



HAL
open science

Modélisation d'une ligne microruban en présence de perturbateurs métalliques quelle que soit leur orientation

Thierry Le Gougec, Pierre-Marie Martin

► **To cite this version:**

Thierry Le Gougec, Pierre-Marie Martin. Modélisation d'une ligne microruban en présence de perturbateurs métalliques quelle que soit leur orientation. 16ème édition du Colloque International sur la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM 2012), Apr 2012, ROUEN, France. pp.79: 2C-2. hal-00694472

HAL Id: hal-00694472

<https://hal.univ-brest.fr/hal-00694472>

Submitted on 4 May 2012

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.

Modélisation d'une ligne microruban en présence de perturbateurs métalliques quelle que soit leur orientation

Thierry Le Gougec, Pierre-Marie Martin

Université Européenne de Bretagne, France.

Université de Brest ; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC,

6 avenue Victor Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest cedex 3, France

Thierry.LeGougec@univ-brest.fr; Pierre-Marie.Martin@univ-brest.fr

Résumé : Dans le cadre de la technologie PCB multicouches, nous présentons la modélisation des effets de rubans métalliques perturbateurs placés au dessus d'une ligne microruban. Dans un premier temps, nous illustrons à l'aide de mesures, les conséquences de l'orientation d'un ruban perturbateur sur la propagation de la ligne. Nous présentons également l'influence de la longueur et de la largeur de ces rubans sur la transmission. Nous proposons ensuite une modélisation circuit de ces effets que nous validons par comparaison avec des résultats de mesures. Enfin nous étendons la modélisation au cas d'une ligne microruban en présence de grilles métalliques.

Mots-clés : Ligne microruban, Mesures hyperfréquences, Simulation électromagnétique, Paramètres S, PCB multicouches, Perturbateur EM.

1. INTRODUCTION

Les circuits de type PCB (Printed Board Circuit) sont de plus en plus complexes et plus denses. On réalise actuellement des circuits imprimés avec une vingtaine de couches de métallisation. De même, on voit émerger les concepts « System in Package » (SiP), ou bien encore « System on Package » (SoP) [1] impliquant là encore un nombre important de couches de métallisation. Dans ces circuits, il y a de plus en plus d'interactions entre les lignes d'interconnexions elles-mêmes et entre les lignes d'interconnexions et les grilles d'alimentation. Ces interactions sont d'autant plus fortes que les fréquences de travail augmentent en même temps que la densité d'intégration.

La propagation de signaux dans ces milieux multicouches inhomogènes est perturbée par la présence d'autres conducteurs dans leur voisinage [2][3]. L'étude que nous présentons ici, a pour objectif de modéliser les perturbations engendrées par des conducteurs positionnés de façon quelconque au dessus d'une ligne de transmission de type microruban. Dans un premier temps, nous présentons des mesures nous permettant de mettre en évidence les effets des perturbateurs sur la propagation. Ensuite nous proposons une modélisation des phénomènes mis en jeu dans ces structures. Enfin nous étendons cette approche

circuit au cas d'une ligne microruban en présence de grilles métalliques perturbatrices.

2. EFFET D'UN RUBAN PERTURBATEUR

Nous présentons figure 1 une photo du dispositif utilisé lors de l'étude de l'influence des perturbateurs sur la propagation d'une ligne microruban. Le dispositif comprend une ligne microruban 50 Ohms ($W=1400 \mu\text{m}$) de longueur $L=60 \text{ mm}$, réalisée sur un substrat FR4 d'épaisseur $H=780 \mu\text{m}$, de permittivité relative $\epsilon_R=3.6$ et de tangente de pertes $\tan(\delta)=0.02$.

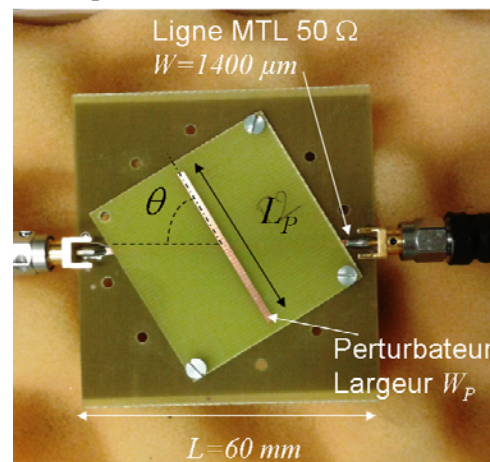


Figure 1 : ligne microruban (MTL) en présence d'un perturbateur métallique

Sur cette ligne nous venons positionner un substrat équivalent au précédent (même épaisseur et même permittivité) sur lequel nous avons gravé un conducteur métallique.

A l'aide de ce dispositif permettant de simuler le comportement d'une ligne dans un circuit PCB multicouche, nous avons analysé l'influence de la longueur L_p et de la largeur W_p du perturbateur ainsi que l'effet de son angle d'orientation θ par rapport à la ligne. Les mesures des paramètres S ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau HP8720 dans la bande de 0 à 10 GHz. Nous illustrons figure 2 l'influence de l'orientation du perturbateur sur les paramètres S de la ligne MTL. Le perturbateur a une longueur $L_p=40\text{ mm}$, une largeur $W_p=1400\text{ }\mu\text{m}$ et nous avons considéré des angles θ égaux à 90, 60 ou 30°. Nous constatons la présence de plusieurs zéros de transmission dans la bande de fréquences étudiée, ce qui peut être très néfaste à la transmission des signaux [2].

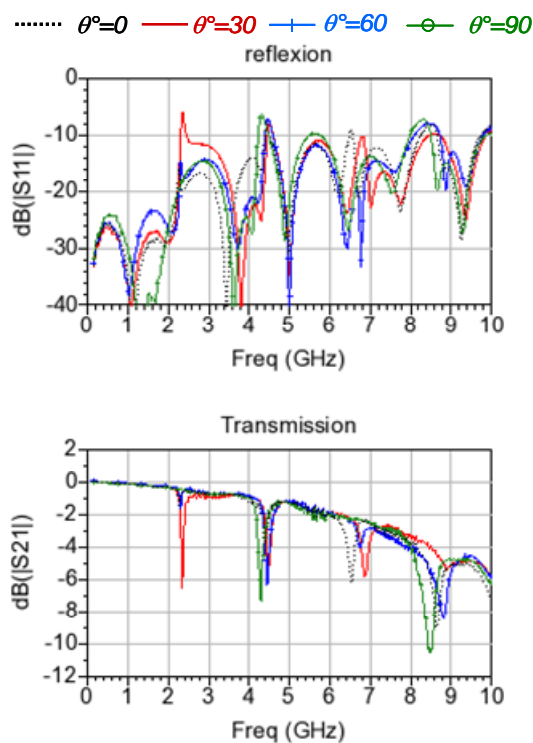


Figure 2 : Mesure des paramètres S pour $\theta = 30, 60$ et 90° et un perturbateur de longueur $L_p=40\text{ mm}$ et de largeur $W_p=1.4\text{ mm}$

Remarquons, que l'orientation θ du perturbateur par rapport à la ligne, influence les fréquences d'apparition de ces zéros. A titre d'exemple, nous pouvons constater une variation d'environ 200 MHz de la fréquence du zéro de transmission située autour de 4 GHz, lorsque l'orientation varie de 30 à

90°. Si nous observons les anti-résonances apparaissant cette fois entre 6 et 7 GHz nous constatons une variation similaire pour les valeurs de θ variant de 30 à 60°. Notons que dans cette bande de fréquences, le zéro de transmission disparaît lorsque le perturbateur est perpendiculaire à la ligne.

L'influence de la longueur du perturbateur L_p sur la propagation de la ligne MTL pour une orientation donnée, est illustrée figure 3. Les perturbateurs flottants font dans ce cas un angle de $\theta = 60^\circ$ avec la ligne et ont des longueurs L_p différentes et égales à 40, 35 et 30 mm. Nous pouvons remarquer que la longueur L_p du perturbateur a une grande influence sur la position fréquentielle des zéros de transmission. En effet la fréquence des zéros varie d'environ un gigahertz lorsque la longueur du perturbateur varie de 10 mm.

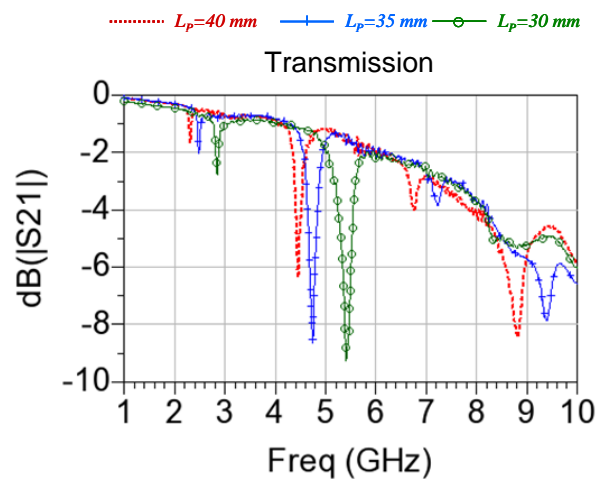


Figure 3: paramètre de transmission S_{21} pour différente longueur L_p du perturbateur et pour un angle $\theta = 60^\circ$ et une largeur $W_p = 1.4\text{ mm}$

Enfin, nous présentons figure 4 les variations du coefficient de transmission S_{21} pour deux perturbateurs de même longueur $L_p=35\text{ mm}$, faisant un angle de 60° avec la ligne mais ayant des épaisseurs W_p différentes ($W_p= 1.4\text{ mm}$ et 3.2 mm). Une fois encore, nous pouvons constater que ce paramètre W_p a une influence importante sur les fréquences des zéros de transmission. Sur l'exemple choisi, la variation en fréquence est environ égale à 500 MHz.

Cette étude de l'influence des différents paramètres liés aux perturbateurs (leur orientation θ , leur longueur L_p et leur épaisseur W_p) nous a permis de déterminer les principaux éléments à prendre en compte dans un modèle permettant de simuler simplement tous ces effets.

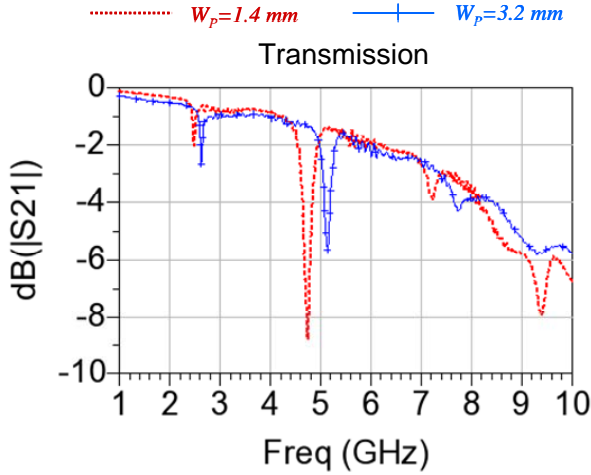


Figure 4: paramètre de transmission S_{21} pour différentes largeurs W_p du perturbateur et pour un angle $\theta = 60^\circ$ et une longueur $L_p = 35$ mm.

3. MODELISATION DE L'EFFET DU PERTURBATEUR

En nous basant sur l'étude précédente, nous proposons figure 5, le modèle circuit équivalent d'une ligne MTL en présence d'un ruban métallique perturbateur. Dans ce modèle, nous considérons un couplage ponctuel entre la ligne microruban et le perturbateur également modélisé comme une ligne de transmission. Les couplages localisés de type inductif et capacitif permettent de rendre compte de l'influence de l'orientation du perturbateur par rapport à la ligne MTL et cela au travers de la variation des deux coefficients de couplage K_L et K_C . Ces coefficients sont reliés à la mutuelle inductance M et à la capacité de couplage Γ par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \Gamma &= K_C \sqrt{C_1 C_2} \\ M &= K_L \sqrt{L_1 L_2} \end{aligned} \quad (\text{eq1})$$

Où C_1 , C_2 et L_1 , L_2 représentent les capacités et les inductances des lignes microruban et perturbatrice dans la zone de couplage. Ces éléments peuvent être déterminés à l'aide des caractéristiques linéiques et en considérant une zone de couplage de longueur W_p correspondant à la largeur du perturbateur :

$$\begin{aligned} C_i &= C_{\text{linéique}(i)} \cdot W_p \\ L_i &= L_{\text{linéique}(i)} \cdot W_p \end{aligned} \quad (\text{eq2}).$$

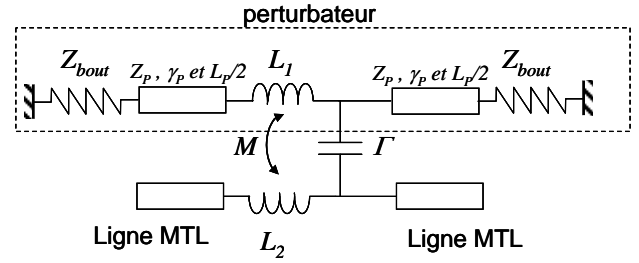


Figure 5: Modèle circuit d'une ligne en présence d'un perturbateur métallique.

Nous avons évalué la variation des coefficients K_L et K_C en fonction de l'orientation θ entre le perturbateur et la ligne à l'aide du logiciel Q3D de chez ANSYS™. Nous présentons figure 6 leur évolution dans le cas d'un perturbateur de longueur $L_p = 40$ mm et de largeur $W_p = 1400$ μm .

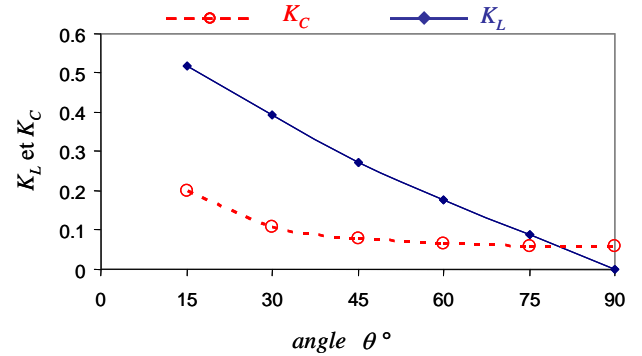


Figure 6: Evolution des coefficients de couplage électrique (K_C) et magnétique (K_L) en fonction de l'orientation θ du perturbateur.

Le coefficient de couplage capacitif K_C varie de façon importante pour des angles θ inférieurs à environ 45° . Au-delà de 45° , le coefficient K_C ne varie que très faiblement avec l'augmentation de l'angle θ . Cette évolution traduit le fait que pour des angles θ petits ($<45^\circ$), le perturbateur et la ligne présentent des surfaces en regard relativement importantes alors que pour des angles plus importants, cette surface se rapproche de celle de deux lignes perpendiculaires. En ce qui concerne le coefficient de couplage inductif K_L , nous observons une variation quasi linéaire, K_L étant maximum lorsque le perturbateur est aligné avec la ligne, et K_L étant évidemment nul lorsque la ligne et le perturbateur sont perpendiculaires.

L'influence de la longueur et de la largeur du ruban parasite est principalement prise en compte dans la modélisation ligne de transmission de celui-ci. Enfin l'impédance Z_{bout} permet de rendre compte

du caractère flottant ($Z_{bout} \approx \infty$) ou connecté à la masse ($Z_{bout} \approx 0$) du perturbateur.

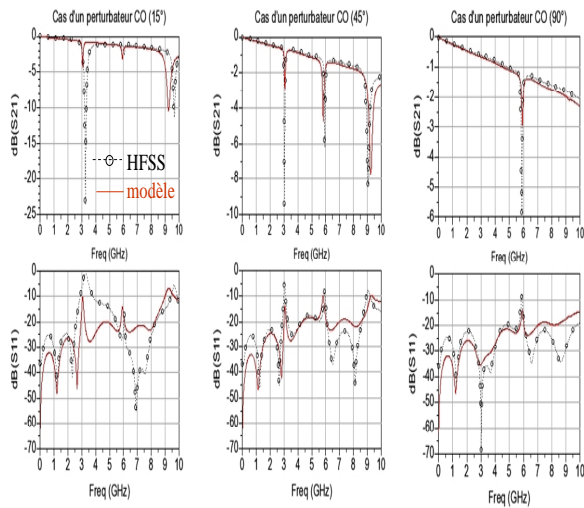


Figure 7: Paramètres S d'une ligne MTL en présence d'un perturbateur flottant faisant un angle θ (15, 45 et 90°) avec elle

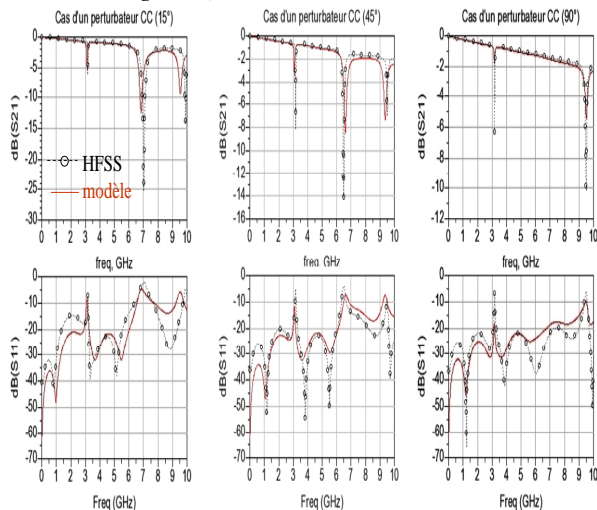


Figure 8 Paramètres S d'une ligne MTL en présence d'un perturbateur connecté à la masse et faisant un angle θ (15, 45 et 90°) avec elle °.

Pour valider notre approche, nous avons comparé les résultats obtenus à l'aide de notre modèle à ceux obtenus par simulation électromagnétique de type HFSS. Nous avons envisagé plusieurs types de perturbateurs (largeur W_P et longueur L_P différentes) et plusieurs angles θ . Nous présentons figures 7 et 8, ces comparaisons dans le cas d'un perturbateur de longueur $L_P=40$ mm, de largeur $W_P=1400$ μ m et pour différentes orientations. Nous avons envisagé deux cas de figure : le cas où le perturbateur est flottant (figure 7) et le cas où le perturbateur est connecté à la masse de la ligne microruban par ses extrémités

(figure 8). Dans les deux cas, nous constatons un bon accord entre les simulations électromagnétiques et la modélisation circuit. Cette approche circuit pourra donc être utilisée pour estimer et prédire l'influence de diverses métallisations placées sur différentes couches. Cela va notamment permettre d'estimer les fréquences d'apparitions des zéros de transmission de lignes en présence de perturbateurs métalliques.

4. EXTENSION DU MODELE AUX CAS DES GRILLES PERTURBATRICES.

Nous avons étendu la modélisation d'un perturbateur métallique au cas d'une ligne MTL en présence de grilles métalliques. Nous présentons figure 9 un exemple des structures étudiées dans cette partie.

Pour la modélisation circuit de ces structures, nous considérons que chaque ruban métallique de la grille se comporte comme un perturbateur indépendamment des autres. La grille est donc modélisée par une succession de cellules élémentaires telles que celles présentées lors du paragraphe 3. Le schéma électrique équivalent global utilisé pour représenter une ligne microruban perturbée par une grille, est présenté figure 10.

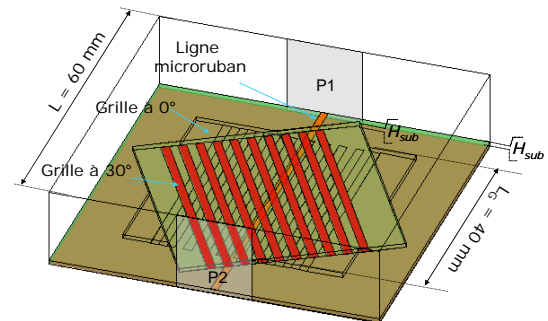


Figure 9: Ligne microruban en présence d'une grille métallique faisant un angle θ avec elle .

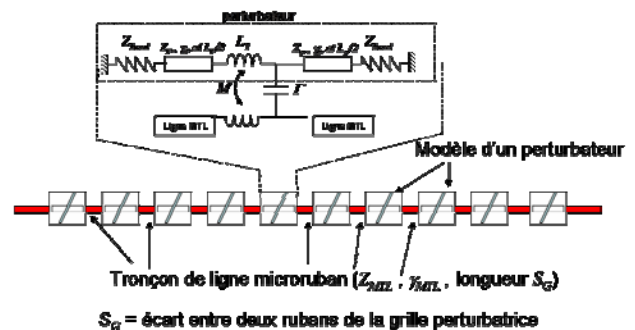


Figure 10: Modèle circuit d'une ligne en présence d'une grille perturbatrice.

Pour valider cette modélisation, nous avons considéré une grille constituée de 10 rubans métalliques de largeur $W_G=1.4\text{ mm}$ également espacés de $S_G=1.4\text{ mm}$ et gravés sur un substrat FR4 d'épaisseur $H_{sub}=780\text{ }\mu\text{m}$ ($\epsilon_R=3.6$ et $\tan(\delta)=0.02$). Les grilles de longueur $L_G=40\text{ mm}$ peuvent présenter une orientation de 0, 30, 60 ou 90 ° par rapport à la ligne microruban. Nous présentons figure 11 les coefficients de transmission S_{21} dans la bande de 0 à 4 GHz obtenus d'une part à l'aide de mesures, d'autre part à partir de simulations électromagnétiques HFSS et enfin avec le modèle circuit proposé figure 10. Nous avons considéré quatre positions angulaires ($\theta=0, 30, 60$ et 90°) de la grille par rapport à la ligne. Nous pouvons constater un très bon accord entre les mesures, les simulations EM et les simulations circuits validant notre approche.

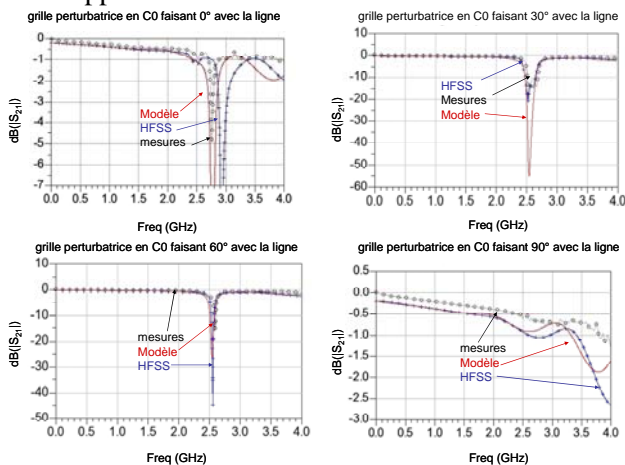


Figure 11: Paramètre S_{21} d'une ligne microruban perturbée par une grille flottante.

5. CONCLUSION

Nous avons modélisé ici l'effet de l'orientation d'un ruban métallique placé au dessus d'une ligne microruban. Dans un premier temps nous avons présenté une étude comportementale nous permettant de mettre en évidence les paramètres physiques (orientation, longueur, largeur et terminaison des perturbateurs métalliques) les plus impactant sur la transmission de la ligne. Nous avons ensuite développé une modélisation circuit permettant de rendre compte de l'apparition de zéros de transmission dus au perturbateur. Enfin, nous avons étendu cette modélisation au cas des grilles métalliques dans un environnement PCB et nous avons validé notre approche à l'aide de mesures et de simulations électromagnétiques.

Nous proposons de poursuivre cette étude en envisageant d'autres types de lignes de transmission (coplanaires, cps, paires différentielles, ...) perturbées par des rubans métalliques. Ainsi, ces résultats seront le point de départ d'une étude plus générale sur la modélisation de structures de transmission dans un environnement 3D complexe de type PCB multicouches.

6. REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier Stéphane Girod du département GEII de l'IUT de BREST pour la réalisation de l'ensemble des circuits tests.

7. REFERENCES

- [1] T. Sudo, H. Sasaki, N. Masuda, J. L. Drewniak "Electromagnetic Interference (EMI) of System-on-Package (SOP)" *IEEE trans on Advanced Packaging* Vol. 27, N°. 2, May 2004 pp 304-314
- [2] Y. Quéré, T. Le Gougec, P-M. Martin, D. Le Berre, F. Huret "Frequency Domain Analysis of Transmission Zeros on High-Speed Interconnects in the Presence of an Orthogonal Metal Grid Underlayer" *IEEE trans on Advanced Packaging*, Vol 31 n°4, Nov 2008, pp: 684-691
- [3] T. Le Gougec, P-M. Martin "Impact by an Orthogonal Metal Grid upon Differential- and Common-Mode Characteristics of Coupled Lines in PCB Technology Structures" *14th IEEE workshop on SPI May 09-12 2010 Hildesheim Germany*