

MÉTHODE RFIP : VERS UNE MEILLEURE CARACTÉRISATION DE L'IMMUNITÉ DES CIRCUITS INTÉGRÉS

A. Ayed¹, T. Dubois¹, J-L. Levant², G. Duchamp¹

1- Laboratoire IMS, Université Bordeaux 1, 351 cours de la Libération – 33400 Talence, France
ala.ayed@ims-bordeaux.fr, tristan.dubois@ims-bordeaux.fr, genevieve.duchamp@ims-bordeaux.fr

2- ATMEL Nantes SA, route de Gachet - 44306 Nantes, France – jean-luc.levant@atmel.com

Résumé. Dans ce papier, une évolution de la technique « Resistive RF Injection Probe » (RFIP) de mesure de l'immunité conduite des circuits intégrés est présentée. En se basant sur les paramètres de réseaux des différents éléments du banc de mesure, le principe de calcul des paramètres d'immunité (*tension, courant, impédance, puissance*) est tout d'abord détaillé. La caractérisation de la sonde ainsi que du banc de mesure RFIP est détaillée. Le modèle de calcul est ensuite validé par simulation en mettant en œuvre un banc de mesure virtuel. Des mesures RFIP sont enfin réalisées pour étudier l'immunité interne d'un convertisseur analogique-numérique (ADC) embarqué dans un microcontrôleur. Les résultats obtenus sont comparés avec des résultats de mesure DPI (*Direct Power Injection*) et analyseur de réseaux (VNA).

I. INTRODUCTION

La validation des composants électroniques avant leur production et mise sur le marché passe par l'estimation de leur compatibilité électromagnétique dans leurs environnements de fonctionnement. Grâce aux avancées technologiques dans la fabrication des circuits intégrés, ces derniers sont devenus de plus en plus miniaturisés et complexes. Cette complexité se traduit par l'assemblage au sein de la même puce de fonctions analogiques et numériques, ce qui favorise la propagation des interférences électromagnétiques des circuits sources aux circuits victimes. Par conséquent, le besoin de connaître les différentes limites d'émissivité et de susceptibilité a mené les concepteurs à chercher des techniques de mesure adéquates à la quantification de ces différentes limites afin de durcir les circuits intégrés et d'améliorer leur immunité aux perturbations électromagnétiques.

Un ensemble de techniques de mesure de l'immunité a été proposé dans le cadre du projet « IEC 62132 » [1]. Plus spécifiquement, la norme IEC 62132-4 décrit la méthode DPI [2], largement employée comme une technique de mesure de l'immunité des circuits intégrés. Cette méthode consiste à injecter une perturbation RF de type conduit sur une ou plusieurs broches d'un circuit intégré et permet de déterminer le niveau de puissance à partir duquel le circuit sous test (DUT) est considéré perturbé selon un critère de susceptibilité prédéfini.

La connaissance de la puissance de perturbation est souhaitée mais ne suffit pas aux besoins des concepteurs qui veulent avoir plus de données sur les facteurs de perturbation, notamment par la connaissance de paramètres électriques tels que le courant et la tension.

Dans cette optique, quelques méthodes ont été proposées comme des alternatives à la technique DPI. Nous pouvons citer la technique HFPI (*High Frequency conducted Power Injection*) [3]. Elle consiste à injecter un signal de perturbation RF à l'aide d'une sonde spécifique. Cette sonde contient un voltmètre et un ampèremètre RF permettant la mesure de la tension et du courant après avoir appliqué une procédure de correction en fonction de la fréquence. L'inconvénient majeur de cette méthode est le fait que la sonde est propriétaire, ce qui la rend moins utilisée. Une autre méthode a été proposée : il s'agit de la technique RFIP (*Resistive RF Injection Probe*) [4]. Le banc de mesure RFIP est similaire à celui de la DPI et requiert l'utilisation d'une sonde moins complexe que celle de la HFPI.

Dans ce papier, une évolution de la technique RFIP sera présentée. Après avoir détaillé le principe de calcul des paramètres d'immunité du circuit sous test, les différentes étapes de la caractérisation de la sonde et du banc de mesure vont être présentées. Enfin, des résultats de mesure de l'immunité d'un convertisseur analogique-numérique (ADC) vont être analysés et comparés à des mesures DPI et analyseur de réseaux (VNA).

II. PRINCIPE DE CALCUL DES PARAMÈTRES D'IMMUNITÉ

II.1. Principe de la mesure RFIP

Le principe de la mesure RFIP est comparable à celui de la DPI en termes d'équipements requis pour constituer le banc de mesure. Toutefois, au lieu d'injecter le signal de perturbation CW (*Continuous Wave*) à travers une capacité, ce dernier parvient au DUT à travers une impédance Z_p connue. Une mesure différentielle de tension aux bornes de cette impédance permet d'obtenir les paramètres tension, courant, impédance et puissance de perturbation. Dans [4], deux sondes différentielles connectées à l'oscilloscope sont employées pour estimer la chute de tension V_p aux bornes de Z_p . L'évolution proposée du banc de mesure consiste à récupérer les

valeurs des tensions de part et d'autre de Z_p à l'aide de deux blocs amplificateurs identiques. Cela permet de s'affranchir de l'utilisation des sondes différentielles coûteuses. De ce fait, les deux blocs amplificateurs constituent avec l'impédance Z_p la sonde RFIP (voir fig.1) autour de laquelle cette technique de mesure est bâtie.

Les blocs amplificateurs sont conçus à base de transistors MOSFET RF. Le choix de ce type d'architecture est justifié par le fait que ces blocs viennent à la base pour remplacer les sondes de mesure. Ils ne doivent pas avoir une grande influence sur l'acheminement de la perturbation jusqu'au DUT. De ce fait, la grande impédance d'entrée des transistors MOSFET permet de limiter les pertes en puissance injectée puisque les courants d'entrée des amplificateurs (I_1 et I_2) sont très faibles. De plus, aucune procédure de calibration ou d'adaptation d'impédance n'est nécessaire pour les amplificateurs dans la gamme des fréquences de mesure. Seules des caractérisations avec les paramètres S sont suffisantes pour pouvoir remonter aux différents paramètres d'immunité. Toutefois, un processus de de-embedding des paramètres S doit être effectué pour améliorer la précision des calculs.

II.2. Calcul des paramètres d'immunité

Les paramètres d'immunité (*tension, courant, impédance et puissance*) peuvent être calculés en se basant sur les équations des paramètres de réseaux des différents éléments du banc de mesure. De ce fait, chaque constituant de la chaîne de mesure, allant de l'oscilloscope jusqu'au DUT, doit être caractérisé séparément à l'aide de mesures de paramètres S effectuées à l'analyseur de réseaux. Ces derniers sont ensuite convertis en paramètres Z en utilisant les formules de conversion adéquates [5]. Connaissant la tension et le courant à l'entrée de chaque bloc (*considéré comme un quadripôle*), la tension et le courant de sortie peuvent être déduits en se basant sur ses paramètres Z. Ce calcul est répété autant de fois que le signal traverse un élément du banc de mesure. La figure 1 montre un schéma bloc du banc de mesure RFIP avec les différents courants et tensions.

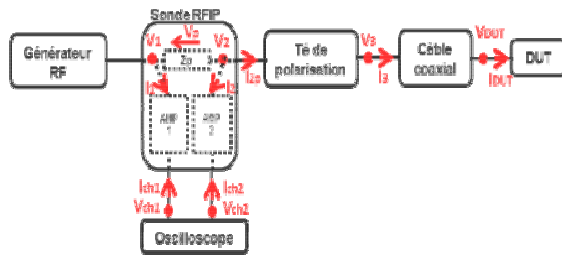


Fig.1. Schéma bloc du banc de mesure RFIP

La sonde RFIP et l'oscilloscope permettent de mesurer les valeurs des tensions V_{ch1} et V_{ch2} qui représentent les données élémentaires du modèle de calcul des paramètres d'immunité. Le té de polarisation assure le découplage entre la tension DC et le signal RF et joue en même temps le rôle de la capacité d'injection DPI. La perturbation est par la suite acheminée à la broche agressée du circuit sous test à travers le câble coaxial. Etant donné V_{ch1} et V_{ch2} , I_{ch1} et I_{ch2} sont donnés par :

$$I_{ch1} = -V_{CH1}/Z_{01} \quad (1)$$

$$I_{ch2} = -V_{CH2}/Z_{02} \quad (2)$$

Z_{01} et Z_{02} sont les impédances d'entrées des canaux 1 et 2 de l'oscilloscope, respectivement.

Les tensions V_1 et V_2 aux bornes de Z_p sont donnés par :

$$V_1 = I_1 \times Z_{11a} + I_{CH1} \times Z_{12a} \quad (3)$$

$$V_2 = I_2 \times Z_{11b} + I_{CH2} \times Z_{12b} \quad (4)$$

Avec:

$$I_1 = (V_{CH1} - Z_{22a} \times I_{CH1}) / Z_{21a} \quad (5)$$

$$I_2 = (V_{CH2} - Z_{22b} \times I_{CH2}) / Z_{21b} \quad (6)$$

$[Z_{ija}]$ et $[Z_{ijb}]$ sont les paramètres Z des amplificateurs 1 et 2, respectivement. Le même principe est suivi pour le calcul de V_3 et I_3 à la sortie du té de polarisation. Enfin, V_{DUT} et I_{DUT} sont donnés par :

$$I_{DUT} = -(V_3 - Z_{11c} \times I_3) / Z_{12c} \quad (7)$$

$$V_{DUT} = I_{DUT} \times Z_{22c} + I_3 \times Z_{21c} \quad (8)$$

$[Z_{ijc}]$ étant les paramètres Z du câble coaxial. Par conséquent, l'impédance et la puissance à l'entrée du DUT peuvent être déduites selon :

$$Z_{DUT} = V_{DUT} / I_{DUT} \quad (9)$$

$$P_{DUT} = \text{Re} \left\{ (V_{DUT} \times \text{conj}(V_{DUT})) / Z_{DUT} \right\} \quad (10)$$

III. CARACTÉRISATION DE LA SONDE ET DU BANC DE MESURE RFIP

Après avoir expliqué le principe de la mesure RFIP et détaillé le modèle de calcul des paramètres d'immunité, l'intérêt sera porté dans cette section à la caractérisation de la sonde et du banc de mesure RFIP. L'importance de prendre en considération chaque élément de la chaîne de mesure avec le maximum de précision découle du fait que chaque étape de calcul doit fournir des résultats précis à l'étape suivante afin de parvenir à une bonne estimation des paramètres d'immunité au niveau du DUT. La figure 2 est une photo du banc de mesure RFIP.

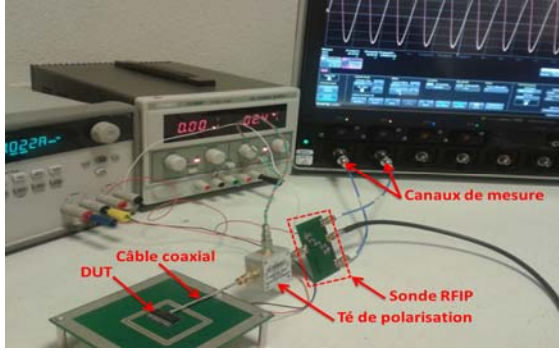


Fig.2. Photo du banc de mesure RFIP

III.1. Caractérisation de la sonde RFIP

La sonde RFIP est constituée de l'impédance Z_p autour de laquelle deux blocs amplificateurs sont placés. Les deux amplificateurs ainsi que Z_p sont caractérisés à l'aide de mesures de paramètres S qui vont être utiles au calcul de V_1 et V_2 selon les équations susmentionnées.

Concernant les amplificateurs, ils sont caractérisés séparément entre les deux ports d'entrée et de sortie en enlevant Z_p . Le port d'entrée correspond au port par lequel le signal de perturbation est injecté vers le DUT tandis que le port de sortie correspond au port relié à l'oscilloscope. Afin d'assurer l'exactitude du calcul des paramètres d'immunité, les tensions V_1 et V_2 doivent être estimées au voisinage immédiat de Z_p . Toutefois, les paramètres S mesurés des amplificateurs contiennent la contribution d'une partie d'interconnexion qui doit être enlevée à savoir les accès au bloc amplificateur du côté du port d'entrée (connecteur + ligne). De ce fait, il est nécessaire de faire une procédure de de-embedding des paramètres S afin d'utiliser, dans le modèle de calcul, les paramètres obtenus après de-embedding. Un kit de de-embedding est conçu et utilisé pour récupérer les paramètres S de la portion à enlever. Ensuite, l'outil de simulation ADS permet d'obtenir les paramètres S corrigés par l'application d'une approche statique de de-embedding moyennant des modèles prédéfinis [6]. La figure 3 illustre le paramètre de réflexion directe S_{11} à l'entrée d'un amplificateur avant et après de-embedding.

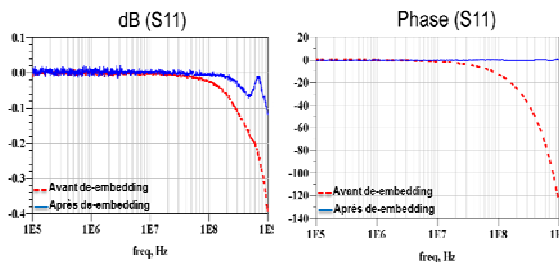


Fig.3. Effet du de-embedding sur les paramètres S

On peut noter que la qualité de la réflexion est améliorée bien que la valeur du coefficient de réflexion soit proche de 0 dB même avant le de-embedding. Ceci correspond à une mesure près du transistor MOSFET à haute impédance d'entrée. D'autre part, la dérive de la phase pour des fréquences supérieures à 100 MHz est également compensée par le de-embedding.

En ce qui concerne l'impédance Z_p , il s'agit d'une résistance commerciale de 10 Ω . La connaissance de la valeur exacte de Z_p en fonction de la fréquence est importante pour le calcul du courant I_{zp} . Identiquement au cas des amplificateurs, les paramètres S mesurés de Z_p doivent subir une procédure de de-embedding. Cette procédure est réalisée à l'aide du kit de de-embedding. Ensuite, les paramètres S obtenus sont convertis en paramètres ABCD. En effet, le paramètre B donne directement la valeur de l'impédance dans le cas d'une impédance série mesurée entre deux ports [7]. Les autres paramètres, à savoir (A, D, C), sont idéalement égaux à (1, 1, 0), respectivement. La figure 4 illustre les paramètres ABCD avant et après de-embedding. Il est clair que les paramètres (A, D, C) sont améliorés avec le de-embedding grâce à la suppression des parasites séries et parallèles des lignes d'accès. L'effet de la correction apportée par le de-embedding est significatif pour les fréquences supérieures à 100 MHz, fréquence à partir de laquelle les imprécisions ont une répercussion directe sur l'estimation des paramètres d'immunité du DUT.

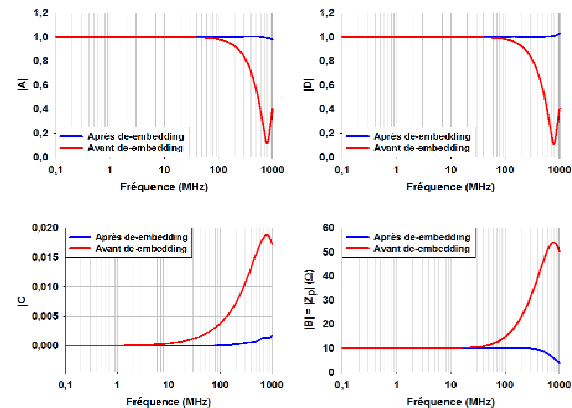


Fig.4. Paramètres ABCD de l'impédance Z_p

III.2. Caractérisation des autres éléments du banc de mesure

Après avoir caractérisé la sonde RFIP, les autres éléments du banc de mesure sont aussi caractérisés avec des mesures de paramètres S. Les tensions V_{ch1} et V_{ch2} sont mesurées avec les deux voies de l'oscilloscope selon le couplage 50 Ω . Cette valeur n'est pas constante sur toute la gamme des fréquences de mesure d'où l'importance de prendre en compte sa variation avec l'augmentation de la fréquence. Les paramètres S du té de polarisation et du câble coaxial ont été aussi mesurés dans les mêmes conditions que celles de la mesure RFIP. Tous les éléments nécessaires au calcul des paramètres d'immunité sont donc fournis.

III.3. Effet de l'augmentation de la puissance injectée sur la mesure

Les blocs amplificateurs étant conçus à base de transistors MOSFET à double grille, la présence d'un tel élément actif fait poser la question sur les limites de la validité de la mesure RFIP en augmentant la puissance de perturbation injectée à la sonde. Ceci revient à étudier les non-linéarités des amplificateurs et leur influence sur l'exactitude des paramètres d'immunité mesurés. La figure 5 illustre l'impédance Z_{DUT} et la tension V_{ch1} mesurées en fonction de la puissance injectée. La mesure est faite en utilisant un bouchon 50Ω qui joue le rôle du DUT.

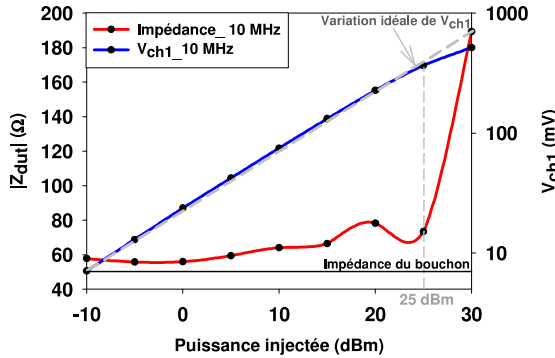


Fig.5. Effet de la puissance sur la mesure RFIP

On remarque qu'il y a une incertitude sur la valeur de l'impédance estimée. Toutefois, cette valeur garde quasiment le même niveau pour des puissances injectées inférieures à 25 dBm. A partir de cette valeur, le résultat calculé est totalement erroné, ce qui correspond au début de la saturation de la tension V_{ch1} mesurée à l'oscilloscope. La sonde RFIP conçue et étudiée est donc exploitable pour des fréquences allant jusqu'à 1 GHz (fréquence de fonctionnement du transistor) et des puissances pouvant atteindre 25 dBm. Afin d'améliorer ces deux limites, l'architecture des blocs amplificateurs doit être changée, notamment par l'utilisation de transistors RF à haute puissance dissipée.

IV. VALIDATION DU PRINCIPE DE CALCUL DES PARAMÈTRES PAR SIMULATION

Les équations définies dans la section « II.2 » représentent un modèle mathématique d'extraction des paramètres d'immunité d'un circuit sous test soumis à une perturbation de type conduit. Ce modèle est implémenté dans un logiciel de calcul numérique (Matlab) afin de faciliter la détermination et le traitement des résultats de mesure. Toutefois, avant de l'appliquer à des mesures RFIP et analyser ainsi les résultats obtenus, le modèle de calcul est validé par simulation.

Un banc de mesure virtuel a été élaboré dans ADS afin de reproduire le banc de mesure RFIP. Les paramètres S mesurés des blocs amplificateurs ainsi que le modèle de l'impédance Z_p constituent les éléments de la sonde RFIP. Une simulation de type « Harmonic Balance »

permet d'obtenir les valeurs des tensions V_{ch1} et V_{ch2} . Ces données sont ensuite injectées dans le modèle de calcul Matlab et les différentes valeurs calculées sont comparées à celles obtenues par simulation ADS pour une charge égale à 50Ω . La figure 6 illustre le modèle de simulation ADS.

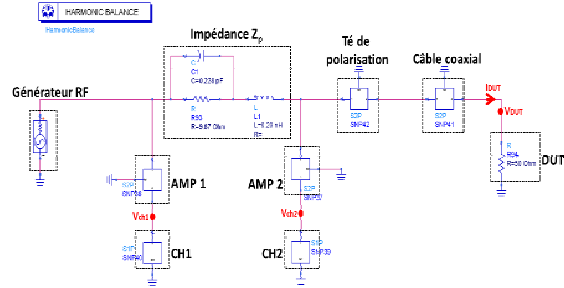


Fig.6. Modèle de simulation ADS

Une comparaison entre les paramètres montre une très bonne corrélation des résultats (voir fig.7). La puissance injectée étant de 0 dBm, nous pouvons avoir une idée sur les pertes du banc de mesure en termes de puissance injectée.

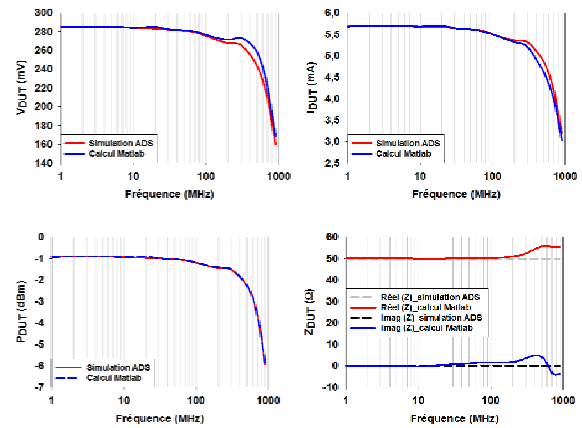


Fig.7. Paramètres d'immunité RFIP en simulation

V. RÉSULTATS DE LA MESURE RFIP

Une mesure d'immunité RFIP est ensuite réalisée sur un convertisseur analogique-numérique embarqué dans un microcontrôleur ATMEL. La perturbation est injectée à travers la broche A_{ref} qui représente la broche de la tension de référence de conversion. La sortie de conversion étant un résultat binaire sur 10 bits, le critère de susceptibilité choisi est le nombre de LSB perdus (Least Significant Bits). Un LSB correspond à la plus petite variation de tension qui résulte en une modification du résultat décimal de conversion.

Les critères d'immunité choisis sont de préférence égaux à une puissance de 2 afin de correspondre à une étape bien déterminée de la génération des bits de conversion [8]. Une comparaison entre les puissances de

perturbations mesurées par les méthodes DPI et RFIP pour un critère de 8 LSB est présentée à la figure 8.

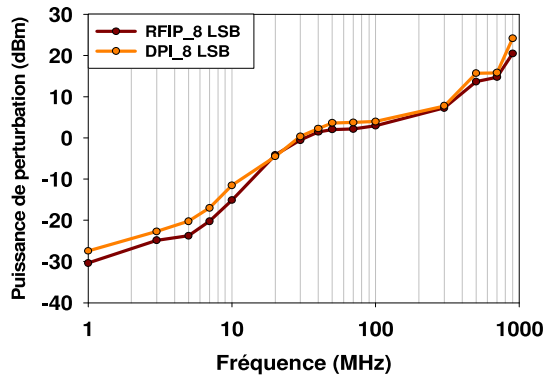


Fig.8. Comparaison entre les résultats DPI et RFIP

Les deux courbes montrent une bonne corrélation avec une erreur qui ne dépasse pas 3 dBm sur toute la gamme des fréquences de mesure. L'erreur est visiblement prépondérante dans la zone des basses fréquences. En effet, la précision de la méthode ne dépend pas de la fréquence mais plutôt de la nature de l'impédance du circuit sous test. Plus précisément, l'impédance d'entrée de l'ADC est assez élevée dans cette bande de fréquences. Les circuits à haute impédance d'entrée représentent une certaine limitation de la méthode RFIP. Cette limitation est principalement due à des raisons expérimentales. En effet, la valeur du courant I_{DUT} devient très faible lorsque la sonde est connectée à un DUT à haute impédance d'entrée. De ce fait, I_p est également faible et la valeur de V_p tend vers 0 d'où la difficulté de l'estimer avec précision. Dès lors, les tensions V_{ch1} et V_{ch2} , mesurées à l'oscilloscope, sont très proches; la précision de l'oscilloscope peut donc avoir une grande influence sur la qualité des résultats obtenus.

En ce qui concerne l'impédance du DUT au moment de la défaillance, les figures 9 et 10 montrent les parties réelle et imaginaire de l'impédance mesurées avec le VNA et avec la technique RFIP pour deux critères de susceptibilité différents. D'emblée, nous pouvons remarquer que l'impédance mesurée avec la méthode RFIP ne varie pas trop en fonction du critère choisi. Du fait que la puissance de perturbation requise pour passer de 8 LSB à 16 LSB augmente, nous pouvons en déduire que l'impédance du circuit, lorsque le défaut apparaît, n'est pas influencée par l'ampleur de la perturbation pour ces critères. Ceci sert à nous renseigner sur la nature des chemins de couplage des interférences électromagnétiques à l'intérieur de la puce. Ceux-ci ne semblent pas varier en fonction de la puissance du signal perturbateur, ce qui est en accord avec les études réalisées sur les chemins de couplage à l'intérieur du même ADC [8]. En effet, un tel résultat est important du fait qu'il est alors légitime d'extraire un PDN (*Passive Distribution Network*) unique du circuit sous test servant à la

modélisation de l'immunité, dans le cadre de la construction du modèle ICIM-CI [9].

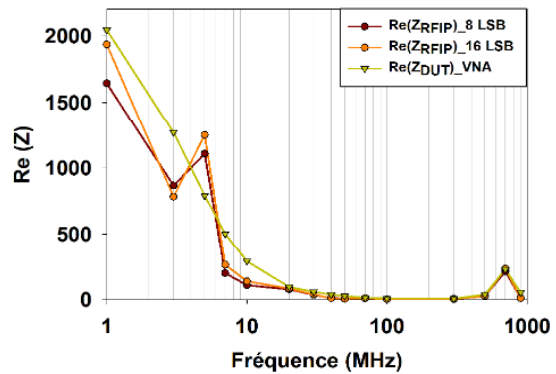


Fig.9. Partie réelle de l'impédance

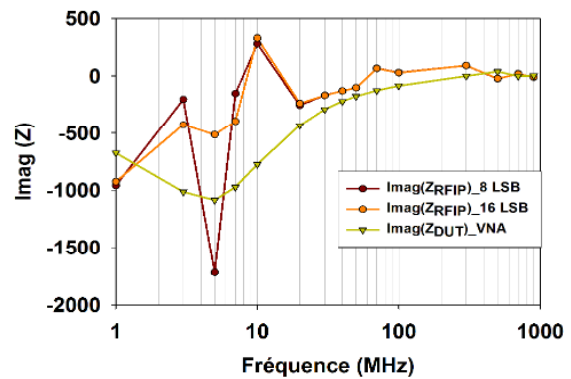


Fig.10. Partie imaginaire de l'impédance

Les différences entre les résultats de mesure RFIP et VNA dans la zone des fréquences faibles peuvent être expliquées par les mêmes raisons susmentionnées pour le cas de la puissance. D'autre part, les études montrent que la précision de mesure d'impédance avec le VNA décroît avec les faibles et grandes valeurs. La précision de mesure réalisée avec le VNA peut résulter en une incertitude de quelques centaines d'ohms lorsqu'il s'agit de mesures de hautes impédances [10]. Par conséquent, la mesure d'impédance réalisée avec le VNA et reportée sur les figures 9 et 10 ne peut pas être considérée comme référence dans la zone des fréquences inférieures à 10 MHz à cause des incertitudes de la mesure au VNA. De plus, la méthode RFIP offre la possibilité de connaître la tension et le courant de perturbation au moment de l'apparition du défaut. La figure 11 illustre les courbes relevées dans notre cas d'étude pour un critère de 8 LSB. Outre le nombre plus élevé de paramètres caractérisant l'immunité d'un circuit intégré (tension, courant d'entrée, impédance et puissance de perturbation), l'intérêt majeur de cette technique de mesure réside dans le fait qu'elle permet également d'obtenir des informations sur la nature du chemin de couplage suivi par les perturbations (*capacitif, inductif ou résistif*) grâce à la connaissance du déphasage du courant par rapport à la tension.

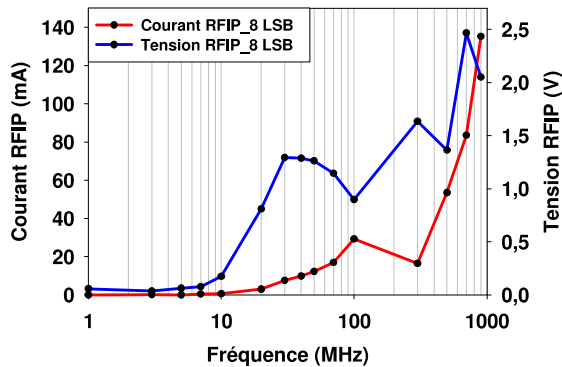


Fig.11. Courbes de susceptibilité de la tension et du courant RFIP

Ceci représente un complément d'informations par rapport à la méthode DPI qui ne restitue que des informations sur les amplitudes et non pas sur les phases. En outre, l'impédance est généralement mesurée séparément et probablement dans des conditions différentes de celles pendant lesquelles la mesure a été effectuée. Avec la méthode RFIP, l'impédance peut être estimée pendant le test avec les autres paramètres. D'une manière globale, avec la connaissance de l'architecture interne de la puce, les données du courant et de la tension de perturbation peuvent être exploitées par les concepteurs pour déterminer le paramètre qui pourrait engendrer des dégradations de la fonctionnalité dans la bande des fréquences de fonctionnement.

VI. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

La technique de mesure RFIP représente une amélioration pour une meilleure caractérisation de l'immunité des circuits intégrés. En dépit d'une limitation au niveau de la caractérisation des circuits à haute impédance d'entrée, cette méthode permet de déterminer les différents paramètres d'immunité avec une précision acceptable et apporter ainsi des indications utiles à la conception de circuits fiabilisés d'un point de vue CEM.

Les résultats obtenus par la mesure RFIP pourront être exploités pour l'extraction de modèles d'immunité des circuits intégrés. Etant donné la quantité d'informations liées aux différents paramètres d'immunité, les modèles qui pourraient être construits sont susceptibles de devenir plus appropriés à l'estimation préalable de l'immunité dès la phase de la conception.

VII. REMERCIEMENT

Ce travail est réalisé dans le cadre du projet SEISME [11], qui s'intéresse, entre autres, au développement de techniques de modélisation et de mesure de l'émission et de l'immunité au niveau composant.

RÉFÉRENCES

- [1] "Integrated circuits - Measurement of electro-magnetic immunity, 150 kHz to 1 GHz", International Electrotechnical Commission, 2006.
- [2] "Direct RF Power Injection to measure the immunity against conducted RF-disturbances of integrated circuits up to 1 GHz", IEC 62132-4, 2003.
- [3] G. Auderer, "High Frequency Conducted Power Injection, an Alternative Methodology to IEC 62132-4 (DPI-Method) to Test Robustness of VLSIs," LANGER EMV-Technik GmbH, 2005.
- [4] Jean-Luc Levant, Jean-Baptiste Gros, Geneviève Duchamp, Mohamed Ramdani, "Resistive RF injection Probe Test Method", EMC Compo 09, 7th International Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits, France, 2009.
- [5] D. Frickey, "Conversions between S, Z, Y, h, ABCD and T parameters which are valid for complex source and load impedances", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.42, 1994.
- [6] Agilent's Application Note, "De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer", Application Note 1364-1, pp8, [Online] <http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-2784EN.pdf>
- [7] David M. Pozar, "Microwave Engineering", 4^{me} Edition, John Wiley and Sons, pp190.
- [8] J-B. Gros, G. Duchamp, A. Meresse, J-L. Levant, "Electromagnetic immunity model of an ADC for microcontroller's reliability improvement", Microelectronics reliability journal, vol.49,2009.
- [9] C. Marot, J-L. Levant, "Future IEC62433-4: integrated circuit - EMC IC modelling - Part 4: Models of Integrated Circuits for EMI behavioural simulation, Conducted Immunity modelling (ICIM-CI)," Now work item proposal, 2008.
- [10] M. Randus, K. Hoffmann, "Microwave Impedance Measurement for Nanoelectronics", Radio engineering Journal, pp 276-283, 2011.
- [11] Marot, C., Sicard, E., "EMC standards at IC level - status of IEC and technical goals of the SEISME project," Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 9-12, 2012.