



**HAL**  
open science

# MÉTHODE D'EXTRACTION RAPIDE ET EFFICACE D'UN MODÈLE DE PROTECTION ESD FACE À DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES RAPIDES

François Ruffat, Fabrice Caignet, Alexandre Boyer, Guillaume Mejezaze, Fabien Escudie, Frédéric Puybaret

## ► To cite this version:

François Ruffat, Fabrice Caignet, Alexandre Boyer, Guillaume Mejezaze, Fabien Escudie, et al.. MÉTHODE D'EXTRACTION RAPIDE ET EFFICACE D'UN MODÈLE DE PROTECTION ESD FACE À DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES RAPIDES. 21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023), Jun 2023, Toulouse, France. <hal-04203263>

**HAL Id: hal-04203263**

**<https://laas.hal.science/hal-04203263v1>**

Submitted on 11 Sep 2023

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

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



HAL Authorization

# MÉTHODE D'EXTRACTION RAPIDE ET EFFICACE D'UN MODÈLE DE PROTECTION ESD FACE À DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES RAPIDES

F. Ruffat<sup>1</sup>, F. Caignet<sup>1</sup>, A. Boyer<sup>1</sup>, G. Mejecaze<sup>2</sup>, F. Escudié<sup>2</sup>, F. Puybaret<sup>2</sup>

<sup>1</sup>LAAS-CNRS, 7 avenue Colonel Roche 31031 Toulouse cedex 4, France, [fruffat@laas.fr](mailto:fruffat@laas.fr), [fcaignet@laas.fr](mailto:fcaignet@laas.fr), [aboyer@laas.fr](mailto:aboyer@laas.fr)

<sup>2</sup>CEA-Gramat, F-46500 Gramat, France, [Guillaume.Mejecaze@cea.fr](mailto:Guillaume.Mejecaze@cea.fr), [Fabien.Escudie@cea.fr](mailto:Fabien.Escudie@cea.fr), [Frederic.Puybaret@cea.fr](mailto:Frederic.Puybaret@cea.fr)

**Résumé.** Les protections anti décharges électrostatiques, en anglais ElectroStatic Discharge - ESD, ont un comportement non-linéaire et complexe. C'est pour cela que la prédiction de la robustesse d'un système lorsqu'il est soumis à des ESD est également complexe. Afin d'obtenir un résultat précis, un modèle du déclenchement de la protection doit être trouvé. Dans cet article, une méthode d'extraction des modèles, ainsi que le montage associé, sont présentés. Contrairement aux méthodes qui sont généralement utilisées, la méthode proposée permet d'obtenir un modèle fréquentiel lors d'un stress à haut niveau d'injection. Sur des stress allant jusqu'à 2kV, 40A, les modèles que nous proposons sont définis jusqu'à des fréquences de 2GHz. Pour valider cette méthode, une comparaison entre mesure et simulation est également présentée, portant sur des composants passifs linéaires et non-linéaires tels que des protections ESD (TVS).

## I. INTRODUCTION

Les systèmes embarqués contiennent de plus en plus de calculateurs avec des bus de communication hautes fréquences. Tous ces produits contiennent des circuits intégrés. Ils doivent survivre à des environnements extrêmes, comme les phénomènes transitoires rapides (EFT – Electrical Fast Transient), à l'image des ESD. Les concepteurs doivent assurer la survie du système, lors des stress rencontrés durant sa vie. Des standards existent pour indiquer à quels niveaux de tension doit résister un système [1]–[3].

La conception de modèles précis pour les protections ESD n'est pas chose aisée [4]. Le problème principal consiste en l'élaboration d'un modèle correct capable de tenir compte de la partie dynamique du comportement de la protection lorsque celle-ci se déclenche. Ceci afin d'obtenir une estimation de la surtension [5], [6] qui peut potentiellement détruire les composants.

Les composants montés sur la carte (PCB) peuvent présenter de fortes non-linéarités quand ils sont soumis à de forts EFT. L'extraction des paramètres des modèles se fait sur une mesure à large bande passante (qq GHz) et fort niveau d'injection (qq kV et qq A). L'appareil de mesure utilisé usuellement pour caractériser les protections sans

les endommager est le générateur TLP (Transmission Line Pulse) [7]. En utilisant ce générateur, plusieurs auteurs ont réussi à obtenir des modèles [6], [8], [9], ceux-ci mettent en œuvre des mesures à la fois de tension mais aussi de courant. Les sondes de mesure sont limitées en termes de bande passante et sont utilisées pour obtenir l'information quasi-statique de la protection. Il est difficile d'obtenir les informations dynamiques du déclenchement des protections, de par la limitation en fréquence de tout le setup de mesure. De manière générale, les modèles dynamiques sont des modèles Spice [8], [10], qui peuvent être difficiles à implémenter. Dans cet article, le modèle utilisé est basé sur le passage de données temporelles vers des données fréquentielles, obtenues à partir de la réponse d'une charge sous test (DUT) à un fort niveau d'injection par réflectométrie temporelle (TDR – Time Domain Reflectometry), Fig. 1, comme présenté dans [11]. Cette méthode est également basée sur l'utilisation d'un générateur TLP qui sert à placer la protection dans un régime de fonctionnement donné. L'un des avantages de cette méthode est de n'utiliser que des mesures de tension, les sondes de tension ayant une bande passante plus large et supportant de plus hautes puissances que les sondes de courant [11], [12]. En supposant l'hypothèse de linéarité et d'invariance temporelle (LTI), un coefficient de réflexion peut être calculé. Ce protocole a été proposé dans l'article [12].

Une présentation du montage, de l'algorithme et de la calibration est proposée en section II. En section III, une validation sur charge linéaire est proposée. En section IV, une étude sur deux TVS est proposée. Enfin, les avantages et les limites de la méthode seront discutés.

## II. PRINCIPE D'EXTRACTION DU MODÈLE ET VALIDATION

### II.1. Montage et extraction du modèle

La mesure d'extraction du modèle, montage TLP-TDR (Fig. 1), est basée sur le principe de la méthode TDR utilisant un générateur TLP dont les caractéristiques sont données dans [7]. Le TLP est adapté 50  $\Omega$  et permet de faire des mesures répétables.

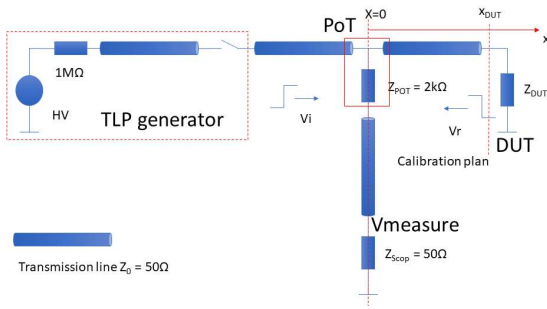


Fig. 1. Schéma de principe du montage TDR-TDR.

Tableau 1. Matériels utilisés dans le montage TLP-TDR

Nom du matériel	Référence	Valeur de référence
Générateur TLP	HPPI TLP8010C	$V_{max}=4kV$ , $I_{max}=80A$ , $t_r=100ps$ ,
PoT	HPPI PT45A	$Z_{PoT}=2.2k\Omega$ , Att :45, BW=8GHz
Oscilloscope	Tektronix DPO71254C	100GS/s, BW=12GHz

Entre la charge à caractériser et le générateur, la mesure de tension est réalisée par un oscilloscope large bande à travers un Pick-Off Tee (PoT). Il est situé à une distance  $x_{DUT}$  de la charge, qui dépend de la longueur de la connectique entre le PoT et la charge. Le PoT permet une mesure de tension peu invasive avec une grande bande passante.

Pour obtenir le modèle, les données de mesures vont subir plusieurs traitements. Le premier consiste à passer du domaine temporel au domaine fréquentiel grâce à une transformée de Fourier rapide (FFT). Cela implique de respecter l'hypothèse LTI.

Ensuite, il faut séparer, dans la forme d'onde mesurée, les contributions des ondes incidentes et réfléchies. Pour cela, une calibration préalable est nécessaire. Il s'agit de mesurer la tension au niveau du PoT, avec une charge d'impédance adaptée à la place du DUT, dans le but d'annuler la tension réfléchie. Ainsi, la tension incidente seule est mesurée. Une fois cette étape réalisée, sans changer le niveau de tension, la charge adaptée est remplacée par la charge à caractériser. Grâce à cette méthode, les tensions incidente et réfléchie peuvent être séparées (1).

$$\begin{cases} V_{PoT} = V_i(0, f) + V_r(0, f) & (1) \\ \Gamma_{PoT} = \frac{V_r(0, f)}{V_i(0, f)} & (2) \end{cases}$$

(2) est le calcul du coefficient de réflexion de l'ensemble du montage, le PoT et le DUT sont pris en compte. Cependant, le modèle voulu est celui du DUT. Pour cela, une seconde calibration est nécessaire pour obtenir des coefficients de correction [e] permettant de compenser l'effet du montage. Cette calibration est expliquée en détail dans [13]. L'équation qui permet de passer de  $\Gamma_{PoT}$  à  $\Gamma$  sont (3) et (4).

$$\Gamma = \frac{\Gamma_{PoT} - e_{00}}{\Delta e - e_{11}\Gamma_{PoT}} \quad (3)$$

$$\Delta e = e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11} = \det([e]) \quad (4)$$

## II.2. Validation

Le Tableau 2 présente les composants passifs linéaires utilisés pour la validation de la méthode. Pour les charges 470R et 2R, les mesures TDR se font avec un niveau d'injection de 100V TLP (tension de charge du câble).

Tableau 2. Composants utilisés dans l'étude

Nom d'usage du composant	Référence	Valeur de composant
470R	TE Connectivity	470 $\Omega$ , 0.125W
50	Panasonic	49.9 $\Omega$ 0.125W
2R	Yageo	2 $\Omega$ , 0.125W

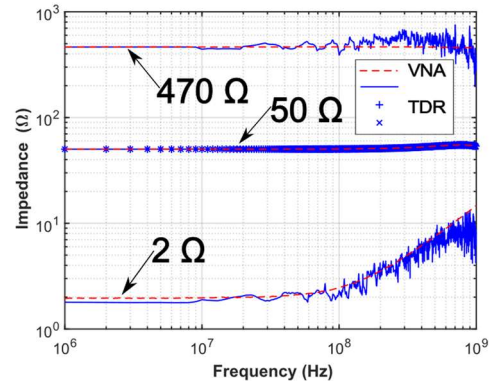


Fig. 2. Module de l'impédance de trois charges

Trois impédances mesurées sont données par la Fig. 2.

La première concerne les données 50  $\Omega$ . Les mesures TDR recouvrent parfaitement les données obtenues grâce à l'analyseur de réseau vectoriel (VNA), utilisé comme moyen de mesure de référence. En effet, ces données sont utilisées pour faire la calibration, il est donc essentiel que, pour différents niveaux d'injection (2 kV, 100 V et 10 V de charge TLP), les données VNA soient retrouvées.

Un autre résultat intéressant concerne les mesures 470 R et 2 R. Les données obtenues grâce à la méthode TDR et celles du VNA sont en bon accord sur la plage de fréquence mesurée.

Enfin, le bruit observé lors de la mesure TDR sur les charges 470 R et 2 R est une transposition dans le domaine fréquentiel du bruit temporel. Dans le domaine fréquentiel, le rapport signal sur bruit tend à décroître avec la fréquence. Dès qu'il devient trop faible, l'extraction de l'impédance n'est plus assez précise. La limite en fréquence se calcule à partir de la formule (5).

$$F_{max} = \frac{1}{\pi t_r} \quad (5)$$

Une des limites de la modélisation est donc la bande passante du modèle. À ce stade, un modèle de chaque composant du Tableau 2 est proposé.

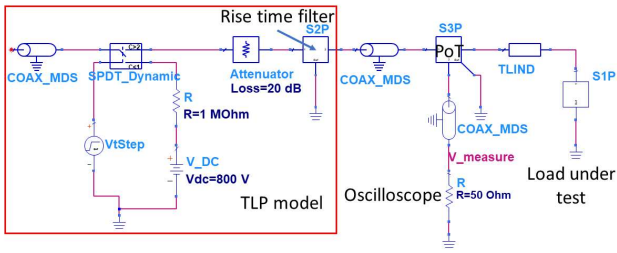


Fig. 3. Schéma du montage utilisé pour les simulations sur ADS

Les modèles de la 470 R, issus des résultats de mesure du TDR et du passage dans le domaine fréquentiel (Fig. 2), sont injectés dans la boîte de paramètres S, S1P visible à droite sur la Fig. 3. Le reste du montage est constitué d'un modèle du générateur TLP, de lignes de propagation, du PoT et de l'oscilloscope. Le simulateur utilisé est le logiciel ADS. Les résultats de simulation comparés aux mesures sont présentés en Fig. 4. Les simulations sont respectivement des simulations obtenues grâce à des données via méthode TDR et via mesure au VNA. Le temps de montée est plus lent que le temps de montée utilisé pour obtenir le modèle, tout en restant dans les limites de validité du modèle.

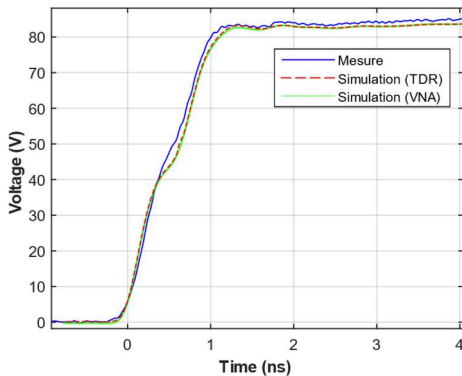


Fig. 4. Forme d'onde de tension sur une résistance 470Ω

La comparaison entre la mesure et les simulations donnent de bons résultats : temps-de-montée exact à 5%, niveau quasi statique exact à 4%, pas de surtension. Il est également important de noter que les simulations donnent les mêmes résultats avec les modèles extraits par le VNA ou le TLP. L'impact du bruit fréquentiel visible sur la mesure TDR de la Fig. 3 est totalement masqué lors de l'utilisation du modèle dans la simulation.

### III. CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DE CHARGE NON-LINÉAIRE

#### III.1. Etude TVS 1

La TVS utilisée est une Nexperia PESD5V0L1BA115. Il s'agit d'un composant qui a un comportement de diode, comme le montre sa caractéristique statique (Fig. 5). La méthode de mesure TLP-TDR est utilisée sur trois points de cette courbe afin d'obtenir trois modèles pour illustrer différents comportements. Pour chaque point une résistance de charge est estimée. Cette résistance ( $R @ x$

V présentée sur les Fig. 5 et Fig. 8) est obtenue à partir des mesures de tension et courant par le banc TLP en régime quasi statique. La résistance équivalente ( $R_{on}$  Fig. 5 et Fig. 8), quant à elle, est calculée à partir de la pente sur la caractéristique I(V) après le déclenchement.

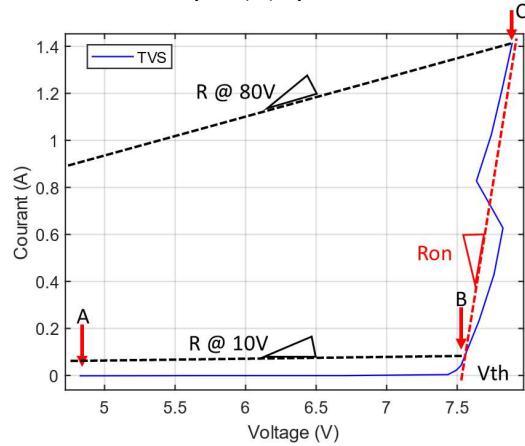


Fig. 5. Courbe I(V) de la TVS 1

Dans la Fig. 5 chacun des points est noté par les lettres ABC :

Tableau 3. Points modélisés pour la TVS 1

Lettre	Tensions de charge TLP	Résistance de charge	Régime de la TVS
A	5 V	$\infty$	Avant déclenchement
B	10 V	160 Ω	Déclenchement
C	80 V	5 Ω	Après déclenchement

Les résultats des mesures TLP TDR sont présentés dans la Fig. 6.

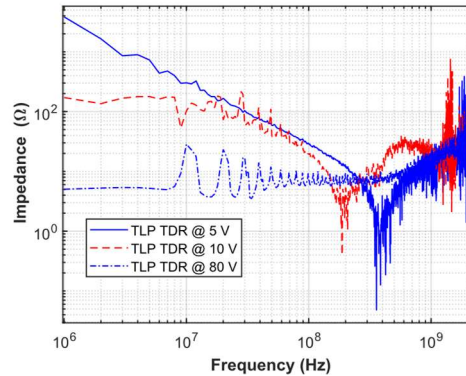


Fig. 6. Impédance fréquentielle de la TVS dans les cas A, B et C

La méthode TDR-TLP fait apparaître trois impédances différentes pour chaque régime de fonctionnement du composant. Il y a donc un modèle différent pour chaque niveau d'injection. L'impédance équivalente au point A représente la caractéristique d'un condensateur. Cette réponse était attendue. La valeur de la capacité mesurée est de 63 pF, ce qui correspond à la valeur donnée dans la datasheet (entre 75 et 55 pF). Les mesures de capacité sont obtenues par la méthode des moindres carrés.

L'impédance équivalente au point B est une impédance de forte valeur, 150  $\Omega$  (en basse fréquence, <10 MHz), suivie d'un comportement capacitif (capacité légèrement supérieure à la capacité avant le déclenchement). La résistance est estimée en moyennant les valeurs des points sur le plateau basse fréquence de l'impédance. D'après le Tableau 3, la valeur estimée de la résistance au point de fonctionnement est de 160  $\Omega$ . La valeur de résistance obtenue en basse fréquence est du même ordre de grandeur que la résistance du point de fonctionnement. En effet, le point B correspond à une impédance de forte valeur (160  $\Omega$ ). L'impédance équivalente au point C correspond à une résistance de faible valeur suivie d'un comportement inductif. La résistance équivalente mesurée par TLP-TDR au niveau du point C est en effet faible (5  $\Omega$ ) conformément au tableau 3. Dans le calcul de l'impédance au point C, des pics tous les 10 MHz apparaissent, dus au comportement non linéaire de la protection. Pour remédier à ce problème, une « symétrisation » doit être menée. Elle est appliquée par la suite.

$$V_{mesure}(t) = \begin{cases} V_{mesure}(t) & \text{pour } 0 < t < T_{ON} \\ V_{mesure}(T_{ON}) - V_{mesure}(t - T_{ON}) & \text{pour } t > T_{ON} \end{cases} \quad (6)$$

L'équation (6) présente le calcul de la forme d'onde à partir de la forme d'onde initiale [11] [14]. Un deuxième traitement mathématique est appliqué sur les données afin d'enlever le bruit fréquentiel. Ce traitement est basé sur un filtrage de type Savitzky – Golay.

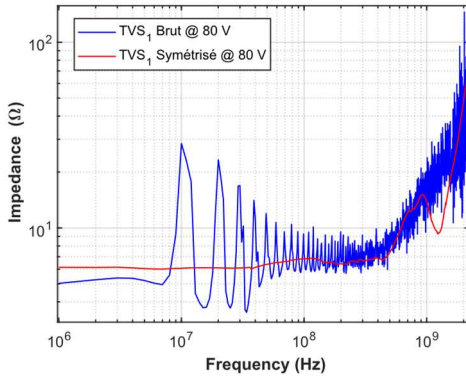


Fig. 7. Comparaison entre les résultats d'impédance avec et sans symétrisation

La Fig. 7 présente une comparaison entre l'impédance mesurée sur la TVS 1 à 80 V (impédance TLP TDR @ 80 V en Fig. 6) non symétrisée et celle obtenue après symétrisation. Dans la nouvelle mesure, les oscillations basses fréquences ont disparu mais le comportement reste le même. Ces phénomènes sont donc bien dus au comportement non linéaire.

### III.2. Etude TVS 2

La TVS 2 a comme référence ST Microelectronics SM6T68CA. A l'instar de la Fig. 5, la Fig. 8 présente la courbe de la TVS 2. Les points choisis pour la modélisation sont notés dans le Tableau 4. La modélisation se fait à partir de courbes temporelles symétrisées.

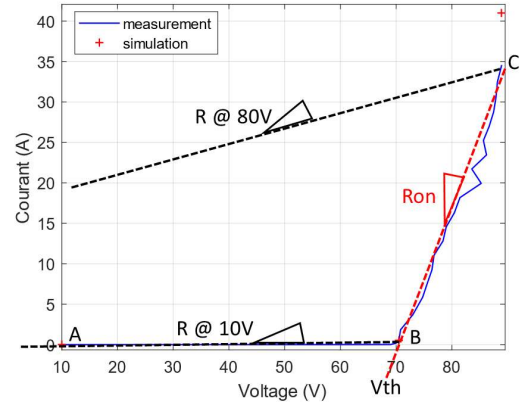


Fig. 8. Courbe  $I(V)$  de la TVS 2

Tableau 4. Points modélisés pour la TVS 2

Lettre	Tensions de charge TLP	Résistance de charge	Régime de la TVS
A	10 V	$\infty$	Avant déclenchement
B	100 V	140 $\Omega$	Déclenchement
C	2 kV	2 $\Omega$	Après déclenchement

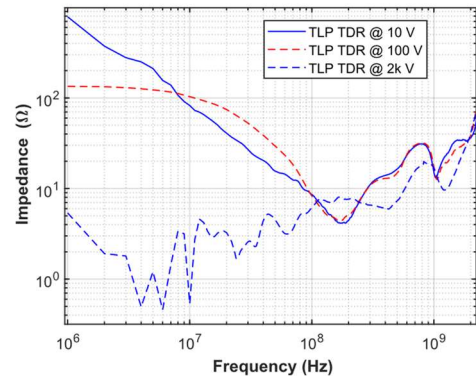


Fig. 9. Impédance fréquentielle de trois points de la courbe  $I(V)$  de la TVS 2

À l'image de la Fig. 6, la Fig. 9 présente l'impédance obtenue pour les trois différents points. L'impédance équivalente au point A suit la caractéristique d'un condensateur. La valeur de capacité mesurée est de 150 pF, ce qui ne correspond pas à la valeur donnée dans la datasheet (200 pF à 1 V<sub>DC</sub> et 80 pF à 10 V<sub>DC</sub>). Cet écart peut être imputé à la différence de méthode de mesure de capacité. L'impédance équivalente au point B est une résistance TDR de forte valeur (130  $\Omega$ ) suivie d'un comportement fréquentiel complexe. Le point B correspond à une impédance de forte valeur (140  $\Omega$  d'après Tableau 4). Les deux valeurs de résistance sont de même ordre de grandeur. L'impédance équivalente au point C correspond à une résistance de faible valeur (2  $\Omega$ ), associée à un comportement haute fréquence inductif. La résistance TDR équivalente au niveau du point C est en effet faible ( $R < 5 \Omega$ ). Ici pas d'estimation fiable en raison du bruit basse fréquence encore présent.

#### IV. SIMULATION SUR LES TVS

Dans cette partie, les paramètres S obtenus sur les deux TVS vont être exploités sur ADS. L'objectif est de vérifier que les paramètres S permettent de reproduire par la simulation temporelle le déclenchement d'une protection ESD, en le comparant à une mesure. Il est important de noter que les temps de montée utilisés pour extraire le modèle (100 ps) et pour la comparaison mesure/simulation sont différents (300 ps). Le niveau de tension d'injection est le même pour la modélisation et pour la simulation.

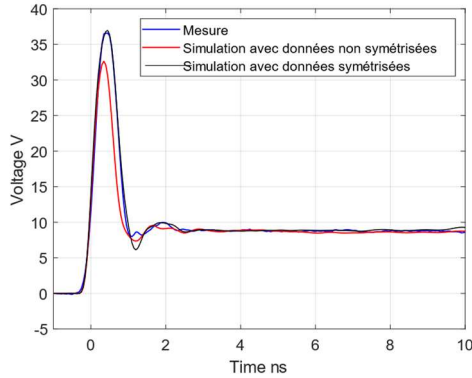


Fig. 10. Comparaison mesure/simulation sur la TVS 1 après déclenchement

Les Fig. 10 et Fig. 11 présentent une comparaison mesure/simulation des TVS 1 et 2 après déclenchement lorsqu'elles sont soumises à des stress de 80 V et 2 kV respectivement. Dans le cas de la Fig. 10, les simulations sont menées avec des données provenant de paramètres S issus de mesures symétrisées et non symétrisées (cf. Fig. 7). Le temps de montée et le premier pic sont parfaitement estimés dans le cas de la mesure symétrisée (Fig. 10). Pour la mesure non symétrisée, l'erreur est de 11%. L'oscillation après le déclenchement est bien représentée elle aussi. Le niveau quasi-statique sur les premières nanosecondes est également bien modélisé.

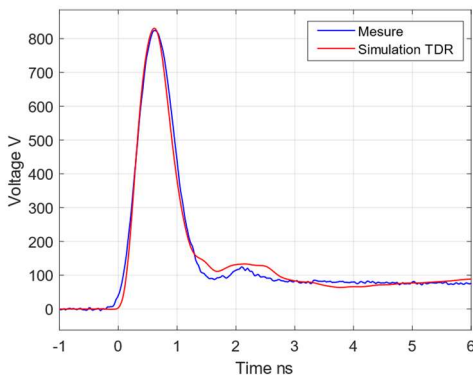


Fig. 11. Comparaison mesure/simulation sur la TVS 2 après déclenchement

Dans le cas de la TVS 2 (Fig. 11) le temps de montée et le premier pic sont bien représentés. La première oscillation apparaît en simulation, mais est mal estimée, 36% d'écart

entre mesure et simulation. Pour le niveau quasi-statique, il est bien estimé malgré une légère oscillation en simulation. Les résultats des comparaisons mesure/simulation montrent que le modèle proposé, issu de mesures TLP-TDR, permet d'obtenir un bon accord mesure simulation après déclenchement.

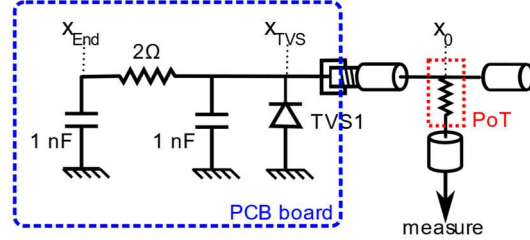


Fig. 12. Schéma du montage CRC + TVS 1

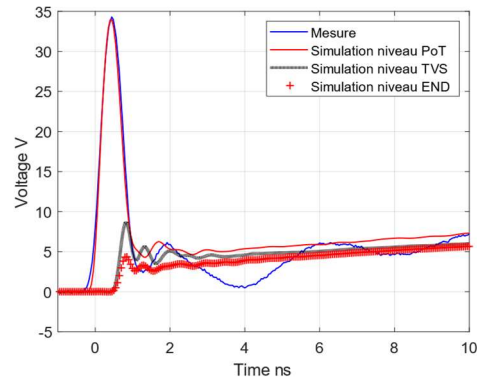


Fig. 13. Comparaison mesure/simulation sur un CRC + TVS 1 après déclenchement

Une validation supplémentaire est faite sur un montage complexe de type CRC + TVS (Fig. 12). L'objectif est de vérifier si des modèles fréquentiels issus de mesures TLP-TDR arrivent à prédire les allures temporelles en différents points pour prédire l'efficacité d'un réseau de protection comme celui présenté. Les caractéristiques de chaque composant sont notées dans la Fig. 12. La simulation se fait dans les mêmes conditions que celles énoncées en Fig. 3. Les résultats sont donnés en Fig. 13. Au niveau du point de mesure  $X_0$ , la simulation permet de parfaitement reproduire la surtension. En revanche, l'oscillation résiduelle simulée est quasiment inexistante, alors qu'une oscillation lente apparaît en mesure. Le point  $X_0$  est le seul accessible en mesure. Etant donné la précision du résultat, nous pouvons être suffisamment confiants sur l'estimation des surtensions en avançant dans le réseau de protection, en  $X_{TVS}$  et  $X_{END}$ . Toutefois une validation de ces simulations par une mesure en sortie du filtre fiabiliserait l'estimation des surtensions. La simulation nous permet de prédire une surtension de l'ordre de 4V au bout de notre réseau de protection, pour une injection de type TLP de 80 V.

#### V. CONCLUSION

Dans ce papier, une méthode d'extraction de coefficients de réflexion fréquentiels à partir de mesures TLP-TDR de

puissance a été proposée. Le bon fonctionnement de cette technique de modélisation sur des composants linéaires, puis sur des composants non-linéaires avant et après déclenchement est prouvé, à la fois dans le domaine fréquentiel mais aussi lors de la reconstruction du profil temporel. Les modèles obtenus permettent des simulations sur une bande passante de stress jusqu'à 2 GHz. Ce modèle permet aussi de faire des prédictions dans des environnements plus complexes. Grâce à la simulation, des formes d'ondes à des points inaccessibles par la mesure peuvent être estimées.

Une étape supplémentaire peut consister à estimer une forme d'onde transmise de manière satisfaisante. Une autre piste serait de trouver un protocole de simulations incluant le choix de modèle. Enfin, une méthode de mesure deux ports peut être développée pour caractériser des protections entre 2 broches non caractérisables en un port.

## REFERENCES

- [1] International Electrotechnical Commission, « IEC 61000-4-2 Electromagnetic compatibility (EMC): Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test », *Edition 1 Amendment 2*, décembre 2008.
- [2] ISO 10605 Road vehicles, « Test methods for electrical disturbances from ESD », 2008.
- [3] K. Muhonen, N. Peachey, et A. Testin, « Human metal model (HMM) testing, challenges to using ESD guns », in *2009 31st EOS/ESD Symposium*, août 2009, p. 1-9.
- [4] Industry Council on ESD, « Review of IEC 61000-4-2 ESD Testing and Impact on System-Efficient ESD Design (SEED) », *White Paper 3 System Level ESD, Target Levels*, 2020.
- [5] M. P. J. Mergens, M. T. Mayerhofer, J. A. Willems, et M. Stecher, « ESD protection considerations in advanced high-voltage technologies for automotive », in *2006 Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium*, sept. 2006, p. 54-63.
- [6] F. Escudié, F. Caignet, N. Nolhier, et M. Bafleur, « From quasi-static to transient system level ESD simulation: Extraction of turn-on elements », in *2016 38th Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium (EOS/ESD)*, sept. 2016, p. 1-10. doi: 10.1109/EOSESD.2016.7592563.
- [7] A. S. 5. 1 ESD association standard, « Test method for electrostatic discharge (ESD) sensitivity testing-Transmission line pulse (TLP)- component level », 2016.
- [8] G. Notermans, H.-M. Ritter, S. Holland, et D. Pogany, « Dynamic Voltage Overshoot During Triggering of an SCR-Type ESD Protection », *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 19, n° 4, p. 583-590, déc. 2019, doi: 10.1109/TDMR.2019.2952713.
- [9] J. S. Meiguni *et al.*, « Transient Analysis of ESD Protection Circuits for High-Speed ICs », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 63, n° 5, p. 1312-1321, oct. 2021, doi: 10.1109/TEMPC.2021.3071644.
- [10] L. Shen, S. Marathe, J. Meiguni, G. Luo, J. Zhou, et D. Pommerenke, « TVS Devices Transient Behavior Modeling Framework and Application to SEED », in *2019 41st Annual EOS/ESD Symposium (EOS/ESD)*, sept. 2019, p. 1-10. doi: 10.23919/EOS/ESD.2019.8869992.
- [11] R. Gillon, M. Vanden Bossche, et F. Verbeyst, « The application of large-signal calibration techniques yields unprecedented insight during TLP and ESD testing », in *2009 31st EOS/ESD Symposium*, août 2009, p. 1-7.
- [12] F. Escudié, F. Caignet, N. Nolhier, et A. Boyer, « Frequency Based Method Investigation to Extract an ESD Protection Dynamic SPICE Model From TLP Measurement », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 64, n° 1, p. 47-57, févr. 2022, doi: 10.1109/TEMPC.2021.3106770.
- [13] F. Ruffat, F. Caignet, A. Boyer, F. Escudié, G. Mejecaze, et F. Puybaret, « A fast and efficient Model Extraction Method to predict the transient Response of ESD Protection Devices », EMC Europ Gotenburg, sept. 2022, p. Suède.
- [14] F. Escudié, « Optimisation de modèles comportementaux de composants pour la prédiction de défaillances fonctionnelles et matérielles liées aux décharges électrostatiques (ESD) », phdthesis, Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2018. Consulté le: 2 septembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.laas.fr/tel-02056013>