

## Modélisation électromagnétique par changements d'échelle de circuits planaires

E. PERRET, H. AUBERT

Laboratoire d'Electronique de l'ENSEEIH, 2 rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex, France

### I. Introduction

Une formulation de problèmes électromagnétiques basée sur un principe de changements d'échelle sera introduite dans cette communication. Les systèmes microondes présentant bien souvent différents niveaux d'échelles, nous proposons de les utiliser avantageusement pour décomposer la structure en briques élémentaires. La manipulation de ces sous domaines fait de cette approche une approche modulable originale ; facilitant d'une part sa mise en œuvre (démarche lego) et d'autre part permettant de réduire le temps de calcul lors d'optimisations paramétriques [1]. Une modélisation électromagnétique rigoureuse permet de caractériser chaque échelle donnée de la structure par un multipôle. La mise en cascade de ces multi-pôles permet de décrire la structure complète. De plus, en gardant des rapports de dimension favorables, nous nous affranchissons des problèmes numériques liés à la manipulation de matrices mal-conditionnées. Cette approche restant très générales, nous montrons qu'elle peut s'appliquer aussi bien dans le cas d'une antenne active planaire (fig. 1a) que pour des microcommutateurs MEMS sur ligne coplanaire (fig. 1b).

### II. Formulation du principe par changements d'échelle

Les structures étudiées sont représentées sur la figure 1, nous expliciterons la démarche pour l'antenne active. Le sous-domaine noté  $\Omega$  (fig. 1a) – c'est à dire, la surface rectangulaire où sont présentes la source TEM et la ligne de microruban – a une dimension intermédiaire (ou échelle)  $S_{\text{intermédiaire}}$  entre la petite échelle  $S_{\text{petite}}$  de l'élément actif localisé et la grande échelle  $S_{\text{grande}}$  relative au plan de discontinuité. La base modale du domaine  $\Omega$  (fermé par les conditions aux limites indiquées dans figure 2a) peut être utilisée pour représenter le champ électromagnétique dans ce domaine. Ainsi d'une part l'excitation multi-modale des  $N$  premiers modes du domaine  $\Omega$ , et d'autre part, la source TEM, permettent de calculer le multipôle modélisant le couplage électromagnétique entre les échelles  $S_{\text{petite}}$  et  $S_{\text{intermédiaire}}$ . De façon analogue, une excitation multi-modale composée des  $N$  premiers modes du domaine  $\Omega$  peut être employée pour calculer le multipôle relatif aux deux demi-espaces de chaque côté de ce domaine. Sur la figure 2b ces deux multi-pôles sont caractérisés par leurs matrices d'impédance respectivement  $[Y_{\text{CIRCUIT}}]$  et  $[Y_{\text{EXT}}]$ . Nous adoptons ici une technique d'équation intégrale avec fonctions d'essai étendues [2] pour le calcul de ces deux matrices. Enfin l'impédance d'entrée relative à la mise en cascade des deux multipôles n'est autre que l'impédance d'entrée de l'antenne active planaire.

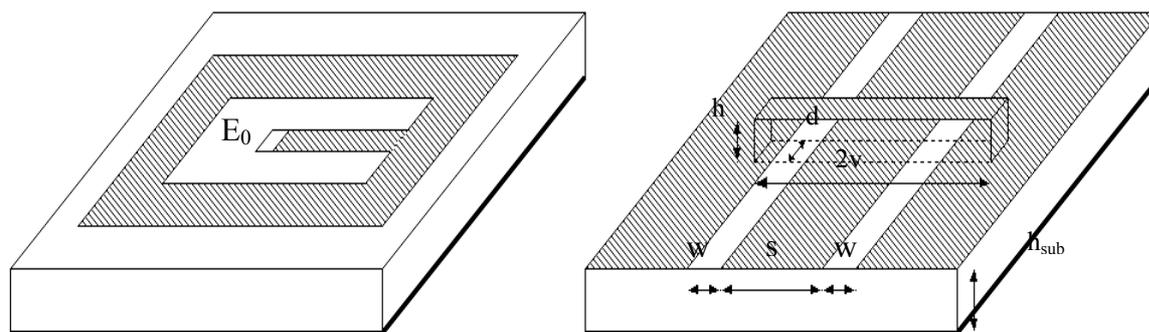


Figure 1 (a). antenne active, (b). microcommutateurs MEMS sur ligne coplanaire

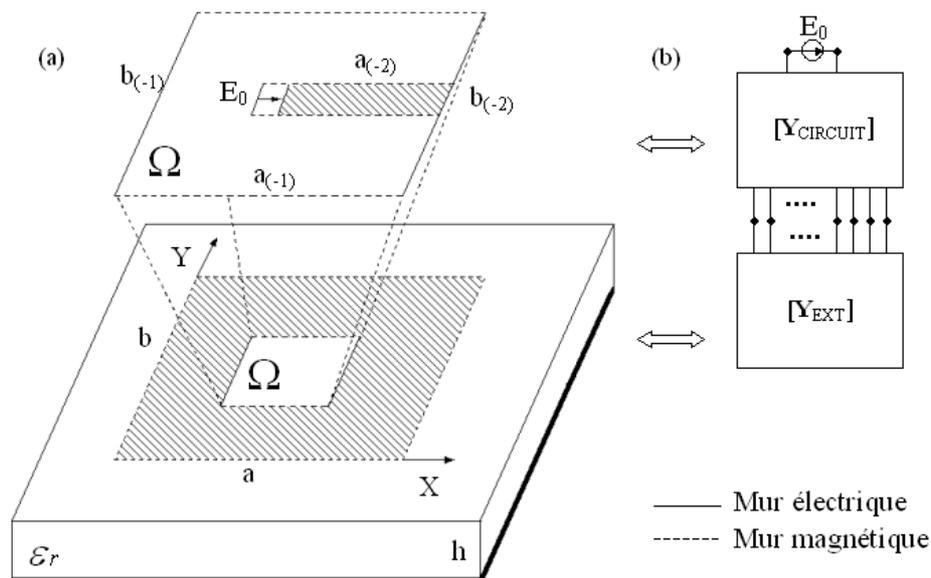
Avant la présentation des résultats numériques, nous allons préciser les propriétés principales de la technique par changements d'échelle. Si nous généralisons l'approche décrite ci-dessus à des structures planaires combinant une multitude de niveaux d'échelles ( $i = 1, 2, \dots, I$ ) avec  $S_1 < S_2 < \dots < S_I$  le calcul de l'impédance d'entrée par la méthode de changements d'échelle consiste à :

(1) calculer séparément les multipôles qui modélisent le couplage électromagnétique entre deux échelles successives  $S_i$  et  $S_{i+1}$ .

(2) déterminer l'impédance d'entrée à partir de la mise en cascade des multipôles ( $i = 1, 2, \dots, I$ ). A partir d'un découpage approprié du plan de discontinuité, les niveaux d'échelles successifs  $S_i$  et  $S_{i+1}$  peuvent être choisis afin d'éviter des rapports critiques de dimensions et par conséquent, éliminer les problèmes numériques liés au traitement de matrices mal-conditionnées. En effet, à chaque échelle  $S_i$ , le champ électromagnétique peut être décrit aussi précisément que souhaité en prenant un nombre approprié de modes dans le sous-domaine correspondant. De plus, comme le calcul des multipôles ( $i = 1, 2, \dots, I$ ) est effectué séparément, une modification de la géométrie au niveau  $S_i$  nécessite de recalculer les multi-pôles  $i$  et  $i-1$  seulement. Le partitionnement du plan de discontinuité en plusieurs sous-domaines rend l'approche modulable (approche Lego).

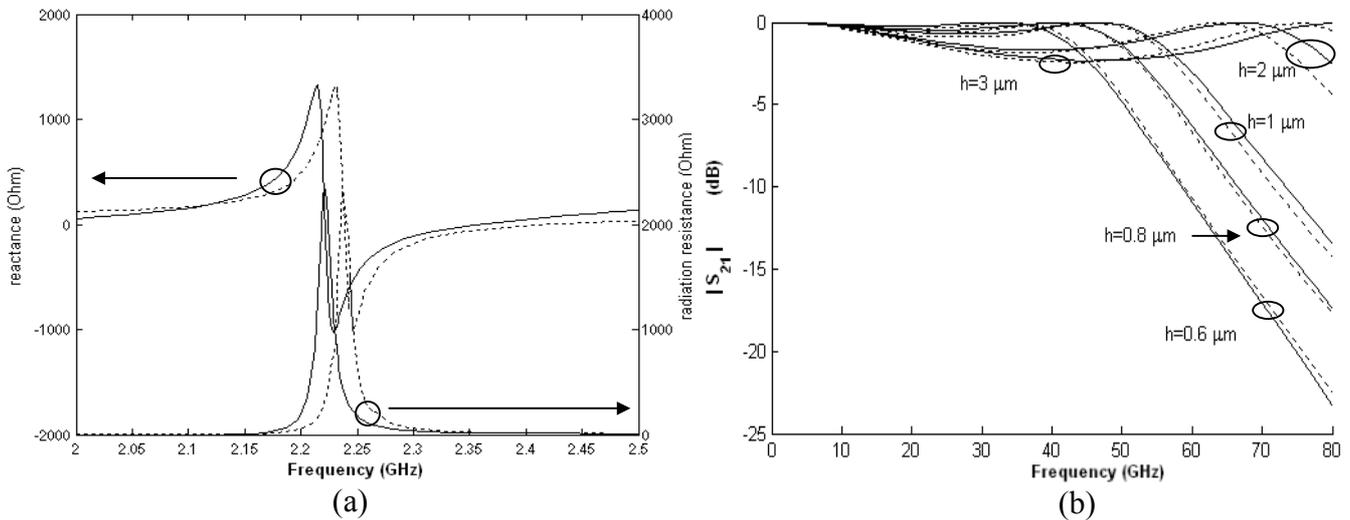
### III. Résultats numériques :

Nous présentons ici les résultats concernant les structures représentées sur la figure 1. Les dimensions adoptées sont celles de la figure 1 de [3] pour l'antenne et celles de la figure 4 de [4] pour la ligne coplanaire.



**Figure 2** Découpage de la structure: (a) antenne active étudiée, (b) son multipôle équivalent. La source  $E_0$ , mode TEM relatif au domaine source modélise l'élément actif. Les dimensions sont les suivantes:  $a = 34.7$  mm,  $b = 42.3$  mm,  $a_{(-1)} = 25$  mm,  $b_{(-1)} = 10$  mm,  $a_{(-2)} = 13.7$  mm,  $b_{(-2)} = 5$  mm et  $h = 1.576$  mm ( $\epsilon_r = 2.55 - j0.0019$ ).

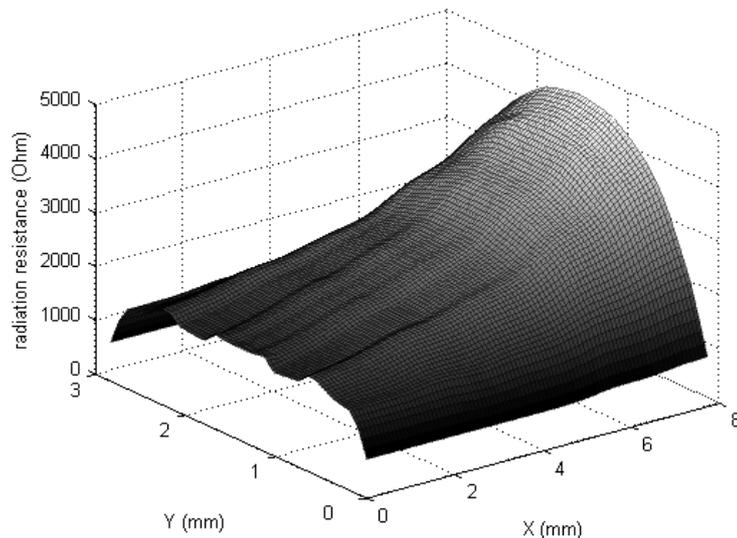
La figure 3.a montre la résistance de rayonnement et la réactance en fonction de la fréquence dans la bande [2GHz - 2.5GHz]. La convergence des résultats numériques est assurée en prenant 6400 modes au niveau de la grande échelle  $S_{grande}$  tandis que  $N = 625$  modes sont adoptés au niveau de l'échelle intermédiaire  $S_{intermédiaire}$ . Les résultats obtenus à partir d'un logiciel commercial basé sur la méthode des moments [8] sont donnés pour comparaison. Une très bonne concordance des résultats est observée : l'écart entre les fréquences de résonance données par ces deux méthodes est inférieur à 0.7%. Le coût en terme de temps de calcul de l'impédance d'entrée avec la technique par changements d'échelle est environ 8 fois moins important que celui de la MoM.



**Figure 3** (a) partie imaginaire et réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence en GHz (—) approche par changement d'échelles, (- - -) simulation MoM, (b) Coefficient de transmission de la ligne coplanaire sur membrane avec micro-commutateur MEMS en fonction de la fréquence en GHz pour plusieurs hauteurs de MEMS : (—) multipôles (18-port); (- - -) simulations type MoM.

La figure 4 montre la résistance de rayonnement à la fréquence de résonance en fonction de la position du circuit actif balayant l'intérieur de l'antenne patch. Pour chaque position, la fréquence de résonance (annulation de la réactance de l'antenne) est numériquement calculée. Nous avons observé des valeurs de fréquence de résonance entre 2.1 GHz et 2.4 GHz selon la position de l'élément actif. Pour ces simulations électromagnétiques les dimensions du domaine  $\Omega$  restent inchangées. Par conséquent, la technique par changements d'échelle impose seulement le recalcul de la matrice d'accès  $[Y_{EXT}]$ . Ainsi, le temps CPU pour obtenir les résultats de la figure 3 est 16 fois moins important que celui de la méthode des moments conventionnelle.

Concernant la structure coplanaire (fig. 1b), le paramètre  $S_{21}$  est présenté (fig. 3b) pour plusieurs valeurs de la hauteur du microcommutateur MEMS. Là aussi, les résultats sont concluants, aussi bien au niveau précision qu'au niveau rapidité de calcul (3 fois plus rapide). En effet, pour chaque hauteur du microcommutateur, seul le multipôle relatif au MEMS est à recalculer, les autres restant inchangés.



**Figure 4** résistance de rayonnement à la fréquence de résonance de l'antenne patch de la figure 1 en fonction de la position du circuit actif au niveau du patch.

## IV. Conclusion

Nous avons appliqué sur une antenne active et un microcommutateurs MEMS sur ligne coplanaire une méthode de modélisation qui prend à son avantage de caractère multi-échelle de telles structures. Les résultats sont en accord avec ceux provenant des méthodes directes classiques. Outre l'interface (domaine  $\Omega$ ) commune aux deux structures, les sous-domaines sont totalement indépendants. Ceci permet d'une part une réduction substantielle du temps de calcul lors d'analyses paramétriques, et d'autre part, une approche lego où l'on construit à partir de briques élémentaires la structure globale.

## Références

- [1] E. Perret, H. Aubert, "A multi-scale technique for the electromagnetic modeling of active antennas", Antennas and Propagation Society, Int. Symp. 2004, Vol, 4 , pp. 3923 – 3926, 20-25 June2004.
- [2] M. Nadarassin, H. Aubert, H. Baudrand, "Analysis of Planar Structures by an Integral Approach using Entire Domain Trial Functions", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-10, pp. 2492-2495, Oct. 19
- [3] J. Bartolic, D. Bonafacic, Z. Sipus, "Modified rectangular patches for self-oscillating active-antenna applications", IEEE Antennas and Propagation, Vol. 38 , Issue 4 , Aug. 1996.
- [4] E. Perret, H. Aubert, "N-Port Network for the Electromagnetic Modeling of MEMS Switches", Microwave and Optical Technology Letters, vol.45, No. 1, April 5, 2005
- [8] IE3D, Release 9. Zeland Software, Inc., Fremont, CA, June 2003

