégrés fournissent généralement avec leurs produits des détails techniques sur les tests *DES*. Cependant, dans la plupart des cas, ces informations sont basées sur des tests effectués au niveau du composant (*HBM*, *MM* et *CDM*) et non pas au niveau du système [72], ce qui crée une confusion chez l'utilisateur.

De plus la plupart des tests *DES* effectués au niveau du circuit intégré ne prennent pas en compte les erreurs des données (changement d'état logique, reset imprévu, etc...)

contrairement aux tests effectués au niveau du système qui eux sont appliqués sur le système quand il est en fonctionnement [73].

Les tests de simulation menés lors de cette portion d'étude permettent la détection d'erreurs logicielles d'un circuit intégré soumis à des décharges électrostatiques basés sur la norme IEC 61000-4-2, tout en utilisant les outils dédiés à la CEM.

#### IV.4.1. Description du banc de test

Notre but est donc de proposer une méthodologie de prédiction de la susceptibilité des circuits intégrés face à des agressions DES. Pour cela, nous avons repris le modèle de la carte de test utilisée dans le chapitre 3, la configuration des lignes micro-rubans couplées de cette carte va nous permettre d'évaluer la susceptibilité d'un circuit intégré CMOS par plusieurs méthodes d'injection de l'impulsion *DES*, que ce soit en mode conduit ou en mode rayonné.

Il est également envisageable que le circuit fasse l'objet d'une campagne d'investigation plus vaste ou de stress *DES* (positifs et négatifs) seront injectés à chaque niveau de tension IEC comme indiqué par la norme, avec des pas de 500 V entre 2 niveaux de tension. L'injection des perturbations *DES* est appliquée sur la broche entrées/sorties, comme indique la figure IV.11.

La réponse du circuit sous test aux impulsions injectées dépend de plusieurs paramètres tels que : la fréquence, la largeur, le temps de montée et de descente, l'amplitude et la polarisation de l'impulsion. Chacun de ces paramètres incite une réaction du circuit qui se manifeste sous différents aspects : la réponse temporelle de l'entrée, la réaction des diodes de protection *DES* et d'éventuelles résonances qui peuvent se former au niveau du package et de la capacité d'entrée [74].

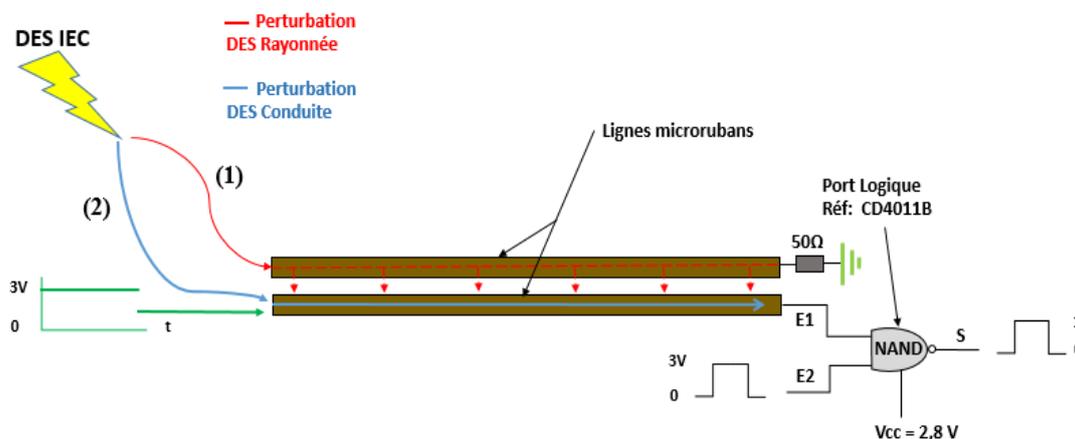


Figure IV.11. Principe d'injection de stress *DES* sur un système alimenté.

Comme le montre la figure IV.11, nous chercherons un moyen de donner un modèle simple de la propagation du stress *DES*, depuis la génération de celui-ci jusqu'à l'impact (la faute) introduit sur les circuits intégrés.

En ce qui concerne le mode d'injection choisi dans cette étude, nous avons réutilisé les modèles des cartes PCB détaillé dans le chapitre 3. La configuration de ces lignes micro-rubans nous permet d'injecter des perturbations en modes conduit et rayonné.

Pour la génération des stress *DES* sur la carte de test en fonctionnement, on utilise le modèle électrique du pistolet électrostatique suivant la norme IEC. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, grâce à ce modèle de générateur nous maîtrisons parfaitement les phénomènes de propagation et de couplage apparaissant sur le système sous test.

Le port logique de circuit intégré a deux entrées  $E_1$  et  $E_2$ , dont ils sont alimentées respectivement par une alimentation continue et pulsé par un signal carré de 3V. La tension d'alimentation du circuit intégré, dispose d'une alimentation continu de 2,8V (notée  $V_{cc}$  dans la figure IV.11).L'utilisation de la tension continue pour alimenter le port d'entrer  $E_1$ , a pour but de ne pas perturber tous les composants et limiter les propagations de parasites dans les lignes micro-rubans.

#### IV.4.2. Description de composant logique utilisé dans la simulation

Nous avons utilisé comme composant sous test (CST) un port logique NAND inspiré du CI : CD4011B [75] réalisé en technologie CMOS (Complementary Metal Oxyde Semi-conductor) 0,12 $\mu\text{m}$ , elle est composée de deux transistors MOS canal P ( $Q_1$  et  $Q_2$ ) et de deux transistors MOS canal N ( $Q_3$  et  $Q_4$ ) (Fig. IV.12). L'utilisation de cette technologie permet de travailler avec de très faibles niveaux d'énergie et une fréquence élevée de quelques MHz, en revanche cela entraîne des seuils de destruction ou de mauvais fonctionnement de plus en plus bas. Pour des circuits intégrés CMOS, le seuil énergétique de destruction se situe entre ( $10^{-3}$  et  $10^{-2}$ ) mJ pour des impulsions de largeur égale ou inférieure à 1  $\mu\text{s}$  [39]. Des valeurs 10 à 100 fois inférieures sont suffisantes pour provoquer un dysfonctionnement.

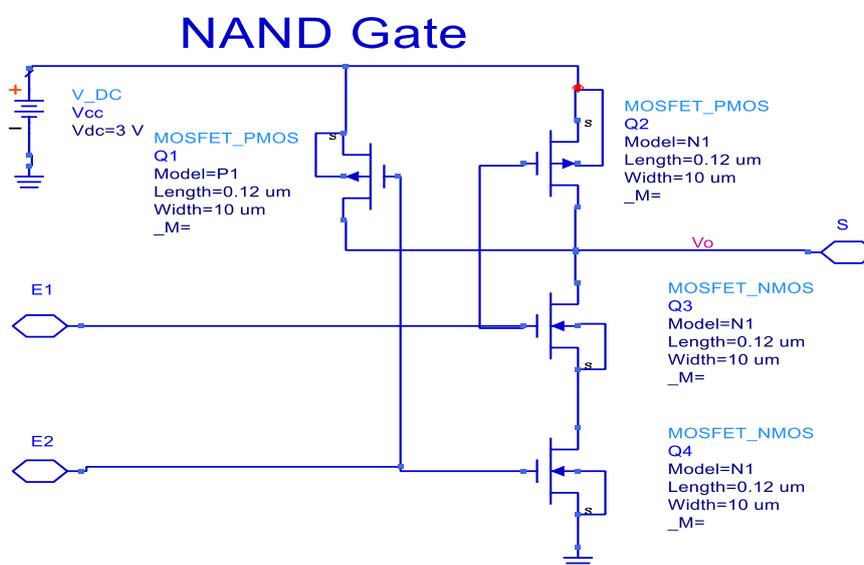


Figure IV.12. Port logique NAND CMOS à deux entrées à base des MOSFET NMOS ET PMOS.

La structure de la figure IV.12 présente un opérateur NAND CMOS à deux entrées. Son étude est présentée de manière synthétique dans le tableau IV.2.

**Tableau IV.2.** Etats de port logique NAND en fonction des niveaux logique en entrées.

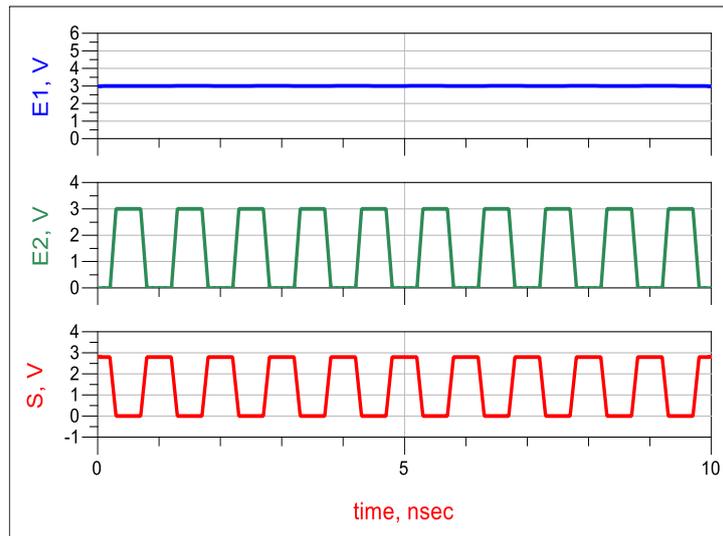
| Niveaux Logique d'entrée |                | Tension d'entrée (V) |                | Etat des transistors |                |                |                | Niveau logique de sortie | Tension de sortie (V) |
|--------------------------|----------------|----------------------|----------------|----------------------|----------------|----------------|----------------|--------------------------|-----------------------|
| E <sub>1</sub>           | E <sub>2</sub> | E <sub>1</sub>       | E <sub>2</sub> | Q <sub>1</sub>       | Q <sub>2</sub> | Q <sub>3</sub> | Q <sub>4</sub> | S                        | S                     |
| 0                        | 0              | 0                    | 0              | P                    | P              | B              | B              | 1                        | V <sub>cc</sub>       |
| 0                        | 1              | 0                    | 3              | P                    | B              | B              | P              | 1                        | V <sub>cc</sub>       |
| 1                        | 0              | 3                    | 0              | B                    | P              | P              | B              | 1                        | V <sub>cc</sub>       |
| 1                        | 1              | 3                    | 3              | B                    | B              | P              | P              | 0                        | 0                     |

La tension d'alimentation (notée  $V_{cc}$ ) de ces circuits peut être choisie entre 3 et 18 V en CMOS, les niveaux logiques correspondent pratiquement aux tensions extrêmes : 0V pour état logique <<0>> et  $V_{cc}$  pour état logique <<1>>. Ceci est dû aux faibles chutes de tension dans les transistors. Les valeurs limites des tensions sont fixées par rapport à la tension d'alimentation (Tableau IV.2).

#### IV.4.3. Evaluation de susceptibilité et méthode de détection défaut

Chaque mesure de susceptibilité prend toute sa signification à partir du moment où un critère de susceptibilité est défini. Pour cette méthode, nous avons utilisé un critère de susceptibilité simple et usuel basé sur le principe de l'observation du bon fonctionnement d'un composant face à une série d'agressions *DES*.

En l'absence d'une perturbation externe, le circuit effectue un cycle de comptage complet c'est-à-dire qu'il compte de 0 à 10. En présence d'une perturbation, et lorsque le niveau de cette dernière devient critique, nous remarquons un dysfonctionnement dans le cycle de comptage, par exemple le circuit n'est plus capable d'achever son cycle, ou bien il compte d'une manière aléatoire, etc... Dans ce cas de figure, nous retenons la dernière valeur de la puissance de perturbation responsable de cette défaillance, ensuite nous incrémentons la fréquence. La figure IV.13 montre les tensions d'entrées  $E_1$ ,  $E_2$  et la sortie  $S$  de port logique avec un cycle de 10.



**Figure IV.13.** Représentation des signaux d'entrées et sortie du DST.

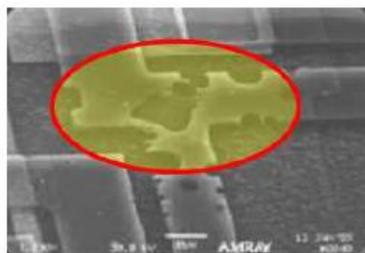
La perturbation est injectée sur les lignes micro-rubans en entrée. Le critère de susceptibilité est défini à la sortie du dispositif sous test de la façon suivante :

A partir d'un certain niveau de perturbation en entrée, si le signal en sortie présente l'un des phénomènes suivants : doublement de période, forte dégradation, niveau de bruit très élevé, erreur logique, etc..., nous considérons le composant comme défaillant.

Toutefois, si le niveau en entrée atteint un niveau très élevé et que nous n'avons toujours pas atteint l'état critique en sortie, dans ce cas le circuit intégré est considéré détérioré à cause de forte injection de tension en entrée et un endommagement physique du composant est enregistré.

#### IV.4.4. Erreurs logiques et physiques

Une erreur logique est une erreur logique correspondant à un changement anormal du niveau logique ((1) logique à la place d'un (0) ou glitch (dysfonctionnement du matériel informatique hardware répercuter par le blocage de logiciels software), un reset imprévu, un latchup qui est défini juste après la figure IV.14 [76]. Cette erreur est sans dommage pour le circuit, contrairement aux erreurs physiques qui peuvent endommager le circuit comme le montre la figure IV.14.



**Figure IV.14.** Exemple de fissures dans les pistes d'une PCB dues à des DESs très intenses.

Un latchup est la mise en conduction d'un thyristor (structure PNPN) parasite présent dans tous les circuits intégrés CMOS [77], qui en condition normale est inactif. Ce phénomène crée un chemin de conduction parasite directe entre la masse et l'alimentation et, par conséquent, cause un échauffement supplémentaire important dans le circuit et entraîne une forte augmentation de la consommation. Le court circuit engendré peut conduire à la destruction du circuit si le courant de l'alimentation n'est pas contrôlé. Le désamorçage de cet effet passe généralement par une coupure de l'alimentation et entraîne donc une réinitialisation du circuit [78].

Le latchup peut être considéré dans certains cas comme une erreur physique. En effet, ce phénomène est capable de détruire le circuit si le courant fourni par la tension de polarisation augmente brutalement et atteint un niveau critique. Ces dommages vont du vieillissement prématuré du circuit (défaut latent) jusqu'à la création de court-circuit ou de circuit ouvert (défaillance sévère), en passant par une augmentation des courants de fuite ou d'alimentation du circuit intégré (défaillance légère). Les défaillances thermiques se produisent lorsque la température excède la température critique d'un matériau. Selon l'amplitude et la durée du courant, cela va entraîner sa fusion partielle ou totale [79].

#### IV.4.5. Techniques d'injection des perturbations *DES*

Pour tester les défaillances, il est nécessaire d'injecter des *DESs* dans les systèmes. Deux problèmes se posent alors, le choix du stress et la façon d'injecter ce dernier en respectant une configuration la plus réaliste possible.

Concernant le choix du stress, la IEC 61000-4-2 est la seule référence officielle, étant la seule norme. Cependant pour le mode d'injection peut se faire par contact, on parlera de mode conduit, ou par rayonnement (mode rayonné).

- Le couplage par conduction : les perturbations conduites sont transmises par un câble (lignes d'alimentation, bus de transmission de données, câbles de masses, terre, capacités parasites, etc...).
- Le couplage par rayonnement : il se manifeste par un champ magnétique (couplage inductif) et un champ électrique (couplage capacitif) associés, également appelé diaphonie.

Les perturbations rayonnées peuvent ensuite être propagées vers la victime par conduction. La victime représente tout système susceptible d'être perturbé. Pour notre étude, la victime sera le port logique NAND. Nous mettrons en évidence, quelque soit le mode de couplage, un dysfonctionnement au niveau du circuit logique par un changement d'état sur la sortie de ce dernier.

##### IV.4.5.1. Méthode d'injection directe

Le principe de la méthode comme le montre la figure IV.15 consiste à injecter directement sur la broche du composant un stress *DES* via une capacité de couplage (capacité RF) dont la valeur peut varier de 1 nF à 10 nF, il est possible de rajouter une

résistance placée en série avec la capacité pour limiter le courant d'injection. La valeur de cette dernière peut être choisie par défaut à  $0 \Omega$ . D'autres valeurs jusqu'à  $100 \Omega$  peuvent être choisies si elles sont fonctionnellement exigées. La perturbation est créée par un générateur de test *DES*. Cette méthode d'injection directe de puissance, appelée DPI (Direct Power Injection), fait partie des normes de mesure de susceptibilité CEM des circuits intégrés IEC62132 [80]. Son objectif, au niveau de la CEM, est basé sur la puissance minimale à injecter pour induire une défaillance au niveau du circuit sous test.

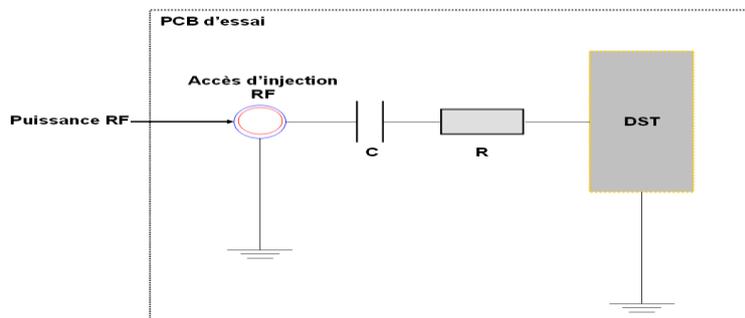


Figure IV.15. Principe d'injection par DPI [80].

Cette méthode est très simple à utiliser et peut être modélisée facilement par une simple capacité, pour des basses fréquences. Cependant, l'injection, en termes de fréquence, est limitée à 1 GHz par la présence d'une inductance parasite liée à la capacité d'injection. Pour cette méthode, l'injection du stress *DES* va s'effectuer directement sur une ligne micro-ruban d'injection (de l'alimentation continue jusqu'à la broche d'entrée  $E_1$  du composant sous test).

#### IV.4.5.2. Méthode d'injection par diaphonie

Le couplage par diaphonie entre pistes électriques est celui proposé par Sébastien Bazolli pour ses travaux de recherche sur la susceptibilité des circuits intégrés [81].

Dans ce type d'agression, l'injection se fait à l'aide d'un couplage entre une ligne perturbée et une ligne émettrice comme le montre la figure IV.16.

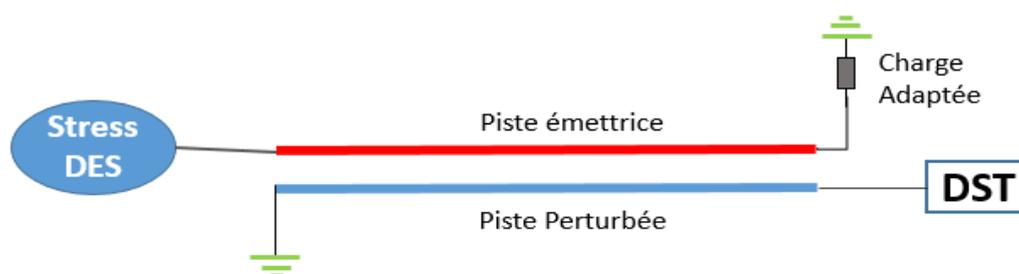


Figure IV.16. Circuit d'injection à base de couplage entre lignes.

L'avantage de ce type d'injection est que le couplage électromagnétique est uniformément distribué le long de deux lignes de propagation parallèles et très proches. Dans ce cas, le couplage est effectué sur une longueur de 5 cm avec des pistes de largeur

1,6mm et un espacement de 3 mm (Fig. IV.16). Nous rappelons que l'impédance caractéristique de cette ligne est de  $50 \Omega$  (largeur de ligne : 1,6 mm, épaisseur du diélectrique « FR4 » : 0,8 mm).

Une des pistes est connectée au modèle de générateur *DES* selon IEC, et sur une impédance de charge, une résistance  $50 \Omega$  constituant le dispositif émetteur. La valeur de la charge en bout de cette piste a été choisie pour avoir une adaptation d'impédance entre la charge et la ligne elle-même, afin de limiter les réflexions sur la piste et ainsi avoir seulement une perturbation incidente.

#### IV.4.6. Modélisation par simulation de banc de test complet

La modélisation électrique est un outil de plus en plus employé pour simuler le comportement en immunité ou bien en émission des circuits intégrés [82]. Elle remplace souvent les campagnes de mesures qui exigent une mise en place lourde et coûteuse en termes de travail. Une modélisation globale de l'environnement de test (pistolet *DES*, carte PCB, port logique sous test) est réalisée sous le logiciel de simulation électrique ADS. Le but de cette modélisation consiste essentiellement à pouvoir déterminer par simulation le niveau de la perturbation injectée en différents endroits du circuit imprime.

La figure IV.17 montre les éléments composants le modèle de simulation. Au niveau de ce schéma, nous avons fourni la partie représentant le modèle d'injection par le pistolet de décharge électrostatique conformément à la norme IEC en appliquant la méthode d'injection DPI et la méthode de diaphonie. Le bloc de générateur *DES* et la carte PCB ont déjà été présentés dans le chapitre 3. Pour simplifier les modèles de simulation au niveau du circuit intégré CD4011B [75], seulement un port logique NAND a été pris en compte dans cet essai de simulation.

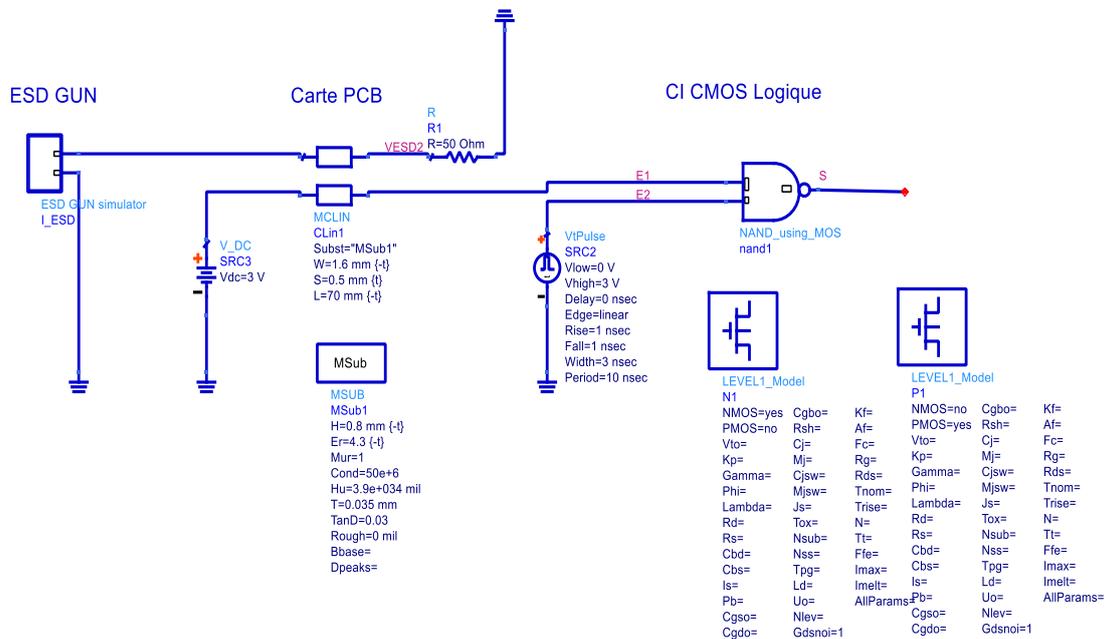


Figure IV.17. Modélisation du système comportant Générateur DES, Carte PCB, CST sur ADS.

## IV.5. RESULTATS DE SIMULATIONS EN UTILISANT LE MODE D'INJECTION

Dans ce paragraphe, nous allons présenter des simulations sur la carte de test en fonctionnement pour comprendre les effets d'une propagation *DES* sur celle-ci.

Pour toutes ces simulations effectuées dans cette partie, nous avons utilisé le modèle de générateur *DES* IEC pour injecter des stress avec des amplitudes et de polarisations variables. Des stress *DES* sont réalisés avec des pas de 500 V entre 2 niveaux de tension, comme indiqué par la norme IEC [15]. L'erreur logique est détectée lorsque la forme de signal de la sortie S a subit l'un des critères de susceptibilités décrit précédemment. Le produit est considéré défaillant lorsque l'amplitude de la tension de signal d'entrée  $E_1$  et sortie S dépasse 18 V qui correspond à la valeur maximum de la tension dans la fiche technique du circuit intégré [75].

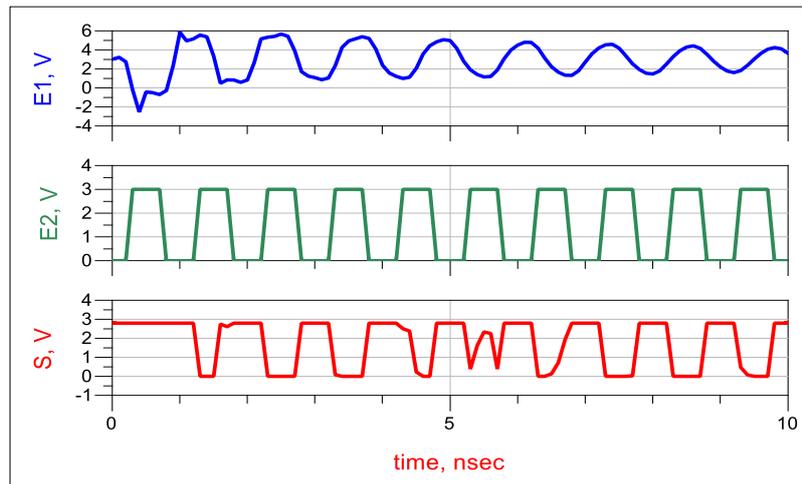
Nous avons exploité les deux modes d'injection (Diaphonie et DIP), afin de coupler la perturbation de décharge électrostatique par ces deux méthodes d'injection conformément aux règles de l'art de la CEM.

### IV.5.1. Injection d'une impulsion *DES* sur l'entrée d'un circuit avec la méthode diaphonie.

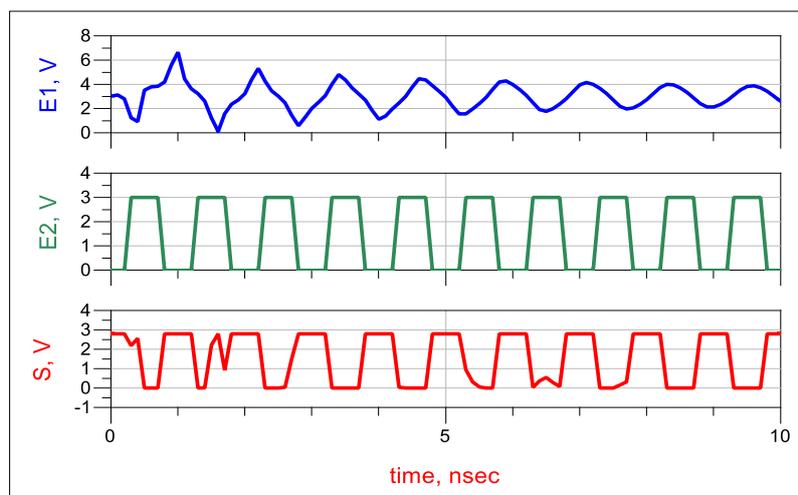
Lors de cette étude, nous nous sommes intéressés à faire varier l'amplitude et la polarisation de l'impulsion injectée. Pour étudier l'influence de l'état logique de sortie et la défaillance du port logique à travers l'injection de la perturbation *DES* sur une piste micro-ruban terminé par une charge résistive de 50  $\Omega$ . Cette piste perturbatrice est couplée par diaphonie sur longueur 80mm et un espacement de 3 mm avec une autre piste qui alimente l'entrée du port logique, plusieurs cas d'études ont été effectués :

#### ❖ Niveau logique de l'entrée $E_1$ à l'état <<1>>

Le composant sous test est stressé sur l'entrée  $E_1$  du port logique, une première fois en fonctionnement normal, alors que l'entrée  $E_1$  est alimenté par une source de tension continue de 3 V (niveau logique  $E_1$  <<1>>, sortie S port logique dépend de l'entrée  $E_1$ ,  $E_2$  et aussi de la perturbation *DES* induite). Les résultats des simulations sont présentés dans la figure IV.18 pour une impulsion *DES* positive et dans la figure IV.19 pour une impulsion *DES* négative. Les courbes bleue et verte correspondent aux signaux en entrée du dispositif sous test respectivement  $E_1$ ,  $E_2$  et la courbes rouge correspondent au signal en sortie S.



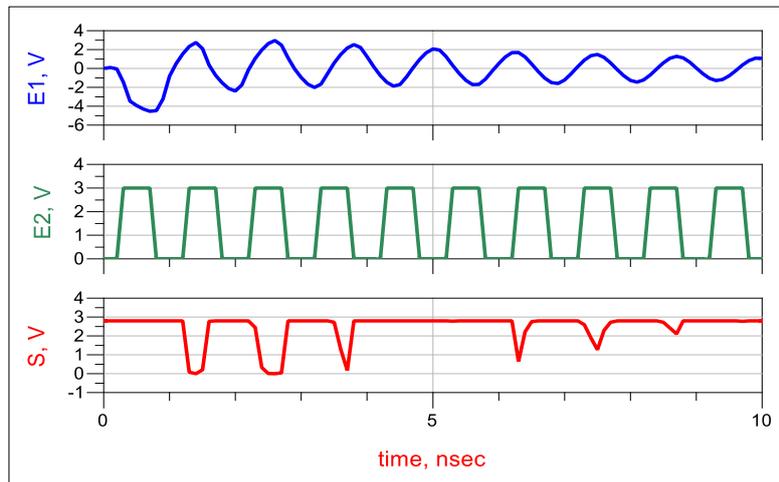
**Figure IV.18.** Impulsion positive de 0,5 kV injectée par diaphonie avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  est à l'état haut<<1>>.



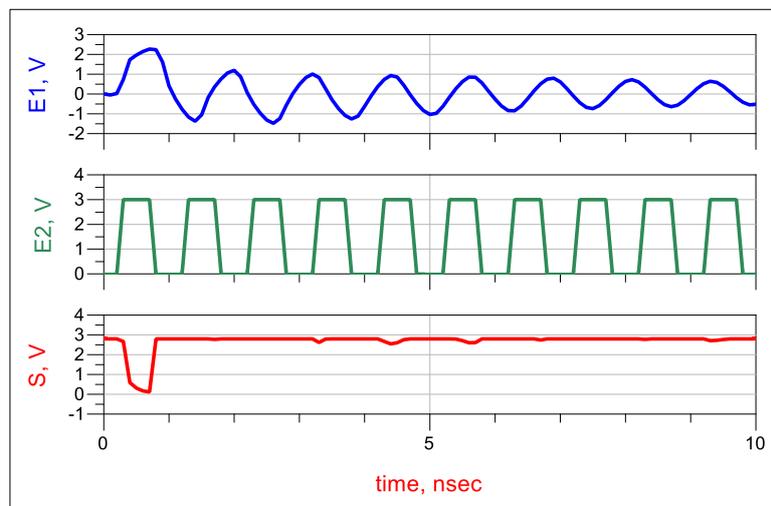
**Figure IV.19.** Impulsion négative de -0,5 kV injectée par diaphonie avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  est à l'état haut<<1>>.

#### ❖ Niveau logique de l'entrée $E_1$ à l'état <<0>>

Pour ce cas, nous injectons des impulsions *DES* positives et négatives. La configuration du circuit est légèrement modifiée. L'entrée à tester est mise à l'état logique bas <<0>>,  $E_1$  égale à 0 V. La sortie *S* port logique dépend de l'entrée  $E_2$  et à la perturbation *DES*). Les résultats des simulations représentant les signaux de tension d'entrée/sortie sont représentés dans les figures IV.20 et IV.21.



**Figure IV.20.** Impulsion positive de 1 kV injectée par diaphonie avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  à l'état bas <<0>>.



**Figure IV.21.** Impulsion négative de -1 kV injectée par diaphonie avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  à l'état bas <<0>>.

#### ❖ Discussion des résultats

Une différence, au niveau des valeurs à injecter, existe selon l'état logique d'entrée de port NAND ainsi que la polarité. Pour cette méthode d'injection, cette différence est due principalement au coefficient de couplage entre les lignes couplées. En ce qui concerne les niveaux logiques d'entrée de composant sous test, on note que l'état haut est plus susceptible que l'état bas. Cela peut s'expliquer par la différence de la charge équivalente au niveau de la sortie de l'inverseur. Il faut donc noter que les impédances de sortie des portes modifient les tensions induites au niveau de la ligne victime.

D'après les résultats de mesure comparés avec la simulation dans le chapitre précédent, concernant de la tension de perturbation *DES* induit dans une ligne voisine couplée par diaphonie, nous pouvons confirmer que ces perturbations *DES* sont reproduites en sortie du CI créant des fautes logiques à certains niveaux de perturbation injectées.

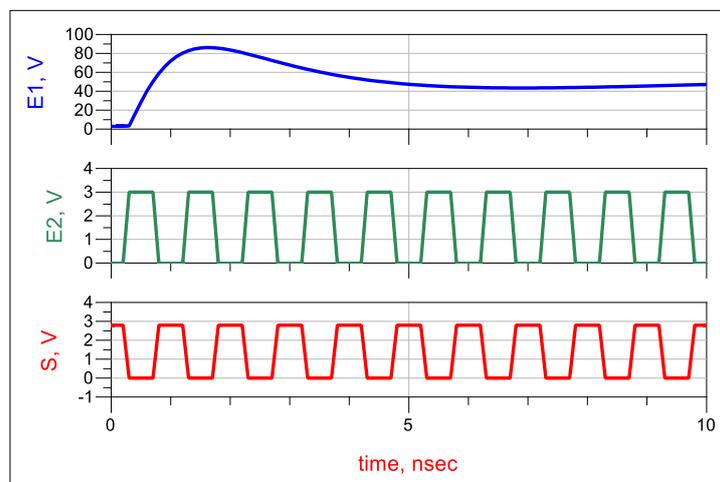
Dans ce cas de test de susceptibilité du composant, l'injection par diaphonie d'un stress *DES* ayant une amplitude supérieure ou égal à  $\pm 500$  V sur une piste électrique terminée par une charge de  $50\Omega$ , engendre un changement d'état du circuit testé, ici c'est le port logique NAND. Ce changement d'état logique est dû à la propagation du champ électromagnétique généré par le pistolet électrostatique autour de cette piste. Cette propagation perturbe l'entrée  $E_1$  du CI et produit un trouble de signal de la sortie  $S$ . Par cette expérience, nous venons de montrer qu'une injection, très courte (durée de 100 ns) avec un temps de montée de 1ns, peut générer une faute logique sur une carte en fonctionnement.

En ce qui concerne les niveaux logiques d'entrée  $E_1$  de DST, on note que l'état haut est plus susceptible que l'état bas. Cela peut s'expliquer par la différence de la charge équivalente au niveau de la sortie du circuit intégré. Il faut donc noter que l'impédance de sortie du port modifie les tensions induites au niveau de la ligne victime.

#### IV.5.2. Injection d'une impulsion *DES* sur l'entrée d'un circuit avec la méthode DIP

Nous utilisons la méthode DPI (Direct Power Injection) décrite dans le paragraphe IV.4.5.1 de ce chapitre. L'injection de la perturbation est effectuée via un condensateur de 1 nF par une ligne adaptée de  $50\Omega$  jusqu'au dispositif sous test. Le condensateur permet d'isoler le modèle de générateur *DES* du circuit sous test. La méthode, définie par cette norme CEM, consiste à perturber le signal d'entrée  $E_1$  du circuit et à augmenter sa puissance d'injection de la perturbation jusqu'à induire une défaillance du circuit, permettant d'estimer son immunité. Les résultats de simulation sont comme suit :

##### ❖ Niveau logique de l'entrée $E_1$ à l'état haut <<1>>



**Figure IV.22.** Impulsion positive de 0,5 kV injectée par DIP survenant avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  à l'état haut<<1>>.

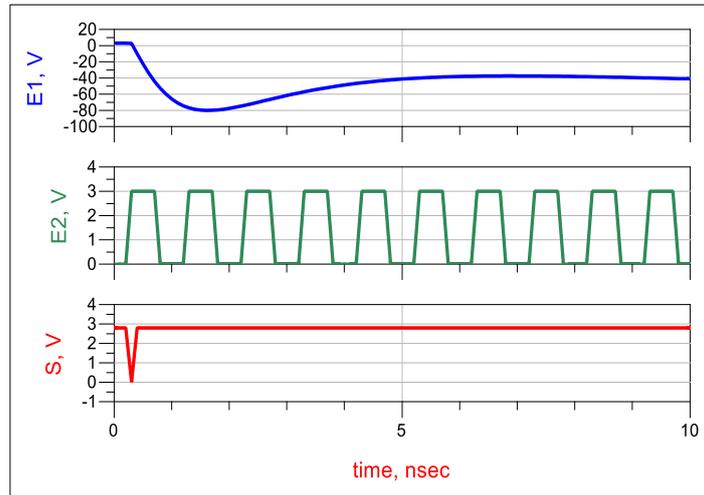


Figure IV.23. Impulsion négative de  $-0,5$  kV injectée par DIP survenant avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  à l'état haut <<1>>.

❖ Niveau logique de l'entrée  $E_1$  à l'état bas <<0>>

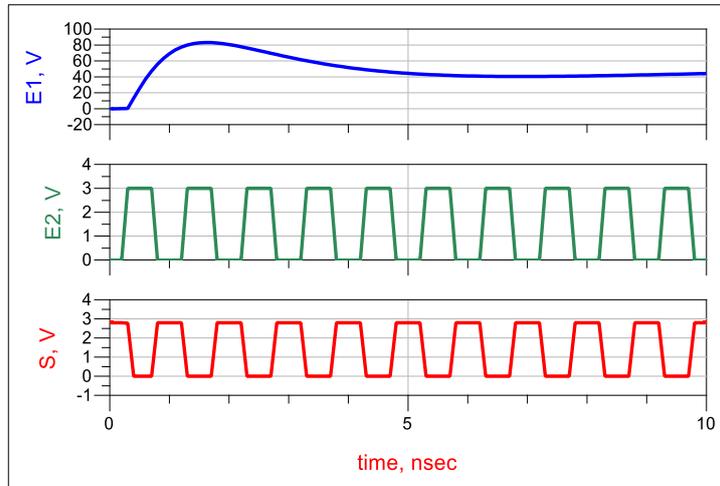


Figure IV.24. Impulsion positive de  $0,5$  kV injectée par DIP survenant avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  à l'état bas <<0>>.

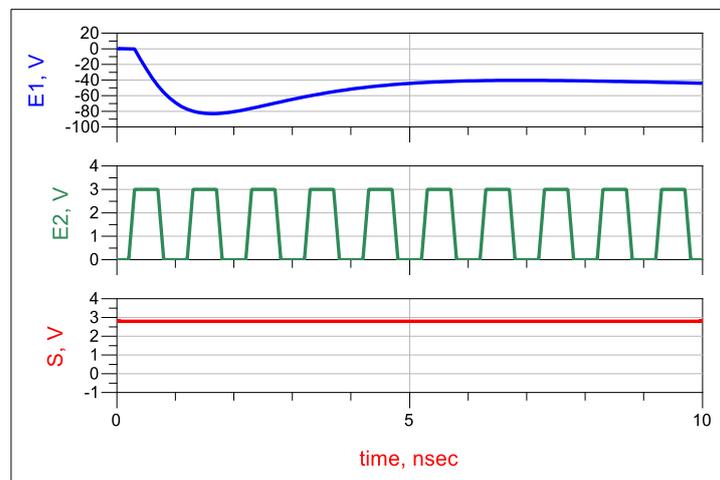


Figure IV.25. Impulsion négative de  $-0,5$  kV injectée par DIP survenant avec le niveau logique de l'entrée  $E_1$  à l'état bas <<0>>.

### ❖ Discussion des résultats

Après analyse des résultats de simulations nous remarquons qu'à partir du premier pas d'injection de perturbation *DES* (+/- 500 V) le circuit intégré est considéré détérioré. Ceci est dus au grand pic de tension (+/- 83 V) survenant dans la piste micro-ruban qui alimente l'entrée  $E_1$ , il est à noter que la tension maximal des signaux d'entrées et de sorties est de +/- 18 V d'après la documentation technique de composant sous test modélisé sous le logiciel de simulation ADS.

Les erreurs logiques détectées sont aperçues comme suit :

- Dans la figure IV.23 la perturbation *DES* injecté en entrée supprime complètement la période d'horloge de la sortie S et provoque un arrêt de fonctionnement de circuit intégré.
- La figure IV.24 est contraire à la figure IV.23, nous signalons un déclenchement de fonctionnement du circuit intégré lors de l'injection de perturbation *DES* en entrée du circuit, et le signal d'horloge de sortie S apparait.

Ces deux erreurs logiques (arrêt et déclenchement du circuit intégré CI) sont traduits par la commutation de signal de l'entrée  $E_1$  causée par la perturbation *DES* injectée, c'est à dire dans le cas où le niveau logique de l'entrée est à l'état bas, une impulsion *DES* positive augmente la tension de 0 jusqu'à  $\approx 18$  V, ce qui rend le CI fonctionnel et après le dégrader lorsque la valeur de la perturbation atteint une limite maximale. Tandis que pour le cas contraire, la perturbation négative injecté annule la tension d'entrée  $E_1$  et provoque l'arrêt de composant à 0 V puis la dégrader à environ -18 V.

Le signal de sortie S de la figure IV.22, et la figure IV.25 ne présente aucune faute logique mais une défaillance de port logique NAND, l'impulsion *DES* injectée par DIP est ajoutée à la tension +/-3 V de l'entrée jusqu'à la valeur de +/-83 V.

### IV.5.3. Récapitulation sur la simulation de test de susceptibilité

D'après ces tests, nous avons vérifié qu'à certaine amplitude, une impulsion *DES* pouvait perturber la sortie d'un circuit intégré via un couplage diaphonie ou direct d'injection *DES*. Une comparaison a été effectuée pour voir l'effet de chaque méthode sur la susceptibilité du circuit sous test. Le tableau IV.3 récapitule les différentes amplitudes requises pour générer une erreur logique ( $E_L$ ) ou défaillance (D) du CI pour les deux modes d'injections choisi et aussi le niveau logique maintenu pendant les tests de simulations.

Une différence, au niveau des valeurs à injecter, existe selon l'état de  $E_1$  du port logique ainsi que la méthode d'injection utilisée. Pour la méthode d'injection, cette différence est due au coefficient de couplage qui est plus élevé avec la DIP. Cependant la méthode avec les lignes couplées est plus pratique que celle de DIP, car on peut diagnostiquer la susceptibilité de composant sous test en passant à différents niveaux

d'amplitudes de tension de charges de pistolet électrostatique, par contre la méthode *DIP* est plus difficile et le circuit intégré est défaillant lors de la première injection.

Du point de vue de la simulation, les résultats obtenus sont satisfaisants par rapport aux informations connues au niveau des circuits logiques. On note que les signaux obtenus avec la simulation sont imprécis sur leurs durées par rapport à un test réel avec des mesures. Cependant, ces informations, n'empêche pas notre simulation estimative sur la susceptibilité des circuits face aux agressions *DESS* pour connaître les niveaux admis pour un bon fonctionnement du système.

**Tableau IV.3.** Valeurs minimales de l'impulsions *DES* suivant les méthodes utilisées et les niveaux logiques de  $E_1$ .

| Type d'injection      | Niveau logique d'entrée $E_1$ | Polarisation | IEC-DES (KV) | Pic de perturbation induite à $E_1$ (V) | EL/D    |
|-----------------------|-------------------------------|--------------|--------------|---|---------|
| Diphonie entre pistes | 0                             | +            | 1            | 2,96                                    | $E_L$   |
|                       |                               |              | 4            | -18,1                                   | D       |
|                       |                               | -            | -0,5         | 2,2                                     | $E_L$   |
|                       |                               |              | -4           | 18,1                                    | D       |
|                       | 1                             | +            | 0,5          | 5,8                                     | $E_L$   |
|                       |                               |              | 5            | -19,6                                   | D       |
|                       |                               | -            | -0,5         | 6,6                                     | $E_L$   |
|                       |                               |              | -3,3         | 18,8                                    | D       |
| DIP                   | 0                             | +            | 0,5          | 83                                      | $E_L+D$ |
|                       |                               |              | -            | -                                       | -       |
|                       |                               | -            | 0,5          | -83                                     | D       |
|                       |                               |              | -            | -                                       | -       |
|                       | 1                             | +            | 0,5          | 86                                      | D       |
|                       |                               |              | -            | -                                       | -       |
|                       |                               | -            | -0,5         | -80                                     | $E_L+D$ |
|                       |                               |              | -            | -                                       | -       |

#### IV.6. PROTECTIONS MIS EN PLACE POUR LIMITER LES *DESS* SUR LES E/S D'UN SYSTEME

Les résultats de simulations effectuées précédemment nous permettent de dire que sur un système électronique, les ports entrée/sortie(E/S) des CI comprennent des groupes logiques de broches offrant un accès à un équipement extérieur au système qui contient le CI. Ces broches sont sujettes à des décharges électrostatiques. Une méthode classique de protection des équipements électroniques sensibles aux décharges électrostatiques consiste à doter leur points E/S et tout point de liaison avec l'extérieur de l'équipement d'un composant de protection (Fig. IV.26), en parallèle par rapport au point de référence (la masse électrique ou la terre selon les cas).

Comme le montre la figure IV.26, ces protections doivent s'activer avant que les éléments du système ne perçoivent les tensions ou les courants excessifs, et doivent être

capable d'absorber, tout ou partie, de l'énergie transitoire associée à la décharge pour maintenir l'élévation de la tension résultante à un niveau sûr contribuant au bon fonctionnement du système.

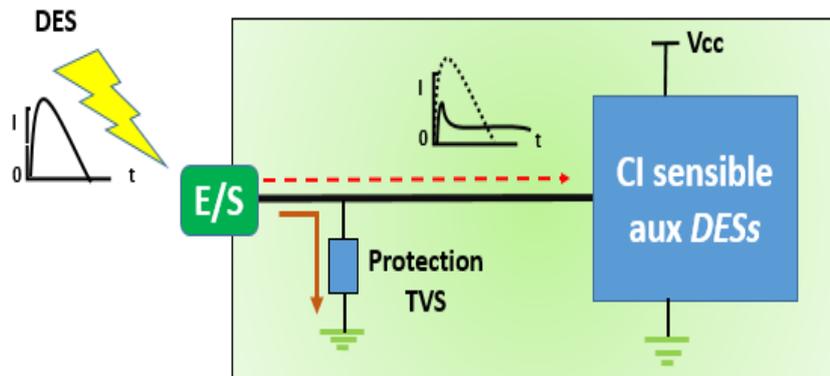


Figure IV.26. Schéma de principe d'une protection externe.

Cette protection doit s'activer pendant le stress en offrant un chemin de décharge peu résistif. En revanche, pendant le fonctionnement normal du produit, le dispositif de protection va être vu comme une impédance très élevée afin de ne pas perturber l'application.

Avec l'amélioration des performances des circuits électroniques comme des fréquences d'utilisation élevées (quelques MHz à plus de 10 GHz), des tensions d'alimentation variables (1,2 V à 5,5 V - CMOS), les industriels ont développé une nouvelle gamme de composants comme les diodes TVS.

#### IV.6.1. Caractéristique des diodes TVS

Dans cette partie nous avons étudié le meilleur emplacement d'implantation d'une protection *DES* afin de ne pas altérer les performances du circuit à protéger et de profiter au maximum de l'efficacité de la protection [83]. La qualification d'une protection peut être effectuée en analysant les valeurs de certaines de ses caractéristiques électriques que nous détaillons ci-dessous :

- Courant de fuite : cette caractéristique représente la quantité de courant que l'élément de protection consomme lorsqu'il ne conduit pas. En d'autres termes, ces éléments de protection doivent consommer un minimum de courant en l'absence de perturbations.
- Tension de déclenchement : à partir de ce seuil, la protection devient active et elle permet d'évacuer les forts courants générés par les perturbations transitoires.
- Capacité parasite : en l'absence de perturbations, l'élément ne conduit pas et se comporte comme une capacité. Cette capacité risque d'engendrer des effets néfastes sur les signaux à vitesse de propagation élevée.

- Inductance parasite : cette caractéristique électrique est principalement liée au boîtier de la protection. En effet, cette inductance ne doit pas être trop importante car, dans le cas défavorable, elle peut engendrer une surtension relativement importante [84]. En fait plus les variations transitoires ( $di/dt$ ) de la perturbation sont rapides et plus le phénomène est significatif.

- Quantité d'énergie absorbée : la protection doit être dimensionnée pour pouvoir absorber suffisamment d'énergie. Dans le cas contraire, la perturbation risque de détruire la protection et d'affecter les circuits en aval.

#### IV.6.2. Implantation et fonctionnement des diodes TVS

Une autre expérience de simulations sur le logiciel ADS a été effectuée avec les deux méthodes d'injections *DES* (DIP, Diaphonie). Sur la piste d'injection, des protections *DES* de type diodes TVS (avec comme référence ESD241\_B1\_W0201) [85] peuvent être placées en début ou en bout de piste, comme la montre la figure IV.27. Cela va nous permettre de voir l'influence du déclenchement d'une protection externe sur une carte en fonctionnement et voir l'efficacité de l'emplacement de ces protections soit proche des broches E/S des connecteurs ou à proximité des CI à protéger.

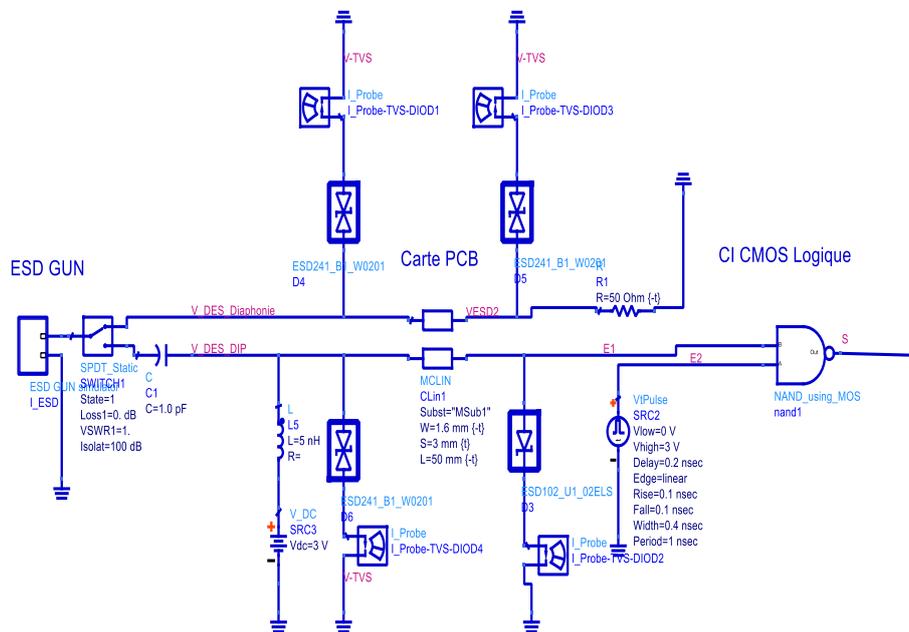


Figure IV.27. Emplacements possibles de protections sur la carte PCB.

La simulation consiste à comparer les résultats de simulation pour chaque méthode d'injection l'implantation des diodes TVS, afin de déduire l'emplacement idéal pour une protection DES externe. Pour le stress DES d'injection, nous avons appliqué une amplitude d'impulsion DES positive de 1 kV pour l'injection DIP, et 5 kV pour la diaphonie. Ces valeurs sont largement suffisantes pour engendrer des défaillances d'après les résultats de simulations précédentes mentionnées dans le tableau IV.3.

Notre objectif est d'éliminer les fautes logiques en sortie de la porte logique NAND. Nous avons mesuré par simulation la tension induite sur la piste d'alimentation d'entrée E1 ou l'implantation des protections DES est variable. L'injection de stress DES est effectué par la méthode DIP (Fig. IV.28) et par diaphonie (Fig. IV.29).

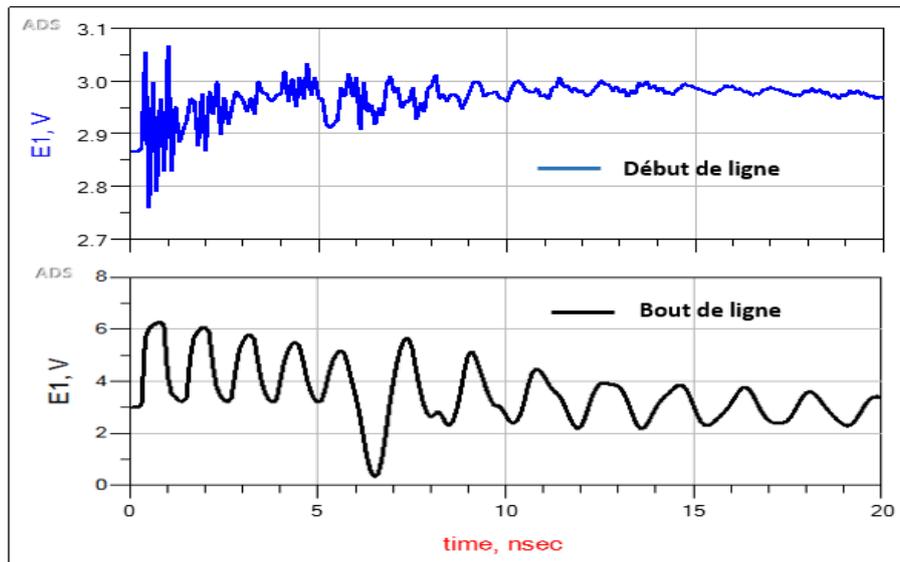


Figure IV.28. Mesure de la tension couplée en entrée du CI avec une injection DES-DIP de 1 kV.

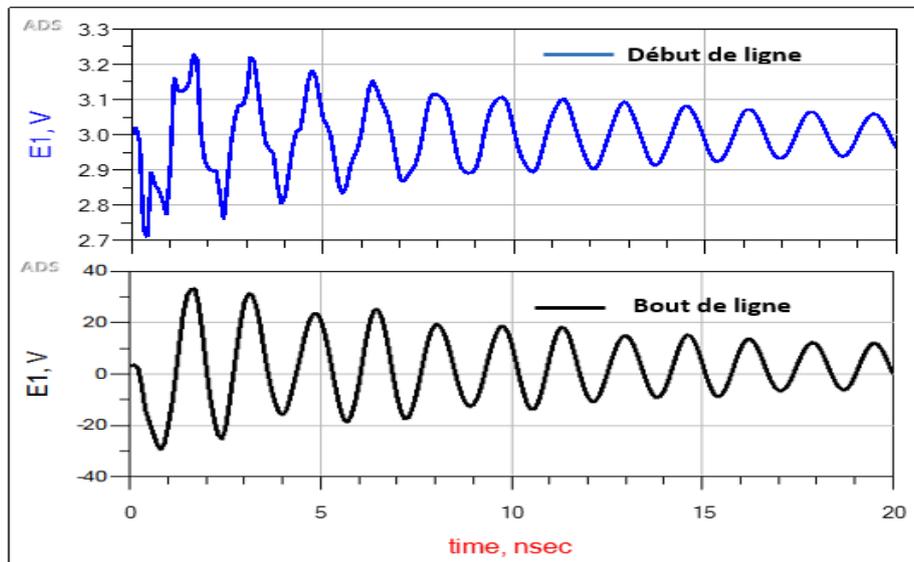


Figure IV.29. Mesure de la tension couplée en entrée du CI avec une injection DES-Diaphonie de 5 kV.

Par rapport à nos résultats de simulation précédents (absence de protection), on remarque que les tensions mesurées sont plus faibles à cause de la présence de la protection DES qui limite les amplitudes de la perturbation sur la ligne victime qui alimente l'entrée du port NAND. Nous constatons aussi que la perturbation de tension induite sur la ligne ou la protection DES est placée au début de cette dernière, est trop brève pour que la sortie du port logique NAND soit perturbée. Cela peut s'expliquer par le fait que l'impulsion DES est injectée sur la ligne, la protection placée au début de piste

micro-ruban, détecte rapidement la surtension due aux *DESS* et dévie le fort courant de la perturbation vers la masse, et le CI fonctionne correctement. Dans le cas contraire où les diodes TVS sont placés au bout de la ligne, le stress *DES* est détecté en retard et des effets secondaires liés à la propagation *DES* le long de piste électronique perturbe le fonctionnement du port logique.

En résumé, le positionnement de la protection par rapport au circuit sensible est décisif car plus la protection est proche du point d'entrée de la perturbation, plus elle est efficace. Pour cette raison, les protections sont généralement introduites près des interfaces d'entrée/sortie.

Le rôle de la protection est d'écarter les surtensions du signal perturbateur, en limitant l'amplitude de ce signal au seuil de déclenchement de la protection. Ces protections sont en général dimensionnées pour absorber l'énergie du transitoire, et leur seuil de déclenchement est adapté aux tensions d'alimentation du circuit à protéger. Le comportement de ces protections est totalement dépendant des caractéristiques électriques des signaux qui transitent sur les axes à protéger :

- lorsque les signaux sont normaux, la protection n'est pas active et elle est assimilable à un élément haut impédance,
- lorsqu'une surtension dont l'amplitude est supérieure au seuil de déclenchement de la protection apparaît, alors la protection s'active et son impédance devient faible afin de détourner le courant transitoire vers la masse et ainsi limiter l'effet de la surtension transitoire sur la partie sensible du circuit.

En effet, ce type de composant est très populaire dans la conception de protections discrètes car il existe une large variété de diodes dont les caractéristiques électriques font qu'elles présentent d'excellentes propriétés pour redresser et écarter les signaux.

#### IV.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons discuté les solutions idéales pour prédire un système soumis à des perturbations *DES*.

Dans la première partie nous avons évoqué le besoin des industries, pour que la conception d'une carte électronique soit réussie vis-à-vis de la protection *DES*, il est essentiel de connaître d'une part les décharges qui peuvent survenir sur le système mais aussi leur chemin privilégié.

Nous avons décrit par la suite, les techniques de protection mises en place pour éliminer ou réduire les effets des *DESS* dans l'environnement du système électronique, avec des protections passives conforme aux normes et standards CEM. Notamment dans les unités de production industrielle électronique, de nombreuses précautions sont prises, en contrôlant l'environnement des CIs sensible aux décharges électrostatiques, pour diminuer la probabilité d'apparition des dysfonctionnements du système et éviter la dégradation inattendue.

Nous avons aussi présenté des techniques de protection intégrées au niveau du système avec des protections actives. Le développement de ces dernières est abordé à travers la notion de marges de conception imposées par le circuit à protéger. Les principaux éléments de protection ont été décrits.

A partir des méthodes de modélisation validées à l'aide de logiciel de simulation ADS, nous avons réussi à interpréter le comportement de systèmes soumis à des décharges électrostatiques. Même si ces systèmes sont composés uniquement d'un circuit imprimé, d'un circuit intégré, et de quelques éléments passifs, de fortes interactions apparaissent rendant les formes du courant mesuré complexes et difficilement interprétables. La simulation se révèle indispensable pour comprendre ces interactions et analyser les phénomènes de propagation dans l'ensemble du système.

# ***Conclusion générale***

# CONCLUSION GENERALE

De nos jours, les décharges électrostatiques sont devenues une problématique majeure dans les systèmes électriques en raison du manque de connaissances de la pénétration et de la répartition d'un stress à l'intérieur de celui-ci. L'investigation des *DESS* sur une carte électronique est rendue compliquée par le peu de moyens de simulation et de mesure disponibles. Aujourd'hui, la seule norme *DES* appliquée aux systèmes est la norme IEC 61000-4-2.

L'objectif de ce travail de thèse est le développement d'un ou plusieurs modèles qui permettent de représenter ou prédire la susceptibilité des cartes électroniques face à une agression de décharge électrostatique conduite et/ou rayonnée. Ces modèles seront utilisés par la suite dans des logiciels de simulation et les comparer avec quelques mesures. Afin d'atteindre cet objectif, la démarche qui a été entreprise est la suivante :

Tout d'abord on a donné, quelques informations sur le phénomène de décharge électrostatique, nous avons discuté les bases des charges et potentiels électrostatiques. Nous pouvons conclure que l'élimination des charges électrostatiques accumulées se base principalement sur l'utilisation de matériaux qui ont moins tendance à générer des charges statiques. Nous avons discuté ensuite, les principaux sources et mécanismes d'apparitions des charges électrostatiques qui sont à l'origine des *DESS*. Nous avons présenté le risque des décharges électrostatiques dans le domaine de l'électronique et les zones à atmosphère explosif.

Nous avons présenté également le phénomène disruptif associée à la décharge électrostatique et les paramètres jouant au déclenchement de *DES*. Les modèles décrivant les principaux types de décharges ont été introduits, et les tests industriels ainsi que les instruments de mesure permettant d'étudier le comportement d'un composant soumis à une *DES* ont été exposés. Nous avons séparé les tests des décharges électrostatiques en deux catégories au niveau du composant et des systèmes. Plusieurs modèles électriques ont été étudiés, principalement l'aspect composant : le modèle du corps humain (HBM), le modèle de la machine (MM) et le modèle du composant chargé

(CDM). Chacun d'eux est supposé reproduire un événement réel de décharge électrostatique. Et en aspect systèmes, test avec pistolet *DES* IEC 61000-4-2, modèle de test automobile ISO10605 et le modèle de câble déchargé CDE (Cable Discharge Event).

Les caractérisations, généralement destructives, permettent d'évaluer la robustesse du composant pendant la période de fabrication, l'assemblage, le test final, le transport, jusqu'à la soudure sur carte. Pour chacun de ces modèles, la simulation par le logiciel Ltspice d'une décharge a été réalisée à l'aide d'un circuit de type *RLC*.

Il a été jugé judicieux d'utiliser les pistes électroniques pour se prémunir des phénomènes de décharges électrostatiques. Avant de procéder aux tests d'injection d'une *DES*, nous avons présenté des notions fondamentales de propagation de signal HF dans les lignes micro-rubans. La méthode de calcul de couplage se basant sur les paramètres *S* et les paramètres caractéristiques des lignes est présentée.

Afin d'étudier le comportement d'une carte électronique soumise à des décharges électrostatiques, nous avons réalisé des carte en FR4, avec des caractéristiques géométriques et électriques bien détaillées, comme un composant sous test utilisé dans les mesures d'injections, ainsi des modélisations effectuées à l'aide des logiciels de simulation *CST* pour le modèle 3D, et *ADS* pour le modèle *RLC*. Ces simulations sont réalisées dans le but de les comparer avec les mesures et ainsi valider notre banc de test. Nous avons effectué des tests de propagation *DES* sur des lignes simples et couplées avec divers espacements entre lignes micro-rubans. Les injections *DES* réalisées au niveau des cartes PCB conformément à la norme IEC 61000-4-2, sont effectuées avec un pistolet *DES* pour les mesures et un modèle électrique pour la simulation.

Dans l'étape finale, nous avons analysé le comportement d'une carte électronique incluant un port logique simple pour comprendre et étudier les effets des perturbations *DES* à l'intérieur d'un circuit en fonctionnement. Le principal but était de étudier la robustesse de ces produits en respectant la norme système IEC 61000- 4-2 en présence et en absence des protections externes installées dans les entrées/sorties des CIs. Dans un premier temps nous avons présenté les protections classiques dites "*passives*" contre les décharges électrostatiques, rencontrées dans les zones d'assemblage. Si cette dernière ne garantit pas la robustesse des composants hors zones protégés, il est fortement nécessaire de développer de nouveaux dispositifs de protections externes dites "*actives*". Pour cela, il existe plusieurs composants conçus pour la protection de circuits face aux décharges électrostatiques. Sous certaines configurations, les diodes TVS sont très utilisées.

Différentes méthodes d'injection *DES* utilisant les modèles de simulation sous *ADS*, ont été effectuées sur diverses zones de la carte électronique, en conduction (injection directe sur la piste d'entrée  $E_1$  du CI) ou en mode couplage rayonné avec une piste en parallèle par rapport à la piste alimentant  $E_1$ , afin d'étudier la susceptibilité face à des agressions *DES*.

Les résultats de simulation présentées dans cette thèse nous ont permis de définir la robustesse du port logique en technologie CMOS et ceci quel que soit les conditions

d'utilisation, non alimenté, alimenté sous 2,8 V suivant les critères de défaillances désignés. Nous avons vu que le CI est perturbé, même défaillant pour le premier niveau d'amplitude d'injection *DES* appliquée en mode DPI, la robustesse du CI en configuration de test en mode diaphonie est entre  $-/+ 0,5$  kV et  $-/+ 1$  kV. Nous avons observé que des injections *DES* conduites et rayonnées pouvaient créer des pertes d'horloges et arrêter ou déclencher le fonctionnement du circuit intégré.

L'utilisation des diodes TVS comme protection *DES* au niveau des entrées/sorties, nous a enfin permis de proposer une solution adéquate pour limiter la perturbation *DES* et élever la robustesse des cartes électroniques.

Enfin, parmi les perspectives : on peut pousser l'étude du comportement des circuits intégrés ou autre composant face à des décharges électrostatiques par une étude expérimentale incluant le matériel nécessaire pour réussir le diagnostic de robustesse, nous pouvons faire la conception des composants de protection à l'aide de l'outil de caractérisation TLP et extraire la courbe du courant en fonction de la tension, afin de bien optimiser la protection des systèmes.

# ***Bibliographie***

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] Décret Français n° 92-587, *Relatif aux appareils électriques et électroniques*, France, 1992.
- [2] Fundamentals of Electrostatic Discharge - Part one, *An introduction to ESD*, EOS/ESD Association, Inc., Rome, 2013.
- [3] G. Couchet, et al, *Electricité générale*, Enseignement Supérieur Premier Cycle, Masson & Cie, Paris, 1969.
- [4] Commission Centrale pour la Navigation du Rhin, Oil Companies International Marine Forum, *Guide international de sécurité pour les bateaux citernes de la navigation intérieure et les terminaux-Electricité statique*, International Safety Guide for Inland Navigation Tank-barges and Terminals, juin 2010, Edition 1,2010.
- [5] WD. Greason, *Electrostatic discharge characteristics for the human body and circuit packs*, Journal of Electrostatics, 59(3-4), pp 285-300, 2003.
- [6] WD. Greason, *Quasi-static analysis of electrostatic discharge (ESD) and the human body using a capacitance model*, Journal of Electrostatics, 35(4), pp 349-371, 1995.
- [7] International Electrotechnical Commission Standard IEC 61340-2-3, *Méthodes d'essais pour la détermination de la résistance et de la résistivité des matériaux planaires solides destinés à éviter les charges électrostatiques*, Guide d'utilisation, 2000.
- [8] JE. Vinson, JJ. Liou, *Electrostatic Discharge in Semiconductor Devices*, An Overview. Revue de physique appliquée, 86(2), pp. 399-418, 1998.
- [9] JL. Davidson, WTJ. BAG, *Characterisation of electrostatic discharges from insulating surfaces*, Journal of Electrostatics, Vols 51-52, May 2001, pp. 374-380, 2001.
- [10] L. Avery, *Electrostatic Discharge Tutorial*, Tutorial, IRPS, 1988.
- [11] P. E. Donnachie, *Dangers de l'électricité-Introduction*, Health and Safety, Data File, pp. C1-C4,juin, 1994.[http://www.hsa.ie/eng/Topics/Electricity/Dangers\\_of\\_Electricity/](http://www.hsa.ie/eng/Topics/Electricity/Dangers_of_Electricity/)
- [12] M. Graciet and J. Pinel, *Protection contre les perturbations -Origine des perturbations*, Techniques de l'ingénieur, D5172, 2008.
- [13] A. Amerasekera, C. Duvvury, *ESD in silicon integrated circuits*, Wiley, 2002.
- [14] M. Camp, H. Gerth, H. Garbe, H. Haase, *Predicting the breakdown behavior of microcontrollers under EMP/UWB impact using a statistical analysis*, IEEE Trans. Electromagn. Compat, Vol46. 24, August 2004, pp. 368-379, 2004.

- 
- [15] IEC 61000 4-2, *Electromagnetic Compatibility (EMC)- Part 4-2: Testing and Measurement Techniques*, Electrostatic Discharge Immunity Test, International Electrotechnical Commission Std., 2006.
- [16] A. Slama, *Haute tension claquage des gaz + vide*, Cours Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2016
- [17] UTE C 79-138, *Sécurité des machines*, guide pratique-guide et recommandation pour éviter les risques dus à l'électricité statique, 1999.
- [18] Institut national de recherche et de sécurité INRS, *Electricité statique*, ED874, France, 2004.
- [19] Brochure de l'AISS, *Electricité statique, risques d'inflammation et mesures de protection*, ISSA, 1995.
- [20] H. Zaïdi, C. Richard, J. Frêne, *La triboélectricité dans les contacts dynamiques, matériaux et tribologie*, Actes des 26<sup>es</sup> Journées Internationales Francophones de Tribologie (JIFT 2014, Mulhouse, 26-28 Mai, France, 2014.
- [21] M. Aguet, M. Lanoz, *Haute tension, Charge d'une personne marchant sur un sol isolant*, Vol. 22, PPUR presses polytechniques, pp. 64-66, 1990.
- [22] G. Champiot, *Présentation générale de la compatibilité électromagnétique*, Techniques de l'ingénieur, D 1300v1, 2000.
- [23] A. Dahak, A. Bendaoud, A. Reguig, A. Tilmatine, A. Bouteffaha, K. Meldes, *Contribution à la modélisation des décharges électrostatiques*, Cinquième Conférence Internationale sur l'Electrotechnique, ICEL'13, USTO-Oran, 03-04 décembre 2013.
- [24] ESD Association, *Fundamentals of Electrostatic Discharge*, Part One : An Introduction to ESD, Rome NY, 2010.
- [25] Automotive Electronic Council, *Human Body Model Electrostatic Discharge test*, AEC-Q100-002-REV-E, p 12, USA, 2013.
- [26] EIA/JEDEC Standard, *Electrostatic Discharge (ESD), Sensitivity Testing Human Body Model (HBM)*, EIA/JEDEC-A114A, p9, USA and Canada, 1997.
- [27] ESD Association, *Association Standard test Method for Electrostatic Discharge Sensitivity, Testing-Human Body Model (HBM)*, Component level, ESD STM5.1, p13, USA, 1998.
- [28] LTspice, *Spice-Simulation Using LTspice IV*, Manuel, version 1.3 décembre 2010. (www.linear.com).
- [29] Automotive Electronic Council, *Machine Model Electrostatic Discharge Test*, AEC-Q100-003-REV-C, 12P, USA, 1998.
- [30] EIA/JESD22-A115A, *Electrostatic Discharge (ESD), Sensitivity Testing Machine Model (MM)*, USA and Canada, October 1997.
- [31] ESD Association, Association Standard, *Test Method for Electrostatic Discharge Sensitivity Testing, Machine Model (MM) Component level*, ESD-STM5.2-1999, 11p, USA, 1999.
- [32] ESD Association, *Association Standard Test Method for Electrostatic Discharge Sensitivity Testing, Charged Device Model Component Level*, ESD-STM 5.3.1, USA, 1999.
- [33] EIA/JESD22-C101B.01, *Field-Induced Charged Device Model Test Method for Electrostatic-Discharge-Withstand Thresholds of Microelectronic Component*, USA and Canada, 2004.
- [34] H. Gieser, *Influence of Tester Parasitic in Charged Device Model Failure Thresholds*, in Proc, 16<sup>th</sup> EOS/ESD Symposium, pp. 69-84, 1994.
- [35] C. Goeau, C. Richier, P. Salome, J-P. Chante, H. Jaouen, *Impact of CDM Tester Ground Plane Capacitance on the DUT Stress Level*, in Proc. EOS/ESD Symposium, Tucson, AZ, USA, pp. 170-177, September 2005.

- 
- [36] M.S.B. Sowariraj, *Role of Package Parasitics and Substrate Resistance on the Charged Device Model Failure Level*, Microelectronics Reliability, Vol 43 Issues 9–11, pp. 1569–1575, 2003.
- [37] ISO Standard 10605, *Road vehicles, Test methods for electrical disturbances from electrostatic discharge*, July 2008.
- [38] W. Stadler, T. Brodbeck, J. Niemesheim, R. Gaertner, K. Muhonen, *Characterization and simulation of real-world cable discharge events*, in EOS/ESD Symposium, 31st. IEEE, Anaheim, CA, USA, pp. 1-8, 2009.
- [39] M. Camp, H. Gerth, H. Garbe, H. Haase, *Predicting the breakdown behavior of microcontrollers under EMP/UWB impact using a statistical analysis*, IEEE Trans. EMC, Vol. 46, August, pp. 368–379, 2004.
- [40] T. Brigitte, *Contribution à l'étude de la susceptibilité de lignes de transmission : détermination de la diaphonie entre câbles et des parasites induits sur les pistes d'un circuit imprimé*, Thèse de doctorat, Université de Limoges, octobre 1998.
- [41] W. Allan, *Understanding Microwave*, John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [42] L. Vincent, *Méthode d'évaluation quantitative de la profondeur de pénétration d'hydrofuges de surface par spectroscopie infrarouge à transformée de Fourier*, Rencontres Universitaires, May 2015, Bayonne, France, 2015.
- [43] H. B. Bakoglu, *Circuits, Interconnexions and Packaging for VLSI*, ISBN 978-0201060089, Addison-Wesley, 1990.
- [44] N. Lacrampe, *Méthodologie de modélisation et de caractérisation de l'immunité des cartes électroniques vis à vis des décharges électrostatiques (ESD)*, Ph.D. dissertation, INSA de Toulouse, LAAS CNRS, 2008.
- [45] *Logiciel de CST*, <http://www.cst.com/>
- [46] *Logiciel ADS*, [www.agilent.com/find/eesof-ads/](http://www.agilent.com/find/eesof-ads/)
- [47] K.S. Yee, *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 14, May, pp. 302-307, 1966.
- [48] Y. Hattori, T. Kato, H. Hayashi, H. Tadano, H. Nagase, *Harmonic Balance simulation of RF Injection Effects in Analog Circuits*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, May, N°2, 1998.
- [49] S. A. Maas, *Non linear micro-wave and RF circuits*, ISBN10: 158053-484-8 book 2<sup>nd</sup> edition, Ed. Artech. House, London, 2003.
- [50] F. Gardiol, *Microstrip Circuits*, Wiley, New York, 1994.
- [51] J. Y. Fourniols, *Compatibilité Electromagnétique des Circuits Intégrés, Caractérisation des interconnexions*, Cours INSA Toulouse, 2015.
- [52] P.F. Combes, *Micro-ondes-Lignes, guides et cavités*, ISBN10 : 2100507443, Ed. Dunod, 1996.
- [53] E. D. Hammerstad, *Equations for microstrip circuit design*, 5<sup>th</sup> European Microwave Conference, Hamburg, Germany, Proceedings, P. 268-272, 1975.
- [54] N. Monnereau, *Développement d'une méthodologie de caractérisation et de modélisation de l'impact des décharges électrostatiques sur les systèmes électroniques*, Ph.D, Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), LAAS CNRS, 2011.
- [55] H. Tanaka, O. Fujiwara, Y. Yamanaka, *A circuit approach to simulate discharge current injected in contact with an ESD-gun*, 3<sup>rd</sup> International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Beijing, China, pp. 486 489, May, 2002.
- [56] H. Iwata, Y. Akao, *Characteristics of E-field near indirect ESD events*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Dallas, TX, USA, pp. 26-27, 1993.

- [57] D. Pommerenke, M. Aidam, *To what extent do contact-mode and indirect ESD test methods reproduce reality?*, in Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium Proceedings, Phoenix, AZ, USA, pp. 101-109, 1995.
- [58] D. Liu, A. Nandy, D. Pommerenke, S. J. Kwon, K. H. Kim, *Full wave model for simulating a noiseken ESD generator*, in *Electromagnetic Compatibility, EMC 2009. IEEE International Symposium*, Austin, TX, USA, pp. 334–339, 2009.
- [59] A. Dahak A. Bendaoud, *Experimental study and simulation of electrostatic discharge (ESD) in PCB*, Journal of Electrical Engineering, Vol 17.1.25, Mars, 2017.
- [60] M. Fletcher, A. Abel, P. F. Wahid, M. A. Belkerdid, *Modeling of crosstalk in coupled microstrip lines*, IEEE Conference Southeastcon'88, Knoxville, TN, USA, pp. 506-510, 1988.
- [61] T. Dubois, *Etude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques mise en place d'une méthode de test des systèmes*, Matière Condensée [cond-mat], Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2009.
- [62] A. Dahak, A. Bendaoud, F. Duval, G. Corru, *Analyse de l'Impact d'une Décharge Electrostatique Survenant sur un Système Electronique PCB, 3<sup>ème</sup> Conférence Internationale sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l'Electrotechnique, CIMGLE'2013*, IUT de Montreuil/Tremblay-en-France, France, 13-15 Novembre 2013.
- [63] NF EN 61340-5-1. *Électrostatique - Partie 5-1, Protection des dispositifs électroniques contre les phénomènes électrostatiques* Exigences générales, France, 2008.
- [64] L. Lo Tony, Sam Wong, Philip H. Alexander, *Fast Fourier Transform Analysis of Published ESD Waveforms and Narrowband Frequency Domain Measurement of Human ESD Events*, Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium (EOS/ESD), Santa Clara, California, USA, pp. 107-116, 1999.
- [65] Choshu Ito, William Loh, Tze Wee Chen, Robert W. Dutton, *A Frequency-Domain VF TLP Pulse Characterization Methodology and its Application to CDM ESD Modeling*, Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium (EOS/ESD), Anaheim, CA, USA, pp. 318-325, 2006.
- [66] IEC, *Techniques d'essai et de mesure, Essai d'immunité aux décharges Electrostatiques*, 2008.
- [67] Allied Environmental Conditions And Test Publication, *Electrostatic Discharge test procedures to determine the safety and suitability for service of whole military systems*, AECTP500-METHOD 527, USA, 11 p, 1991.
- [68] T. Weber, R. Krzikalla, J. LuikenHaseborg, *Linear and nonlinear filters suppressing UWB pulses*, IEEE Trans. Electromagn. Compat, vol. 46, Issue: 3 August 2004, pp. 423-430, 2004.
- [69] M.D. Ker, W.Y. Lo, H.H. Chang, *New diode string design with very low leakage current for using in power supply ESD clamp circuits*, in IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 5, Geneva, Switzerland, pp. 69-72, 2000.
- [70] A. Karl, *Series stacking of TVS for higher voltages and power*, Vishay, Tech. Rep., 2002.
- [71] J. R. Schleisner, *Selecting the optimum transient voltage suppressor*, Vishay, Tech. Rep, 2002.
- [72] JESD22-C101B.01, *Field-Induced Charged Device Model Test Method for Electrostatic-Discharge-Withstand Thresholds of Microelectronic Component*, 2004.
- [73] A. Ameraskera, C. Duvvury, *ESD in silicon Integrate Circuits*, England: John Wiley, 1995.
- [74] B. Wong, A. Mittal, Y. Sao, G. Starr, *Nano-CMOS circuit and physical design*, Jhon Wiley & Sons Inc. ISBN 0-471-46610-7, 2005.
- [75] Texas Instruments Incorporated, *Data sheet CD4011B*, 2003.

- 
- [76] C. Salamero, *Méthodologie de prédiction du niveau de robustesse d'une structure de protection ESD à l'aide de la simulation TCAD*, Thèse présentée à l'Université de Paul Sabatier de Toulouse, France, Décembre 2005.
- [77] P. James Spratt, James C. Pickel, E. Leadon, Steven C. Moss, D. Stephen, *A Single Event Latchup Suppression Technique for COTS CMOS ICs*, IEEE, Transactions on Nuclear Science, Vol. 50, N°6, December 2003.
- [78] Fred W. Sexton, *Destructive Single-Event Effects in Semiconductor Devices and ICs*, IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. 50, N°3, June 2003.
- [79] S. Voldman, *The state-of-the-art of ESD protection: physics, circuits, design, simulation and scaling*, IEEE journal of solid-state circuits, vol. 34, September, N° 9, pp. 1272-1282. 1999.
- [80] International Electrotechnical Commission Standard IEC 62132-4, *Electromagnetic Compatibility (EMC), Integrated circuits, Measurement of electromagnetic immunity - 150 kHz to 1 GHz*, Part 4 : Direct RF power injection method, 2006.
- [81] S. Bazzoli, B. Demoulin, M. Cauterman, P. Hoffmann, *Susceptibility of integrated circuits to wiring systems*, Conf. 2EMC, September, Rouen, France, pp. 2, 2005.
- [82] S. Bendhia, M. Ramdani, E. Sicard, *Electromagnetic compatibility of integrated circuits, techniques for low emission and susceptibility*, Springer, eBook ISBN978-0-387-26601-5 , pp. 145-146, Springer US, Edition 1, 2006.
- [83] B. Russell, T. Puls, *Off-chip ESD protection anticipates IC scaling*, Product Marketing Engineer, Semtech Corporation, Camarillo, CA. August, Rep, 2007.
- [84] O. Melville Clark, J. Pizzicaroli, *Effect of lead wire lengths on protector clamping voltages*, Vishay, Document number 88441, October, Tech. Rep., 2007.
- [85] Infineon Technologies AG, *ESD241-B1-W0201 Protection Devices*, Datasheet, TVS (Transient Voltage Suppressor), Revision 1.0, 2017. <https://www.infineon.com>
- [86] Bruno Ben M'Hamed, *Contribution à l'analyse de la susceptibilité des composants électroniques a des perturbations transitoires Caractérisation et modélisation des éléments de protection*", Ph.D, Ecole doctorale Sciences et ingénierie pour l'Information, Limoges, France, 2010.
- [87] A. Dahak, A. Bendaoud, F. Duval, G. Corru, *Etude expérimentale et simulation des décharges électrostatiques (ESD) par l'étude des perturbations injectées dans les circuits électroniques*, 9ème conférence de la Société Française d'Electrostatique, SFE'2014, 27-29 août, Toulouse, France, 2014.

## ملخص

التفريغ الكهروستاتيكي هو واحد من الأسباب الرئيسية لتلف الأنظمة الكهربائية والإلكترونية أثناء تصنيعها واستخدامها. ضف إلى ذلك أن هذه الظاهرة تزداد بازدياد الأجهزة المتصلة بالأنظمة الإلكترونية. عدة معايير دولية دقيقة وشديدة وضعت للتصدي للمخاطر المرتبطة بعمليات التفريغ الكهروستاتيكي، مع وجود قيود أكثر صرامة في مجالات مثل الطيران أو السيارات.

إن الهدف من هذه الأطروحة هو جمع المعلومات اللازمة عن التفريغ الكهروستاتيكي، أصوله وآثاره على المكونات الإلكترونية ولكن أيضا على الأجهزة الإلكترونية بصفة عامة. بعد تقديم المفاهيم الأساسية لهذه الظاهرة، درسنا تأثير التفريغ الكهروستاتيكي باستخدام المسدس المولد للتفريغ الكهروستاتيكي على لوحات إلكترونية.

النتائج الرئيسية لهذه الدراسة هي إمكانية محاكاة استجابة بطاقة إلكترونية لتشويش كهربائي من نوع تفريغ كهروستاتيكي (وفقا للمعيار: IEC 61000 4-2). لإثبات صحة مجموع النماذج المتحصل عليها عن طريق المحاكات يتم مقارنتها مع القياسات التطبيقية لإعدادات  $S$  والتوتر الكهربائي المستحث على خطوط ميكروستريب الإلكترونية، بعد ذلك أجرينا نفس الاختبارات على بطاقة إلكترونية تحتوي على دائرة متكاملة بتقنية CMOS. الاختبارات تجعل من الممكن تحديد وتحسين مستوى حساسية بطاقة إلكترونية عن طريق تثبيت أجهزة وقائية من التفريغ الكهروستاتيكي مثل الثنائيات TVS. ويتم ضبط تحسين هذه الأجهزة وفقا للموقع الصحيح للحماية وتوافقها مع تشغيل البطاقة الإلكترونية حتى لا يكون هناك خلل في النظام.

كلمات البحث : التفريغ الكهروستاتيكي، تراكم الشحنات، الإشعاعات، بطاقة إلكترونية، محاكات، قياسات.

## RESUME

Les décharges électrostatiques (ESD) constituent une des principales causes de défaillance des systèmes électriques et électroniques pendant la fabrication du composant et lors de son utilisation. De plus, la fréquence des événements de la décharge électrique est augmentée par le nombre croissant de périphériques et de connectique du système. Des normes de fiabilité sévères ont été mises en place pour contrecarrer les risques liés aux décharges électrostatiques, avec des contraintes plus strictes dans des domaines tels que l'aviation ou l'automobile.

Le but de cette thèse est de collecter les informations nécessaires sur les décharges électrostatiques, leur origine et leurs effets sur les composants mais aussi sur les systèmes. Après avoir présenté les notions fondamentales de ce phénomène, nous avons étudié l'impact de décharge électrostatique en utilisant le pistolet DES sur des cartes électroniques PCB.

Le résultat majeur de cette étude est la possibilité de simuler la réponse d'une carte électronique à une agression ESD (conforme à la norme IEC 61000 4-2). L'approche de modélisation est validée par la comparaison avec les mesures de paramètre  $S$  et les tensions induites sur les lignes micro-rubans. Les mêmes tests sur la carte électronique PCB incluant un circuit intégré de technologie CMOS ont été effectués. Ces tests permettent de définir et améliorer le niveau de susceptibilité de carte PCB en installant des protections de type diodes TVS. L'optimisation de ces derniers est assurée par le bon emplacement des protections compatible avec le fonctionnement de carte électronique afin de ne pas perturber le système.

**Mots clés** : Décharge électrostatique, DES, Accumulation de charges, Perturbation conduite, Perturbation rayonnée, Carte électronique, PCB, Simulation, Banc de mesure.