

CALCUL DES ELEMENTS PARASITES PAR LA METHODE PEEC

Abdelali Allal and Mahi Djillali

¹University of Science and Technology of Oran, Algeria

²University of Amar Thelidji Laghouat, Algeria

Abstract : On the design phase of any system we must take all measures to reduce disturbance effects to acceptable levels, we can provide the theoretical system which is not always easy or even possible, a simulation of this system by software as Spice is a solution but it is limited or ineffective as the dimensions of the structure of the system will be comparable to the wavelength involved in the analysis because the drivers (pins, interconnections, tracks, cables) behave as antennas or receiving electromagnetic energy, in such cases require an analysis of combined electrical and electromagnetic. In this regard, and to calculate the parasitic elements of a binding form, we chose a method that combines in its analysis the electric circuit and electromagnetic method is the "PEEC", we will start by the study Theoretical of rPEEC PEEC method, the implementation of the PEEC method, in view networking, computing elements and partial resolution in frequency domain and time, and then compares these results with values determined by software FASTHENRY and FastCap.

Résumé : Il faut prendre, dès la phase de la conception d'un système, toutes les mesures de réduction des effets des perturbations à des niveaux acceptables, on peut l'assurer par l'étude théorique du système ce qui n'est pas toujours facile ou même possible, une simulation de ce système par un logiciel comme Spice est une solution mais elle reste limitée ou inefficace dès que les dimensions de la structure du système seront comparables à la longueur d'onde impliquée dans l'analyse, car les conducteurs, (les pins, les interconnexions, les pistes, les câbles....) se comportent comme des antennes émettrices ou réceptrices de l'énergie électromagnétique, des tels cas exigent une analyse combine de circuit électrique et électromagnétique.

A cet égard et pour le calcul des éléments parasites d'une liaison de forme quelconque, on a choisi une méthode qui combine dans son analyse le circuit électrique et électromagnétique, c'est la méthode « PEEC », on va commencer par l'étude théorique de la méthode PEEC et rPEEC, la mise en œuvre de la méthode PEEC, en point de vue maillage, calcul des éléments partiels et la résolution en domaine fréquentiel et temporel, puis une comparaison de ces

résultats avec les valeurs déterminées par le logiciel FASTHENRY et Fastcap.

Mots clé : Compatibilité électromagnétique, PEEC, perturbation, MNA.

Introduction

La méthode PEEC (acronyme de Partial Elément Equivalent Circuit) a été développée dans l'année 1972 par Mr. Ruehli [01] dans le cadre du développement par IBM des PCB (Printed Circuit Boards ou circuits imprimés) dans les ordinateurs personnels. La problématique était alors d'étudier les couplages inductifs pouvant exister entre les différentes pistes du circuit imprimé, dans une optique haute fréquence, et depuis ce temps la méthode a connu plusieurs améliorations et un élargissement de son domaine d'application.

Dans sa première version [01] la méthode PEEC ne comporte que le model inductif bien sûr et résistif, en 1973 Mr. Ruehli a utilisé le modèle capacitif [02] pour enfin combiné les deux modèles inductif et capacitif en 1974 [03], en 1975 Mr. Ruehli et Mr. Heeb ont défini le model PEEC pour les régions diélectriques [04], en 1993 Mr. Ruehli et Mr. Garrett ont inclus le champs incident dans la méthode PEEC [05] puis dans la même année l'inclusion du temps de retard (rPEEC) qui était négligé dans la première version, en 1999 et avec l'augmentation des fréquences l'introduction de l'effet de peau a été nécessaire pour le maillage des conducteurs épais [06], de 1972 jusqu'au 2003 tous ces travaux ont été pour les conducteurs orthogonaux, Mr. Antonini a défini une nouvelle formulation pour les conducteurs non orthogonaux [07], la méthode a été développée au début pour l'analyse du comportement électromagnétique des circuits imprimés, mais dernièrement elle connu plusieurs applications (modélisation électromagnétique) : Modélisation des lignes de transmission, L'électronique de puissance (modélisation des bus bar, IGBT, convertisseur de puissance), Analyse des antennes

Principe général:

Partant d'un système de conducteurs décrits selon une approche tuyau (c'est à dire que l'on connaît la direction du courant), la première étape consiste à réaliser un maillage de la section des conducteurs. Ce maillage permet d'obtenir des éléments de section suffisamment faible pour entrer dans le cadre d'une approche filiforme, c'est-à-dire que l'on pourra considérer que leur section porte une densité de courant uniforme.

Le maillage devra donc conforme avec les variations des courants induits dans la section liés aux effets de peau et de proximité.

L'approche PEEC va permettre de remplacer les tronçons pseudo-filiformes de conducteurs définis par le maillage par un schéma électrique équivalent à constantes localisées. Chaque subdivision du maillage est remplacée par des éléments dits partiels constitués pour chacun d'une résistance partielle, d'une inductance partielle et d'une pseudo capacité partielle pour les cellules de surface. L'équivalence nécessite également pour chaque branche équivalente la présence d'éléments de couplage inductifs et capacitifs avec tous les autres éléments de maillage appelé mutuelles partielles.

Cette méthode repose sur l'intégration des équations de Maxwell locales dans un conducteur faisant partie d'un système de conducteurs filiformes et permet donc l'obtention de formulations analytiques pour les éléments partiels du schéma équivalent.

Le schéma électrique équivalent obtenu pourra ensuite être directement raccordé aux sources et charges auxquelles les conducteurs sont normalement connectés. Une résolution de circuit permettra de connaître la répartition du courant dans les différentes branches correspondant aux subdivisions du maillage. On obtient ainsi le courant et donc la densité de courant (dans l'hypothèse où celle-ci est uniforme sur chaque subdivision) partout dans le système.

MISE EN EQUATION

Selon l'équation intégrale du champ électrique (EFIE), le champ électrique total \vec{E} , en un point de structure à chaque instant de temps t :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}^a(\vec{r}, t) + \vec{E}^i(\vec{r}, t) \quad (1)$$

Où \vec{E}_a est le champ électrique appliqué et \vec{E}_i est le champ électrique auto induit.

Le champ \vec{E}_i peut être exprimé en fonction des potentiels vecteur et scalaire :

$$\vec{E}^i(\vec{r}, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{A}(\vec{r}, t) - \nabla\varphi(\vec{r}, t) \quad (2)$$

Selon la loi d'Ohms

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{\vec{J}(\vec{r}, t)}{\sigma} \quad (3)$$

Les potentiels vecteurs et scalaires sont respectivement pour une structure de K conducteurs :

$$\vec{A}(\vec{r}, t) = \sum_{i=1}^K \frac{\mu}{4\pi} \int_v G(\vec{r}, \vec{r}') \vec{J}(\vec{r}', t') dv \quad (4)$$

ET

$$\varphi(\vec{r}, t) = \sum_{i=1}^K \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_v G(\vec{r}, \vec{r}') q(\vec{r}', t') ds \quad (5)$$

Où les termes sources, qui sont la densité de courant \vec{J} et la densité superficielle de charge q, sont identifiées par le vecteur position \vec{r} Et engendrent leurs effets au point de coordonnées \vec{r} à l'instant t après un retard égal au temps de parcours t_r ,

$$\left(t_r = \frac{|\vec{r} - \vec{r}'|}{v} \right), G \text{ est la fonction de green, pour}$$

un milieu homogène elle est défini par

Introduisant (2), (3), (4) et (5) dans (1) on trouve l'expression du champ électrique appliqué :

$$\begin{aligned} \vec{E}^a(\vec{r}, t) = & \frac{\vec{J}(\vec{r}, t)}{\sigma} + \frac{\partial}{\partial t} \left(\sum_{k=1}^K \frac{\mu}{4\pi} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \vec{J}(\vec{r}', t) dv \right) + \\ & \nabla \left(\sum_{k=1}^K \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_{v_k} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} q(\vec{r}', t) dv \right) \end{aligned} \quad (6)$$

Les inconnus dans cette équation vectorielle sont la densité du courant \vec{J} et la densité de charge q ;

On a :

$$\vec{J} = \vec{J}^c + \vec{J}^p \quad (7) \text{ Et } q = q^l + q^p \quad (8)$$

Tels que :

\vec{J}^c est la densité de courant de conduction et \vec{J}^p est la densité de courant de polarisation, q^l est la densité superficielle de charge libre et q^p est la densité superficielle de charge.

$$\begin{aligned} E_y^a(\vec{r}, t) = & \frac{J_y(\vec{r}, t)}{\sigma} \\ & + \frac{\partial}{\partial t} \left(\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_k} \frac{\mu}{4\pi} \int_{v_{ynk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \vec{J}(\vec{r}', t') dv' \right) \\ & + \nabla \left(\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_{s_{mk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} q(\vec{r}', t') ds' \right) \end{aligned} \quad (9)$$

La discrétisation de la structure en N_k cellule de Volume et M_k cellule de surface amène a remplacé les inconnus (J_{nk} et q_{mk}) par leurs valeurs moyennes sur chaque cellule, c'est-à-dire a les considérer localement

constantes sur les éléments de la discrétisation, et à les exprimer à travers leurs grandeurs globales correspondantes (le courant ($I_{\gamma nk}$) et la charge totale (Q_{mk}) on pose donc :

$$J_{\gamma nk} \cong J_{\gamma nk}(r_{\gamma nk}, t_{\gamma nk}) = \frac{I_{\gamma nk}(t_{\gamma nk})}{a_{\gamma nk}} \quad (10)$$

$$q_{mk} \cong q_{mk}(r_{mk}, t_{mk}) = \frac{Q_{mk}(t_{mk})}{a_{mk}} \quad (11)$$

Afin d'évaluer le comportement électromagnétique d'une cellule de la structure discrétisée, on doit moyenner le champ électrique sur la section transversale $a_{\gamma i}$, l'application aux deux membres de l'équation (9) :

$$\begin{aligned} & \frac{1}{a_{\gamma i}} \int_{v_{\gamma i}} E_{\gamma}^a(\vec{r}, t) dv \\ &= \frac{1}{a_{\gamma i}} \int_{v_{\gamma i}} \frac{J_{\gamma}(\vec{r}, t)}{\sigma} dv \\ &+ \left(\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_k} \frac{\mu}{4\pi a_{\gamma nk} a_{\gamma i}} \cdot \frac{\partial I(t_{\gamma nk})}{\partial t} \int_{v_{\gamma i}} \int_{v_{\gamma nk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} dv dv \right) \\ &+ \left(\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \frac{1}{4\pi \epsilon a_{\gamma i} a_{mk}} Q_{mk}(t_{mk}) \int_{v_{\gamma i}} \int_{s_{mk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} q(\vec{r}', t) ds dv \right) \quad (12) \end{aligned}$$

L'équation (12) se compose de quatre termes qui représentent des D.D.P ,

$$V^a = V^r + V^L + V^C \quad (13)$$

$$\text{Avec } V^a(t) = \frac{1}{a_{\gamma i}} \int_{v_{\gamma i}} E_{\gamma}^a(\vec{r}, t) dv \quad (14)$$

$$V^r(t) = \frac{1}{a_{\gamma i}} \int_{v_{\gamma i}} \frac{J_{\gamma}(\vec{r}, t)}{\sigma} dv \quad (15)$$

$$V^L(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_k} \frac{\mu}{4\pi a_{\gamma nk} a_{\gamma i}} \cdot \frac{\partial I(t_{\gamma nk})}{\partial t} \int_{v_{\gamma i}} \int_{v_{\gamma nk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} dv dv \quad (16)$$

$$V^C = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \frac{1}{4\pi \epsilon a_{\gamma i} a_{mk}} Q_{mk}(t_{mk}) \int_{v_{\gamma i}} \int_{s_{mk}} \frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} q(\vec{r}', t) ds dv \quad (17)$$

tel que :

V^a représente la contribution du champ externe.

V^r représente la contribution résistive;

V^L représente la contribution inductive;

V^C représente la contribution capacitive;

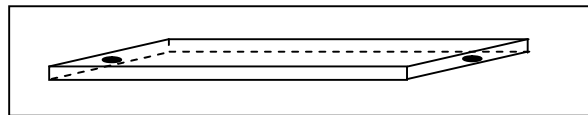
Modèles combinés de PEEC et rPEEC

De ce qui est précède, on distingue deux modèles :

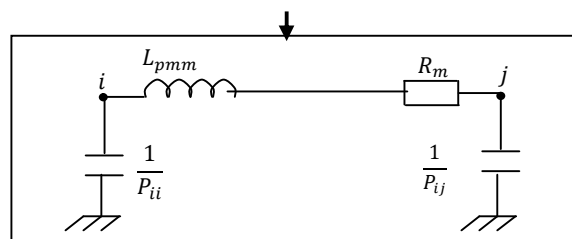
Méthode PEEC :

Cette méthode est appliquée au régime statique ou quasi statique tel que la plus grande dimension soit inférieure ou égale au $\lambda/2\pi$ (ou λ est la plus petite

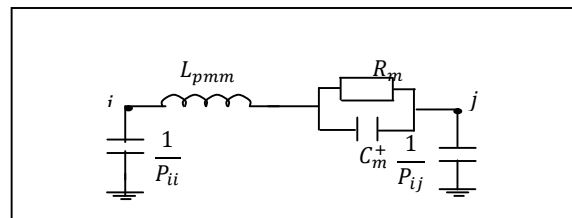
longueur d'onde d'intérêt), qui nous permet de négliger le temps de retard.



circuit equivalent PEEC



(a) Cellule conductrice

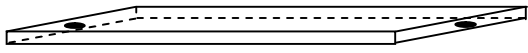


(b) Cellule dielectrique

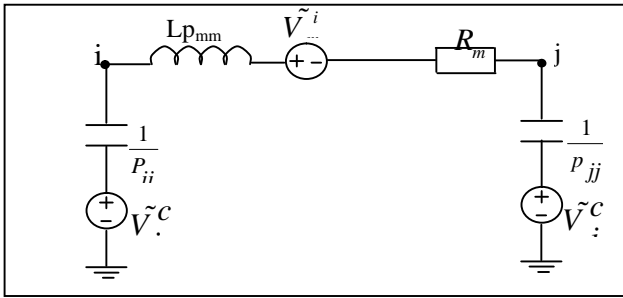
Figure 1: Modele PEEC (a) cellule conductrice
-b- Cellule dielectrique

Méthode rPEEC :

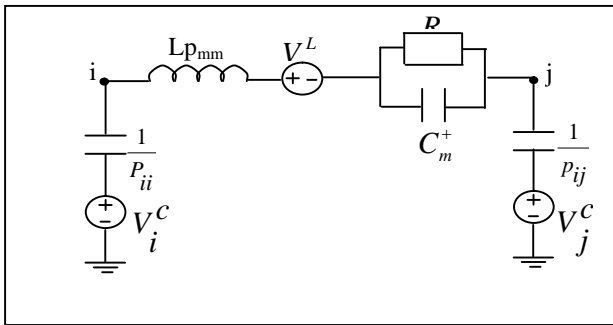
Cette méthode est appliquée au régime non statique tel que la plus grande dimension soit supérieure au $\lambda/2\pi$ (ou λ est la plus petite longueur d'intérêt), qui nous ne permet pas de négliger le temps de retard qui se traduit par la mise en série avec les selfs (inductance ou capacitance) des générateurs de tension pilotés par tension.



circuit equivalent rPEEC



(a) Cellule conductrice



(b) Cellule dielectrique

Figure 2: : Modele PEEC (a) cellule conductrice
-b- Cellule dielectrique

Avec

$$L_{pij} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_i a_j} \int_{v_i} \int_{v_j} \frac{1}{|\vec{r}_i - \vec{r}_j|} dv_i dv_j \quad (18)$$

$$P_{ij} = \frac{1}{4\pi\epsilon a_i a_j} \int_{s_i} \int_{s_j} \frac{ds_i ds_j}{|\vec{r}_i - \vec{r}_j|} \quad (19)$$

$$G_{\gamma i} = \frac{a_{\gamma i} \sigma_{\gamma i}}{\Delta_{\gamma i}} \quad (20)$$

$$C_{\gamma i}^+ = \frac{\epsilon_0 (\epsilon_{r\gamma i} - 1)}{\Delta_{\gamma i}} a_{\gamma i} \quad (21)$$

EXEMPLE (DEUX PISTES PARALLELES SUPERPOSEES):

Cet exemple de validation étudie le comportement électromagnétique de deux pistes parallèles superposées, constituées de matériau conducteur de conductivité $\sigma=5.8 \times 10^7$ et placées dans l'air. Ces pistes ont une longueur de 100 mm, une largeur de 1mm et une épaisseur de 0.2mm, alors que leur distance est de 1 mm, la fréquence maximum est de 6 GHz. (voir figure 3)

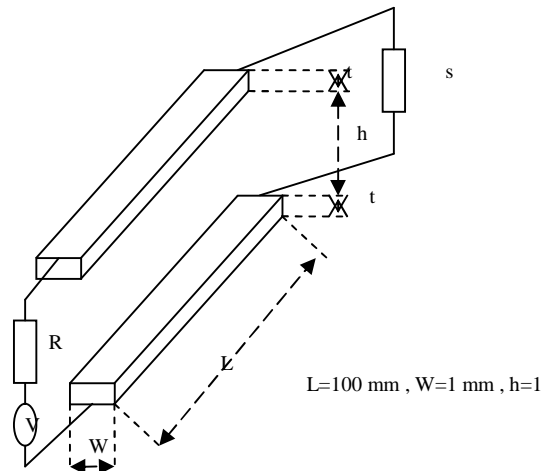


Figure 3: : Geometrie du probleme

RESULTAT :

Puisque la largeur et l'hauteur sont négligeables devant la longueur, on utilise un maillage unidimensionnel, chaque piste est discrétisée par 21 points placé arbitrairement sur la surface interne des pistes, le nombre des points pour chaque piste est calculé par :

$$\Delta = \frac{c}{10 \cdot f_{max}} = 5 \text{ mm}$$

Δ est la distance entre deux nœuds consécutifs
nombre de point = $(L / \Delta) + 1 = 21$
Alors on a : 20 cellules de volumes et 21 cellules de surface pour chaque pistes, judicieusement assemblés, comme le montre. A titre indicatif on reporte les valeurs obtenues pour les éléments principaux du modèle qui sont :
 $R_p = 0.431 \text{ m}\Omega$, $L_p = 2.686 \text{ nH}$ et $C_s = 98 \times 10^{-15} \text{ F}$

Pour les paramètres globales on a trouve :
 R11=8.62 mΩ , L11=L22= 0.1124 μH
 R12=R21=0 , L12=L21= 0.0815 μH

Par contre celle de Fasthenry [08] est :
 Computed matrices (R+jL)
 Row 0: n1 to n2
 Row 1: n3 to n4
 Freq = 6e+009

R11 = 8.62069mΩ , L11=L22=0.11234 μH
 R12= -7.80626e-015 mΩ , R21=-4.33681 mΩ
 L12=L21=0.0820578 μH

Remarque :

On voit que nos résultats sont très acceptables, sauf pour la résistance mutuelle qu'on a pas su son explication mais on a conclu qu'elle dépend de la géométrie, sigma et la fréquence

SIMULATION :

On utilise différentes tensions excitations, de formes trapézoïdale et on fait changer le temps de montée et de descente figure 4 , la résolution numérique du problème nécessite l'utilisation la formulation MNA [09] dans le domaine temporel ,

$$\begin{bmatrix} -A & -(R+Lp\frac{1}{dt}) \\ C_{self}\frac{1}{dt}+P_{norm}^T Y_L & -P_{norm}^T A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ (I_L)_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s - L_p \frac{1}{dt} (I_L)_n \\ P_{norm}^T I_s + C_{self} \frac{1}{dt} V_{n-1} \end{bmatrix} \quad (22)$$

La matrice A est la matrice d'incidence,

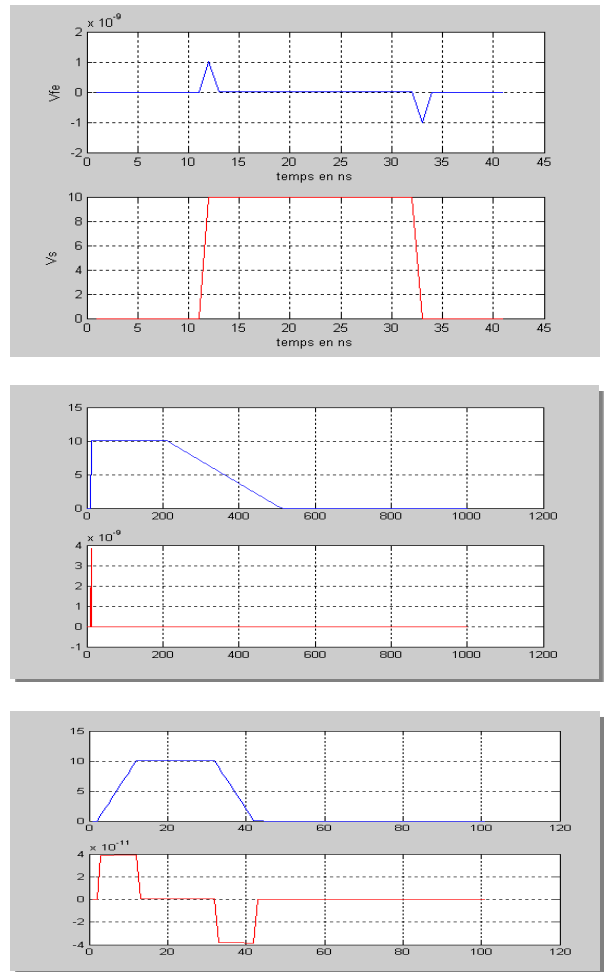


Figure 4: forme du signal d'excitation et du signal perturbe

CONCLUSION :

L'outil numérique de prédiction basé sur la méthode PEEC et permettant la modélisation du comportement électromagnétique de structures composées par des conducteurs et par des régions diélectriques de dimensions finies a été mis en place. En particulier, les travaux originaux de recherche ont concerné la proposition de différents types de maillage (1D, 2D ou 3D) pour la discrétisation de la zone d'espace considérée, la modélisation des arêtes et des coins d'une structure, la préparation de la formulation MNA pour les modèles PEEC afin d'appliquer la transformation en circuit équivalent du modèle mathématique MNA du système d'ordre réduit. La méthodologie proposée a été validée d'abord par l'étude des paramètres d'une structure simple composée par deux pistes parallèles superposées .

- [1] References, A.E Ruehli, "Inductance calculation in a complex integrated circuit environment", IBM Journal of research and development, 1972
- [2] A.E Ruehli & P.A. Brennan, "Efficient capacitance calculations for 3-Dimensional multiconductor systems", IEEE Trans, Feb 1973
- [3] A.E Ruehli, "Equivalent circuit models for 3-dimensional inductance Computations with PEEC", IEEE Trans, Mars 1974
- [4] A.E Ruehli, « Circuit models for 3-dimensional geometries including dielectrics », IEEE Trans, 1992
- [5] A.E Ruehli, J. Garrett & C.R. Paul, "Circuit models 3D structures with incident fields", IEEE Trans, Aout 1993
- [6] Karen M. Coperich, Enhanced Skin Effect for Partial- Element Equivalent-circuit (PEEC) models, IEEE 2000
- [7] A.E Ruehli, « Nonorthogonal formulation for time and frequency domain EM and circuit modeling », IEEE Trans, May 2003
- [8] <http://www.fastfieldsolvers.com/faq.htm>
- [9] L. O. Chua, C. A. Desoer, E. S. Kuh, "Linear and Nonlinear Circuits", McGraw-Hill, New York, 1987

