



HAL
open science

UNE NOUVELLE SONDE DE MESURE DE TENSION INDUITE POUR L'INVESTIGATION EN IMMUNITE RAYONNEE

Alexandre Boyer, André Durier, Sonia Ben Dhia

► **To cite this version:**

Alexandre Boyer, André Durier, Sonia Ben Dhia. UNE NOUVELLE SONDE DE MESURE DE TENSION INDUITE POUR L'INVESTIGATION EN IMMUNITE RAYONNEE. 20e Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique CEM2021, Apr 2021, Lyon (Virtuel), France. hal-03201536

HAL Id: hal-03201536

<https://hal.laas.fr/hal-03201536>

Submitted on 19 Apr 2021

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.

UNE NOUVELLE SONDE DE MESURE DE TENSION INDUITE POUR L'INVESTIGATION EN IMMUNITE RAYONNEE

A. Boyer¹, A. Durier^{1,2}, S. Ben Dhia¹

¹LAAS-CNRS, Univ. de Toulouse, INSA-Toulouse, Toulouse, France, alexandre.boyer@laas.fr, sonia.bendhia@laas.fr

²IRT Saint-Exupéry, Toulouse, France, andre.durier@irt-saintexupery.com

Résumé. Le diagnostic des problèmes apparaissant lors des essais d'immunité rayonnée en chambre anéchoïque ainsi que la validation des modèles de couplage de champ exigent des moyens de mesure des tensions induites en entrée des équipements électroniques. Or, ces mesures, simples de prime abord, peuvent s'avérer compliquées et erronées. Dans cet article, une sonde de mesure de tension haute fréquence et miniature est proposée pour répondre à ce besoin. Celle-ci est validée expérimentalement et par comparaison avec la simulation.

I. INTRODUCTION

Les tests d'immunité rayonnée en chambre (semi-) anéchoïque, tels que ceux définis par les standards IEC61000-4-3, ISO11452-2 ou DO160, sont indispensables pour garantir un fonctionnement sûr des équipements électroniques soumis à des perturbations électromagnétiques. Ces tests exigent une grande maîtrise pour garantir une répétabilité suffisante. De plus, l'anticipation des risques de défaillance nécessite une compréhension fine des mécanismes de couplage du champ incident sur les équipements et leurs câbles, rendant indispensables l'utilisation d'outils de modélisation et de simulation [1] [2] [3] avant toute étape de qualification en champ lointain. Cependant, l'utilisation de ce type d'outils de simulation nécessite des moyens de mesure fiables pour valider les résultats de simulation.

Des modèles de couplage de champ à ligne existent depuis plusieurs décennies, tels que [4] ou [5] et ont été validés. Cela peut donner l'impression que la validation expérimentale du couplage du champ sur un dispositif électronique quelconque est une question triviale. Ces modèles ont souvent été validés par mesures en cellule TEM ou avec une pince de couplage capacitive, plus rarement en chambre anéchoïque en situation réelle. Quand c'est le cas, une mesure de courant sur câble est réalisée à l'aide d'une pince inductive, mais jamais de mesures de tensions induites en bout de ligne ou en entrée d'un équipement.

Plusieurs difficultés pratiques se posent lorsqu'on envisage une telle mesure :

- la bande de fréquence de ces mesures (jusqu'à plusieurs GHz), fixant des contraintes sur le type de récepteur.

- la présence du dispositif de mesure qui peut être fortement intrusif et modifier le champ électromagnétique local. S'il est de taille importante, celui-ci doit être déporté, voire sorti de la chambre par l'intermédiaire de câbles.
- la présence de câbles qui jouent le rôle d'antennes parasites, faussant la mesure et dégradant sa reproductibilité
- le dispositif de mesure qui doit être suffisamment compact et intégrer une source d'énergie pour limiter les couplages directs de la perturbation rayonnée incidente

En analysant les équipements de mesure existants et couramment employés dans les laboratoires CEM, il apparaît qu'une solution commerciale répondant à ce besoin n'existe pas, car il ne répond à aucune exigence de certification CEM.

Face à ce besoin, nous avons donc cherché à développer une sonde de mesure de tension haute fréquence, miniature, alimentée par batterie, réalisable à partir de composants sur étagère. Cet article présente le principe de fonctionnement de cette sonde ainsi que ses caractéristiques. Il a aussi pour but de valider expérimentalement la pertinence des résultats de mesure qu'il peut fournir lors d'un essai d'immunité rayonnée en chambre anéchoïque.

II. PRESENTATION ET CARACTERISATION DE LA SONDE

II.1. Description

La contrainte d'isolation conduit à utiliser une conversion électro-optique. Cependant, la contrainte de fréquence des tests d'immunité (au moins jusqu'à 1 GHz) limite fortement ce choix, hormis si on utilise un dispositif convertissant le signal haute fréquence en un signal de plus basse fréquence. Puisque nous souhaitons extraire uniquement l'amplitude de la tension couplée sur un dispositif sous test lorsqu'on le soumet à une perturbation sinusoïdale, une solution simple consiste à utiliser un détecteur de puissance RF. Celui-ci convertit l'amplitude du signal RF en une tension continue. Des modules miniatures de détection RF existent sur le marché (par exemple le ZX 47-60LN-S commercialisé par Mini circuit), mais n'intègre ni batteries ni sorties optiques, rendant nécessaire le développement d'une solution à partir de composants sur étagère.

De nombreux composants commerciaux sont disponibles sur le marché, avec des sensibilités (typiquement entre -60 dBm et 10 dBm sur 50 Ω , soit des tensions d'amplitude RMS comprises entre 220 μ V et 700 mV) et des bandes passantes (de quelques MHz à plusieurs GHz voire plus) compatibles avec les besoins liés aux essais d'immunité rayonnée. De plus, ces composants sont bon marché, consomment peu, présentent une faible dérive en température et sont montés dans des boîtiers miniatures. Le composant LT5534 développé par Linear Technology [6] a été sélectionné en raison de sa faible taille et de sa simplicité. Ses caractéristiques principales sont résumées dans le tableau 1. Ce détecteur logarithmique présente une bande passante et une plage de mesure de puissance compatible avec les exigences liées aux essais d'immunité.

Table 1. Principales caractéristiques du détecteur de puissance RF LT5534 [6]

Bande passante	50 - 3000 MHz
Plage de mesure de puissance	-60 - 0 dBm
Sensibilité typique	41 mV/dB
Dérive en température	0.025 dB/°c
Tension d'alimentation	2.7 - 5.25 V
Consommation	7 mA
Boîtier	SC70 6 broches

La tension continue délivrée par le détecteur de puissance RF doit être numérisée puis transmise par une liaison optique. Cette tâche est effectuée par une sonde optique Langer-A100 développée par Langer. Sa plage de tension d'entrée est de 0 - 10 V et sa bande passante de 25 kHz, ce qui est compatible avec le signal issu du détecteur RF. Cette solution présente plusieurs avantages : son faible volume, sa résolution (conversion sur 12 bits) sa faible consommation (3 mA) et sa bonne tenue aux perturbations électromagnétiques incidentes (> 200 V/m). Le fonctionnement du détecteur exige un réseau d'adaptation d'impédance en entrée, ainsi qu'un éventuel filtre RC de sortie pour stabiliser la sortie et filtrer un éventuel bruit haute fréquence.

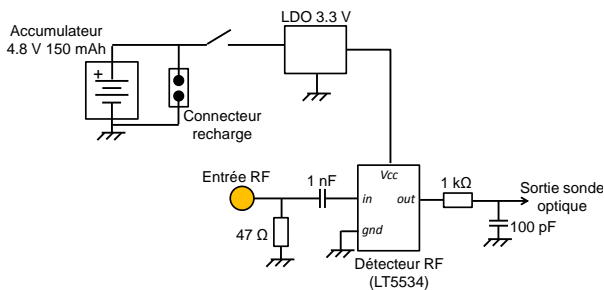


Fig. 1. Schéma de principe de la sonde

Afin de rendre cette sonde autonome en énergie, un pack miniature d'accumulateurs boutons Ni-MH de 4.8 V et 150 mA/h est utilisé. L'autonomie de la sonde est estimée à environ 10 h. Cette batterie est suivie d'un régulateur LDO fournissant les tensions d'alimentation au détecteur de puissance RF et à la sonde optique. Le schéma de

principe de la sonde est présenté Fig. 1. Un prototype a été développé sur un circuit imprimé en FR4 quatre couches de 40 x 20 mm (Fig. 2). Afin de minimiser le couplage direct du rayonnement incident sur la sonde de mesure, les composants actifs sensibles (le détecteur RF et le régulateur linéaire) sont montés à l'intérieur d'un capot blindé (Wurth WE-SHC). Celui-ci est relié à un plan de masse enterré à l'intérieur de la carte. Les signaux entrant ou sortant de cette zone blindée (à l'exception du signal RF d'entrée) sont filtrés à l'aide de ferrites, pour limiter le couplage conduit de la perturbation incidente sur le détecteur RF et le régulateur.

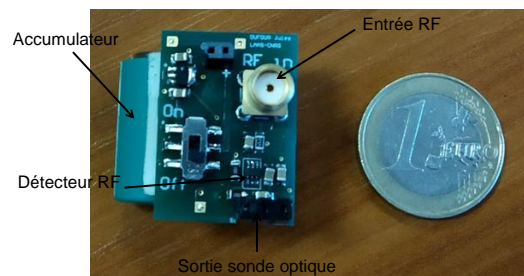


Fig. 2. Photo de la sonde de mesure

II.2. Caractérisation

La sensibilité du détecteur de puissance RF varie en fonction de la puissance du signal d'entrée et de sa fréquence. Son utilisation requiert donc une calibration préalable. Les mesures d'évolution de la sensibilité du détecteur en fonction de la puissance d'entrée et de la fréquence sont présentées sur les figures Fig. 3 et Fig. 4. La sensibilité est quasi constante jusqu'à 1 GHz et perd 25 % de sa valeur à 3 GHz. La mesure de la sensibilité (Fig. 4) montre que le détecteur RF peut être utilisé en dessous de la fréquence minimum annoncée par le constructeur sans pertes de sensibilité (au moins jusqu'à 10 MHz). Les mesures présentées à la Fig. 3 servent de données de calibration pour retrouver la puissance d'entrée du signal mesuré connaissant sa fréquence. L'entrée du détecteur RF a été adaptée 50 Ω afin de minimiser les pertes de retour. Le coefficient de réflexion mesuré sur l'entrée RF de la sonde est présenté Fig. 5. Jusqu'à 1.3 GHz, il est relativement constant et inférieur à -25 dB. Il augmente au-delà et reste inférieur à -8 dB jusqu'à 3 GHz

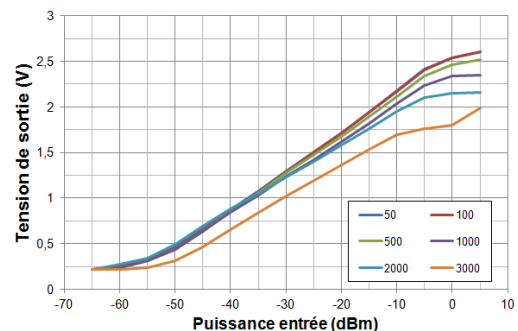


Fig. 3. Tension continue en sortie du détecteur en fonction de la puissance et de la fréquence du signal (MHz) d'entrée

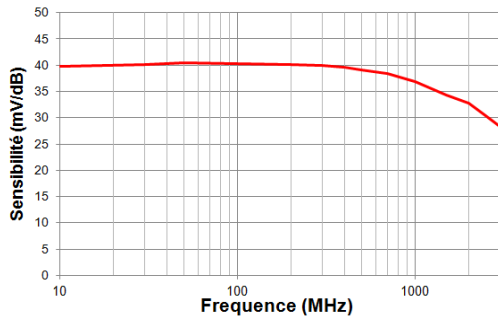


Fig. 4. Evolution de la sensibilité du détecteur de puissance RF en fonction de la fréquence

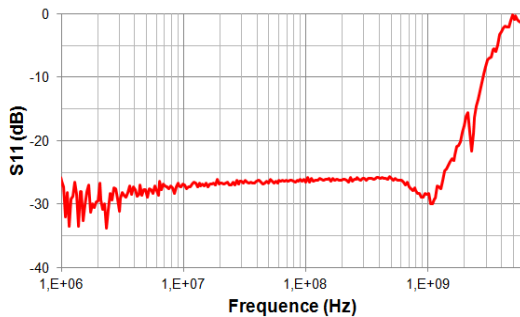


Fig. 5. Mesure du coefficient de réflexion en entrée du détecteur de puissance RF

III. COMPARAISON DES MOYENS DE MESURE

III.1. Présentation du cas test

Afin d'évaluer la capacité de cette sonde à mesurer convenablement une tension induite aux bornes d'un dispositif lors d'un test d'immunité rayonnée en chambre semi-anéchoïque, l'expérience suivante est réalisée. Elle vise aussi à comparer les résultats de mesure avec ceux d'une mesure directe à l'aide d'un analyseur de spectre connecté depuis l'extérieur de la chambre semi-anéchoïque à travers un câble. Le dispositif testé est une ligne microruban adaptée 50Ω de 7.5 cm de long, réalisé sur un circuit imprimé FR4 de 100 x 100 mm. Le protocole expérimental est décrit Fig. 6.

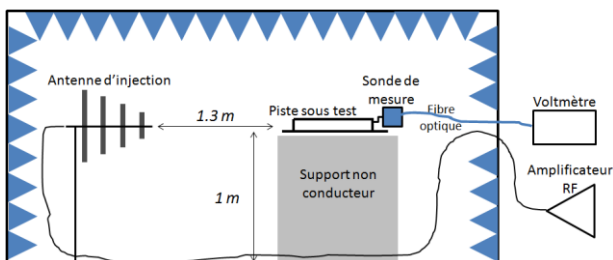


Fig. 6. Caractérisation de la tension induite sur le dispositif sous test en essai d'immunité rayonnée

La ligne sous test est placée sur un support isolant à 1 m du sol et est illuminée par un champ incident produit par une antenne de type log-périodique placée à 1.3 m. L'antenne est excitée par un signal harmonique produit par un synthétiseur de signal RF et un amplificateur de puissance 50 W. Les fréquences testées couvrent la bande 30 - 1000 MHz. Les essais sont réalisés en polarisation verticale, avec un champ électrique de l'ordre 20 V/m (si la puissance disponible est suffisante, ce qui n'est pas le cas en-dessous de 60 MHz). Celui-ci est contrôlé par une sonde de champ électrique Narda EP600. Des tests préliminaires de répétabilité ont montré que le champ est homogène autour de la ligne sous test et que l'incertitude sur le champ incident est de l'ordre de 10 %, hormis entre 80 et 200 MHz où l'incertitude atteint 25 % en raison des résonances de la cage.

III.2. Sensibilité de la sonde au rayonnement incident

Une mesure préalable pour quantifier le couplage direct de la perturbation rayonnée incidente sur la sonde consiste à la placer seule dans l'antenne, le connecteur coaxial de l'entrée RF restant ouvert. En se couplant directement sur le détecteur RF ou le régulateur linéaire, le rayonnement incident peut fausser les mesures effectuées par la sonde. La sonde est placée à 1.3 m de l'antenne d'injection. Elle est positionnée parallèlement au sol, l'entrée RF dirigée vers l'antenne d'injection. La puissance injectée dans l'antenne est réglée pour produire un champ électrique constant. L'onde est polarisée verticalement. La Fig. 7 montre l'évolution en fonction de la fréquence de la puissance mesurée par la sonde dans cette configuration.

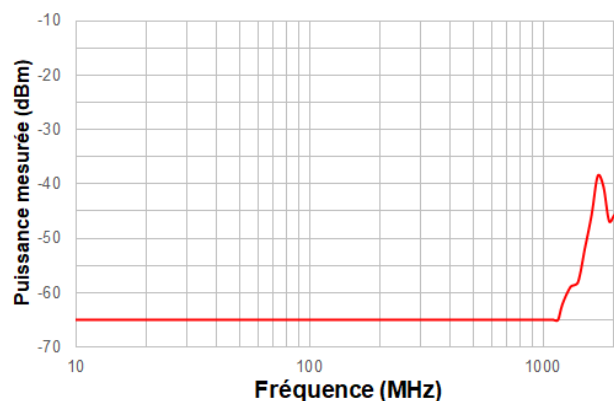


Fig. 7. Caractérisation de la sensibilité de la sonde de mesure au rayonnement incident

Jusqu'à 1.2 GHz, la puissance mesurée par la sonde n'est pas affectée par le champ incident de 10 V/m. Elle reste inférieure à -65 dBm, le seuil de sensibilité du détecteur RF. Au-delà, l'effet d'un couplage direct apparaît, avec un pic autour de 1.7 GHz. A cette fréquence, la puissance mesurée est de l'ordre de -39 dBm, soit une tension de 2.5 mV sur 50Ω . Néanmoins, cette puissance reste relativement faible au regard des tensions qui peuvent

être induites par le couplage du rayonnement sur des structures plus larges. Le pic observé à 1.7 GHz est certainement associé à une résonance de la cavité formée par le plan de masse interne de la carte et le capot blindé placé autour du détecteur RF et le régulateur LDO. Une amélioration du filtrage des entrées-sorties du détecteur RF et du blindage de la carte doit être apportée pour réduire la sensibilité de de la sonde au couplage direct de la perturbation rayonnée.

III.3. Résultats de mesure de couplage sur ligne et analyse

Les mesures ont été effectuées pour deux orientations de la ligne sous test. Le circuit imprimé est horizontal et la piste est positionnée perpendiculairement à l'antenne. Trois mesures ont été effectuées et comparées : celle issue de la sonde de mesure, après compensation de la sensibilité du détecteur RF, et deux autres mesures faites avec un analyseur de spectre et deux types de câbles coaxiaux 50 Ω de 2 mètres de long. Ces câbles diffèrent par le nombre d'écran de blindage : le premier câble est à simple blindage, tandis que le second en présente deux. Le placement des câbles dans la chambre est sensiblement identique.

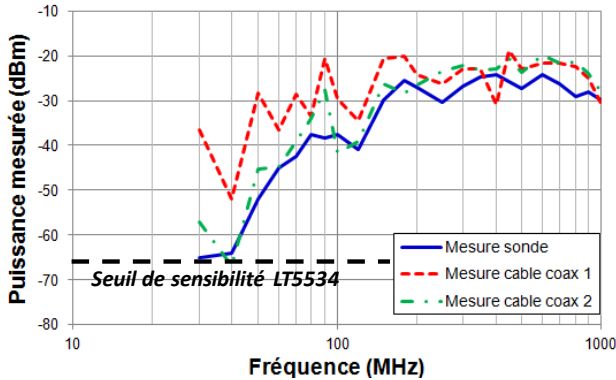


Fig. 8. Comparaison des puissances couplées sur la ligne sous test obtenues à l'aide d'une des trois méthodes de mesure

Les résultats de mesure sont présentés sur la Fig. 8. Bien qu'indiquant des tendances et des ordres de grandeur similaires, des différences nettes apparaissent, surtout en dessous de 200 MHz. Sur cette bande de fréquence, l'approximation de champ lointain n'est pas valide et les résonances de la cage sont marquées. Les différences entre les mesures viennent du rôle d'antennes joué par les câbles qui contribuent au signal mesuré par l'analyseur de spectre. Le champ couplé n'est pas simplement lié aux caractéristiques de la piste sous test, mais aussi à celles du câble reliant la piste à l'analyseur de spectre. Les fortes variations fréquentielles observées sur les mesures faites à l'analyseur de spectre proviennent de l'importante longueur des câbles, qui introduisent de multiples résonances et qui ne sont pas illuminés par un champ homogène. Les mesures réalisées avec la sonde varient moins en raison de sa faible taille, qui contribue

peu au couplage du champ incident. Une partie de la variation fréquentielle peut s'expliquer par le fait que le champ incident n'est pas parfaitement constant en fonction de la fréquence.

Il est intéressant de relever que les mesures effectuées avec les deux types de câbles présentent des différences pouvant atteindre 10 à 20 dB, principalement en-dessous de 200 MHz. Le couplage du champ devient dépendant de l'impédance de mode commun des câbles qui varie selon la nature du blindage. Tout changement du câble de mesure induira une forte variabilité sur la mesure, nuisant ainsi à sa qualité, contrairement à la mesure effectuée à l'aide de la sonde de mesure proposée.

IV. VALIDATION PAR SIMULATION

Les résultats expérimentaux semblent indiqués que l'utilisation de la sonde de mesure améliore la répétabilité de la mesure de la tension couplée sur une ligne illuminée. Cependant, on peut s'interroger sur la validité de la tension mesurée. Afin de valider la mesure, nous proposons de comparer la puissance mesurée avec celle prédite par un modèle de couplage champ lointain à ligne, en utilisant comme amplitude de champ incident celles relevées par la sonde de champ électrique placée dans la chambre semi anéchoïque.

IV.1. Description du modèle

La piste sous test a été caractérisée à l'analyseur de réseau vectoriel pour extraire ces paramètres électriques. Un modèle de Taylor [4] est construit pour déterminer les tensions couplées aux extrémités de la piste lorsque celle-ci est illuminée. Le champ incident enregistré par la sonde de mesure de champ électrique est utilisé en simulation. Le modèle géométrique de la ligne ainsi que son modèle électrique équivalents sont illustrés à la Fig. 9. Le champ électrique vertical E_z et le champ magnétique H_x contribuent aux tensions et courants induits le long de la ligne, comme indiqués par (1) et (2). L'intégration de ces effets sur toute la ligne permet d'extraire les expressions des tensions induites au deux extrémités de la ligne sous test ((3) et (4)).

$$dV_H = j\omega\mu_0 h H_x dy \quad (1)$$

$$dI_E = j\omega h c E_z dy \quad (2)$$

$$V_1(\omega) = \int_0^L \frac{(1 + \Gamma_1) e^{-ky}}{1 + \Gamma_1 e^{-2ky}} \frac{Z_{eq1}}{Z_{eq1} + Z_{eq2}} (dV_H + Z_{eq2} dI_E) dy \quad (3)$$

$$V_2(\omega) = \int_0^L \frac{(1 + \Gamma_2) e^{-k(L-y)}}{1 + \Gamma_2 e^{-2k(L-y)}} \frac{Z_{eq2}}{Z_{eq1} + Z_{eq2}} (dV_H - Z_{eq1} dI_E) dy \quad (4)$$

avec Z_{eq1} et Z_{eq2} are les impédances de charge terminales vues depuis tout point de la ligne y ((5) et (6)). Γ_1 et Γ_2 sont les coefficients de réflexion des charges terminales, d'impédances notées Z_{L1} et Z_{L2} . k est la constante de

propagation et Z_c l'impédance caractéristique de la ligne microruban.

$$Z_{eq1}(y) = Z_c \frac{Z_{L1} + Z_c th(ky)}{Z_c + Z_{L1} th(ky)} \quad (5)$$

$$Z_{eq2}(y) = Z_c \frac{Z_{L2} + Z_c th(k(L-y))}{Z_c + Z_{L2} th(k(L-y))} \quad (6)$$

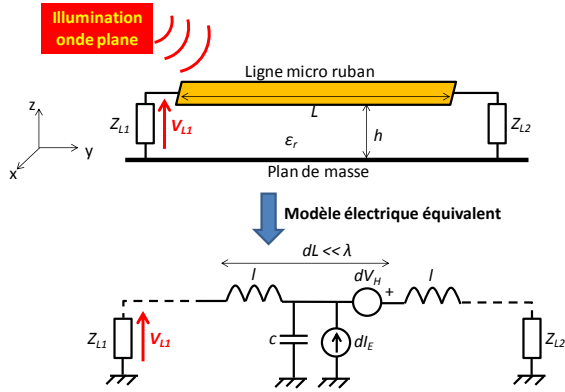


Fig. 9. Modèle équivalent de l'illumination d'une ligne micro-ruban (modèle de Taylor)

Cependant, la présence du plan de masse et du substrat FR4 du circuit imprimé contribue à modifier les champs électriques et magnétiques illuminant la ligne. En effet, les discontinuités liées au plan de masse et à l'interface air-substrat réfléchissent une partie de l'onde incidente, qui se superposent avec cette dernière. Une correction au modèle est donc apportée pour calculer les champs E et H dans le substrat, en utilisant le modèle décrit dans [7]. Le modèle géométrique considéré est décrit Fig. 10. Le substrat est illuminé par une onde incidente, avec un champ électrique E_{inc} et un angle d'arrivée θ_2 . Pour des raisons de concision, le modèle décrit dans cette partie n'est valable que lorsque le champ électrique est inscrit dans le plan XZ. Cependant, des formulations équivalentes existent dans le cas où le champ électrique est inscrit dans le plan XY. A l'intérieur du substrat (medium 1), les amplitudes complexes des champs E et H sont déterminées par les équations (7) à (9).

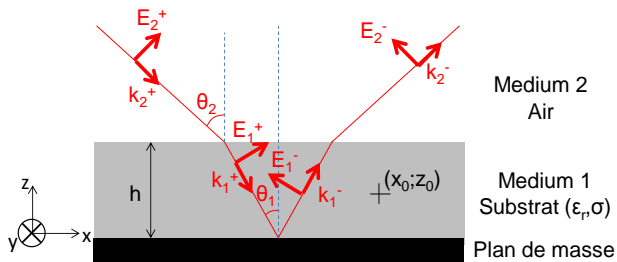


Fig. 10. Ondes incidentes et réfléchies sur une structure planaire à deux couches illuminées par une onde plane

$$E_{1x} = C_1^+ \left(e^{jk_1 z_0 \cos \theta_1} - e^{-jk_1 z_0 \cos \theta_1} \right) e^{-jk_1 x_0 \sin \theta_1} \quad (7)$$

$$E_{1z} = C_1^+ \tan \theta_1 \left(e^{jk_1 z_0 \cos \theta_1} + e^{-jk_1 z_0 \cos \theta_1} \right) e^{-jk_1 x_0 \sin \theta_1} \quad (8)$$

$$H_{1y} = \frac{-k_1 C_1^+}{\omega \mu_0 \cos \theta_1} \left(e^{jk_1 z_0 \cos \theta_1} + e^{-jk_1 z_0 \cos \theta_1} \right) e^{-jk_1 x_0 \sin \theta_1} \quad (9)$$

C_1^+ est l'amplitude complexe de l'onde incidente dans le substrat. Son expression est donnée par (10), avec k_1 et k_2 les constantes de propagation dans les milieux 1 et 2 ((12) et (13)).

$$C_1^+ = E_{inc} \frac{2 \cos \theta_2 \sin 2\theta_1 e^{jk_2 h \cos \theta_2}}{D} \quad (10)$$

$$D = (\sin 2\theta_2 + \sin 2\theta_1) e^{jk_1 h \cos \theta_1} + (\sin 2\theta_2 - \sin 2\theta_1) e^{-jk_1 h \cos \theta_1} \quad (11)$$

$$k_1 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right)} \quad (12)$$

$$k_2 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (13)$$

Ce modèle de calcul est disponible sur le logiciel gratuit IC-EMC [8].

IV.2. Comparaison mesure-simulation

Une comparaison entre les mesures obtenues avec la sonde et les simulations pour les deux orientations de la piste sous test est présentée Fig. 11. Un assez bon accord est trouvé entre les mesures et les simulations. L'écart maximum est observé entre 100 et 200 MHz. Sur cette bande, l'hypothèse d'illumination champ lointain n'est pas parfaitement respectée et les résonances de cage introduisent une plus grande variabilité dans la mesure. Ce résultat confirme la pertinence de la mesure par notre sonde de la tension induite sur une piste illuminée en chambre semi-anéchoïque.

V. CONCLUSION

Cet article a présenté une sonde de mesure de tension haute fréquence, miniature, alimentée par batterie, réalisable à partir de composants sur étagère, dont le but est de valider les modèles de couplage de champ sur câble ou équipement lors d'essai d'immunité rayonnée en chambre semi-anéchoïque. Des comparaisons avec d'autres méthodes de mesure et avec la simulation ont montré la pertinence de ce moyen de test.

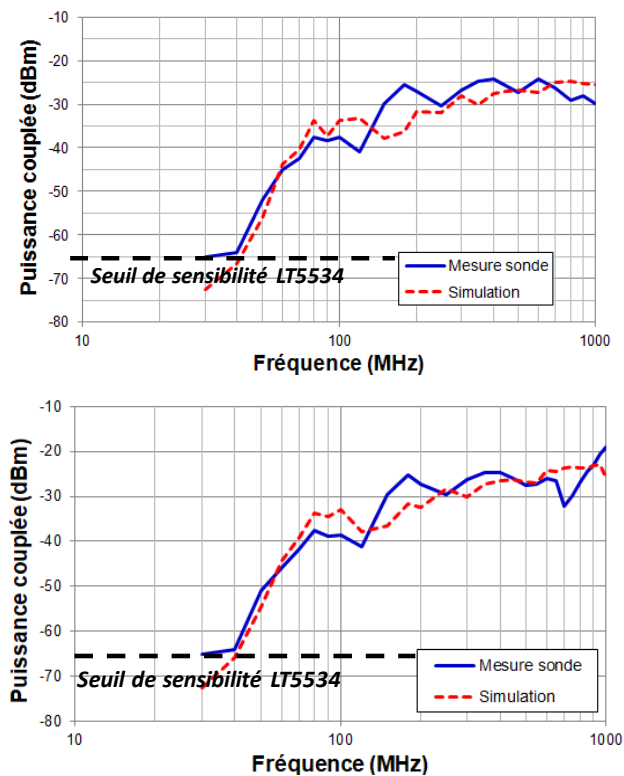


Fig. 11. Comparaison mesure-simulation de la tension couplée sur la piste sous test : orientation 1 (en haut), orientation 2 (en bas)

- [6] LT5534 - 50MHz to 3GHz RF Power Detector with 60dB Dynamic Range, Datasheet, Linear Technology, 2004.
- [7] K. J. Scott, "Practical Simulation in Printed Circuit Boards and Related Structures - First Edition", Research Studies Press, 1994.
- [8] IC-EMC v2.9, logiciel gratuit disponible sur www.ic-emc.org.

REFERENCES

- [1] A. Durier, S. Ben Dhia, T. Dubois, "Comparison of voltages induced in an electronic equipment during far field and near field normative radiated immunity tests", EMC Europe 2019, Barcelona, Spain, Sept 2019.
- [2] S. Caniggia, F. Maradei, "SPICE-like models for the analysis of the conducted and radiated immunity of shielded cables", IEEE Trans. on EMC, vol. 46, no. 4, pp. 606-616, Nov. 2004.
- [3] M. Leone, H. L. Singer, "On the coupling of an external electromagnetic field to a printed circuit board trace", IEEE Trans. on EMC, vol. 41, no. 4, pp. 418-424, Nov 1999.
- [4] C. D. Taylor, R. S. Satterwhite, W. J. Harrison, "The response of terminated two-wire transmission line excited by a non uniform electromagnetic field", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-13, pp. 987-989, 1965.
- [5] C. R. Paul, "Frequency response of multiconductor transmission lines illuminated by an electromagnetic field", IEEE Trans. on EMC, vol. EMC-18, no. 4, pp. 183-190, 1976.