



Analyse et Conception d'une Nouvelle Structure de Coupleur Squared-Coax-to-Microstrip pour des Applications Hautes Puissances en Télécommunications

Nasreddine Benahmed, Nadia Benabdallah, Fethi Tarik Bendimerad & Boumedienne Benyoucef
Département de Télécommunications, Faculté de Technologie, Université de Tlemcen,
B. P. 119, 13000, Tlemcen, Algérie

Reçu le : 10/03/2010

Accepté le : 21/06/2010

RESUME

En utilisant la méthode des éléments finis (MEF), l'analyse et la conception d'une nouvelle structure de coupleur directif, asymétrique et inhomogène : squared-coax-to-microstrip, commode pour des applications hautes puissances en télécommunications, sont présentées. Le coupleur peut être intégré dans une carte PCB et présente des coefficients de couplage compris entre 17.5 et 35 dB. Le niveau de couplage a été ajusté par déplacement du plan de masse en variant la distance (s_2) entre 0.1 et 3.3 mm.

Comme application, nous présentons les résultats de conception d'un coupleur directif compact de $7.5 \times 4.8 \times 25.8$ mm de taille, fonctionnant à 2 GHz et ayant approximativement un coefficient de couplage 20 dB et un minimum de directivité de 20 dB dans la bande de fréquences [0.1-4] GHz.

MOTS CLES

Coupleur Squared-coax-to-microstrip, Coupleur asymétrique, Coupleur directif de 20 dB, Analyse et conception, Méthode des éléments finis (MEF).

ABSTRACT

Using the finite element method (FEM) the analysis and the design of a novel compact squared-coax-to-microstrip directional coupler, convenient in telecommunications for high power applications, are presented. The coupler can be integrated into a printed circuit board (PCB) and operates over 17.5 to 35 dB coupling coefficients and is always compensated. The compensation is achieved by the proper displacement of a tuning ground plane with respect to the edge of the PCB from 0.1 to 3.3 mm.

As an application, we present the design of a compact coupler with $7.5 \times 4.8 \times 25.8$ mm of size and having approximately 20 dB of coupling coefficient at 2 GHz and a minimum directivity of 20 dB in the frequency range [0.1-4] GHz.

KEY WORDS

Squared-coax-to-microstrip coupler, Inhomogeneous asymmetrical coupler, A 20 dB compact directional coupler, Analysis and design, FEM method.

1. INTRODUCTION

Les coupleurs directifs sont les composantes clés dans plusieurs applications en Télécommunications, en particulier pour la réalisation de ponts de mesures dans les domaines RF et micro-ondes. De nos jours, les dispositifs disponibles sont des coupleurs micro-rubans, des coupleurs en guide d'ondes et des coupleurs coaxiaux. Les coupleurs micro-rubans sont utilisés pour des applications à bande large [1]; malheureusement leurs pertes significatives peuvent empêcher leur utilisation quand une manipulation de puissance élevée est exigée [2]. Les coupleurs en guide d'ondes sont utilisés dans des applications hautes puissances [3], mais ne sont pas une solution pratique pour un usage à bande large, puisque le premier mode est limité en basses fréquences par la fréquence de coupure et les modes d'ordre plus supérieur limitent la fréquence haute [4], [5]. Par suite, les coupleurs coaxiaux

directifs à air sont la solution traditionnelle pour les puissances élevées quand les caractéristiques de la largeur de bande ne sont pas critiques et seraient idéales à cause de leurs faibles pertes d'une part et leurs champ transverse électromagnétique (TEM) assurant une fréquence de coupure nulle [6], [7].

La solution proposée récemment par l'auteur de la référence [8] est l'utilisation d'un nouveau coupleur dit : coax-to-microstrip (Figure 1). Ce dernier est un coupleur asymétrique, inhomogène et de forme complexe.

Dans la référence [8], ce type de coupleur de coefficient de couplage de 20 dB a été analysé par la méthode des moments (MoM) sous l'environnement LINPAR [9], conçu et fabriqué pour fonctionner dans la gamme de fréquences [1.5-2.5] GHz. Malheureusement le coupleur conçu a une grande taille et présente une dégradation dans la directivité au dessus de 2.7 GHz.

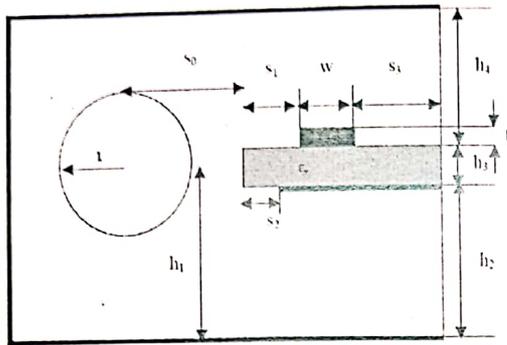


Figure 1 : Section transversale du coupleur coax-to-microstrip.

Le but de ce travail est d'analyser par la méthode des éléments finis (MEF), sous l'environnement FreeFem [10], le même type de coupleur mais avec un coax à conducteur intérieur carré dit squared-coax-to-microstrip (Figure 2), afin de concevoir dans la gamme de fréquences [1.5-2.5] GHz, un coupleur compact directif de 20 dB ayant un minimum de directivité de 20 dB dans la plage de fréquences [0.1-4] GHz.

2. COUPLEUR SQUARED-COAX-TO-MICROSTRIP

la section transversale du coupleur squared-coax-to-microstrip est montrée dans la figure 2. Le coupleur se compose d'une ligne coaxiale à conducteur intérieur carré (ligne principale, porteuse de la puissance) et d'une ligne microstrip de constante diélectrique (ϵ_r), considérée comme ligne couplée, placée à proximité de la ligne coaxiale.

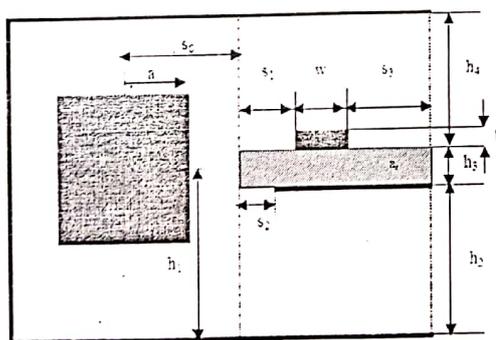


Figure 2 : Section transversale du coupleur squared-coax-to-microstrip.

Dans cette structure, seulement la ligne couplée est imprimé sur un PCB. Le diélectrique dépasse légèrement d'une distance (s_2) une des deux extrémités du plan de masse (s).

Pour ce type de coupleur asymétrique, le niveau de couplage peut être ajusté par le déplacement

plan de masse en jouant sur la valeur de la distance (s_2) et également en changeant la hauteur de suspension de la carte PCB (h_2) ou en changeant la distance de séparation (s_0+s_1) se trouvant entre les deux lignes [8].

3. RESOLUTION NUMERIQUE

Rappelons que les propriétés électriques pour ce type de coupleur asymétrique à faibles pertes et propageant le mode quasi-TEM, peuvent être décrites en termes de paramètres primaires (matrices d'inductances [L] et de capacités [C]) et en termes de paramètres secondaires k_L et k_C .

Où

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}$$

L_{ii} et C_{ii} ($i=1, 2$) sont respectivement l'inductance et la capacité propre de la ligne (i) en présence de la ligne (j) ($j=1, 2, j \neq i$).

L_{ij} et C_{ij} ($i \neq j$) sont respectivement l'inductance mutuelle et la capacité de couplage du système de lignes couplées asymétriques.

et $k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}}$; $k_C = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11} C_{22}}}$ sont

respectivement les coefficients de couplage inductif et capacitif.

La détermination des éléments des matrices [L] et [C], dans le domaine électrostatique, est basée sur la résolution de l'équation de Laplace en deux dimensions [11] :

$$\text{div}[\epsilon_r \nabla V(x, y)] = 0 \quad (1)$$

Où:

$V = 1$ Volt sur le $i^{\text{ème}}$ conducteur.

$V = 0$ sur tous les conducteurs restants.

La solution de cette équation représente la distribution du potentiel scalaire V aux différents nœuds de maillage de la section transversale du coupleur.

Quand le potentiel V est déterminé, nous calculons les éléments de la $i^{\text{ème}}$ rangée de la matrice capacité [C] à partir de la charge électrique sur chaque conducteur [12].

$$C_{ij} = \frac{1}{V_0} \oint_{j} q_s dl \quad (2)$$

Où $V_0=1$ Volt, $q_s = \epsilon_0 \epsilon_r E_N$, l_j représente le contour du $j^{\text{ème}}$ conducteur et E_N est la composante normale du champ électrique.

En supposant que la profondeur de pénétration (effet de peau) est suffisamment petite, de telle manière que le courant électrique circule seulement sur la surface des conducteurs et en supposant également la matrice capacité [C_0] celle du



coupleur fictif (où le diélectrique est remplacé par le vide), l'analyse du mode TEM permet d'écrire :

$$[L].[C_0] = \epsilon_0 \mu_0 \quad (3)$$

Ainsi on détermine la matrice $[C_0]$ par l'analyse du problème électrostatique du coupleur fictif et on calcule ensuite la matrice $[L]$ par :

$$[L] = \mu_0 \epsilon_0 [C_0]^{-1} \quad (4)$$

Une fois les matrices $[L]$ et $[C]$ déterminées, nous évaluons les coefficients de couplages inductif k_L et capacitif k_C .

Ensuite nous évaluons les réponses fréquentielles du coupleur squared-coax-to-microstrip en utilisant un modèle numérique adapté, sous l'environnement MATPAR [13].

Pour ce type de coupleur non homogène et asymétrique, nous savons que le coupleur adapté de 50Ω peut être compensé si ces deux lignes (principale et couplée) sont terminées par leurs impédances propres (c-à-d 50Ω) et si les coefficients de couplage inductif et capacitif sont égaux.

4. RESULTATS D'ANALYSE ET DE CONCEPTION

Tout d'abord, nous avons analysé la ligne coaxiale à conducteur intérieur carré (Figure 3) pour trouver les valeurs des paramètres de la ligne adaptée 50Ω en fixant : $s_0 = 2\text{mm}$, $h_1 = 2.4\text{ mm}$ et $\epsilon_r = 1$. La courbe de la figure 4 montre l'influence de la largeur du conducteur intérieur (a) sur l'impédance caractéristique de la ligne [14].

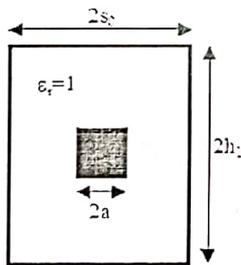


Figure 3 : Ligne coaxiale à conducteur intérieur carré.

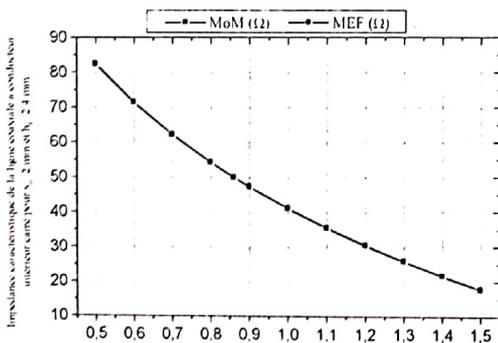


Figure 4 : Influence de la largeur du conducteur intérieur sur l'impédance caractéristique de la ligne.

Ensuite, pour trouver les valeurs des paramètres de la ligne microstrip couplée adaptée de 50Ω , nous avons varié la distance de déplacement du plan de masse (s_2) de 0,1 à 3.3 mm pour faire varier l'impédance caractéristique de la ligne (Figure 5). La ligne a été analysée avec: $h_1 = 2.4\text{ mm}$, $h_2 = 1.8\text{ mm}$, $h_3 = 0.6\text{ mm}$, $h_4 = 2h_1 - (h_2 + h_3)$, $s_1 = 1\text{ mm}$, $s_3 = 1\text{ mm}$, $w = 1.5\text{ mm}$, $t = 0.035\text{ mm}$ et $\epsilon_r = 4.8$.

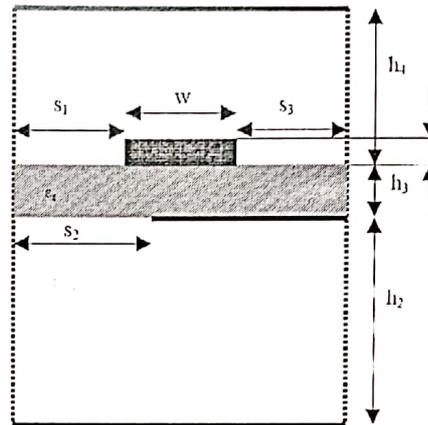


Figure 5 : Ligne microstrip couplée.

La figure 6 montre l'influence de la distance de déplacement du plan de masse (s_2) sur l'impédance caractéristique de la ligne microstrip couplée.

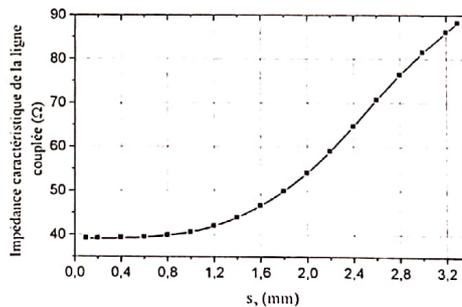


Figure 6 : Influence de la distance de déplacement du plan de masse (s_2) sur l'impédance caractéristique de la ligne.

L'impédance caractéristique de 50Ω de la ligne coaxiale à conducteur intérieur carré et de la ligne microstrip couplée est obtenue respectivement pour $a = 0.86\text{ mm}$ et $s_2 = 1.8\text{ mm}$.

Finalement, nous avons appliqué notre outil basé sur la MEF à l'analyse et à la conception du coupleur asymétrique squared-coax-to-microstrip. L'approche MEF permet de simuler et de décider s'il est possible de réaliser pratiquement le coupleur pour les résultats de conception trouvés.



Le maillage en éléments finis de la section transversale du coupleur squared-coax-to-microstrip, sous l'environnement FreeFem est montrée sur la figure 7 pour les paramètres suivants : $a = 0.86$ mm, $h_1 = 2.4$ mm, $h_2 = 1.8$ mm, $h_3 = 0.6$ mm, $h_4 = 2h_1 - (h_2 + h_3)$, $s_1 = 1$ mm, $s_2 = 1.9$ mm, $s_3 = 1$ mm, $w = 1.5$ mm, $t = 0.035$ mm et $\epsilon_r = 4.8$.

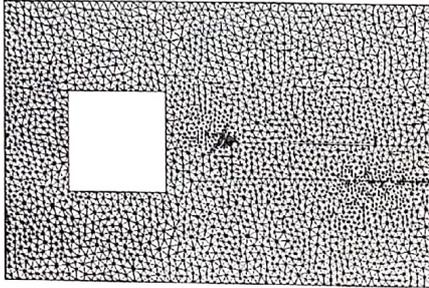


Figure 7 : Maillage en éléments finis de la section transversale du coupleur squared-coax-to-microstrip.

Après résolution de l'équation de Laplace, la distribution du potentiel scalaire dans la structure d'étude obtenue pour différentes conditions d'excitation du coupleur se présente comme indiqué sur la figure suivante.

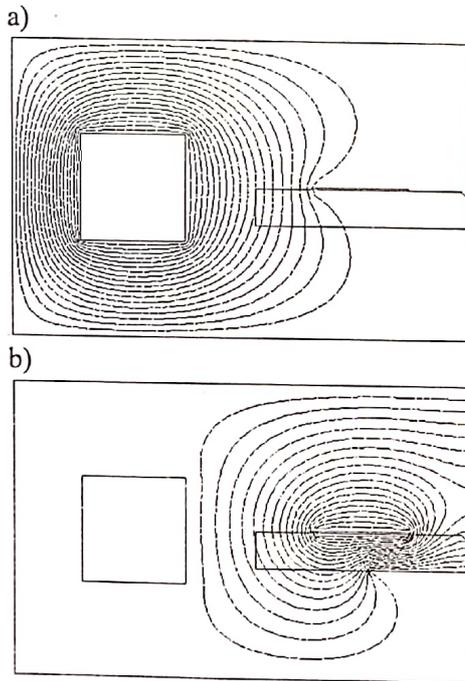


Figure 8 : Distribution du potentiel scalaire obtenue pour $V=1$ Volt sur le coax et 0 sur la ligne microstrip en a) et l'inverse en b).

Dans ce travail, le niveau de couplage a été ajusté par déplacement du plan de masse en jouant sur la valeur de la distance (s_2).

Les figures 9 et 10 montrent l'influence de (s_2) sur les paramètres électromagnétiques ($[L]$ et $[C]$) du coupleur squared-coax-to-microstrip.

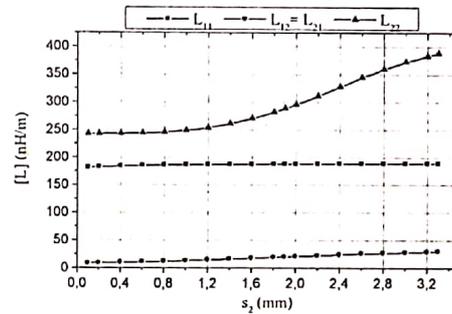


Figure 9 : Influence de (s_2) sur les éléments de la matrice d'inductances $[L]$ du coupleur.

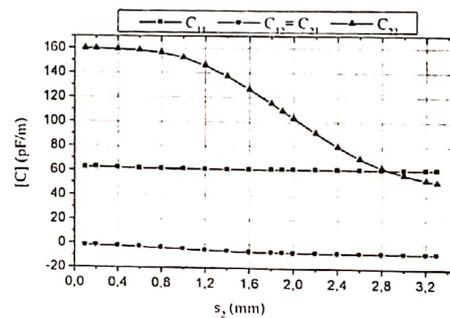


Figure 10 : Influence de (s_2) sur les éléments de la matrice de capacités $[C]$ du coupleur.

Les influences de la distance de déplacement du plan de masse (s_2) sur les coefficients de couplage inductif et capacitif du coupleur squared-coax-to-microstrip sont montrées sur la figure 11. Il apparaît clairement de cette figure que pour $s_2 = 1.9$ mm, les coefficients de couplage inductif et capacitif sont égaux.

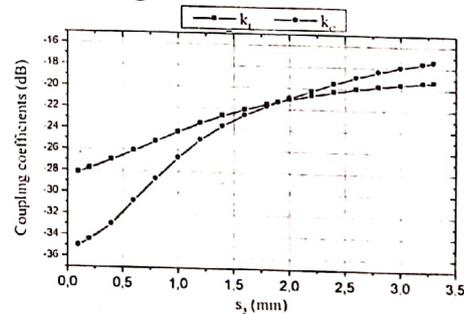


Figure 11 : Influence de (s_2) sur les coefficients de couplages inductif et capacitif du coupleur.



5. COUPLEUR DIRECTIF

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à la conception, dans la bande de fréquences [1.5-2.5] GHz, d'un coupleur squared-coax-to-microstrip directif, compact, de 20 dB et présentant un minimum de directivité de 20 dB dans la plage de fréquence [0.1-4] GHz.

La figure 12 présente le schéma électrique du coupleur adapté à tous ses ports par 50 Ω.

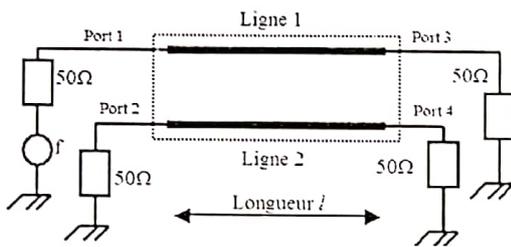


Figure 12 : Schéma électrique du coupleur.

Dans le but de rendre possible une conception effective du coupleur squared-coax-to-microstrip, il est nécessaire d'avoir des coefficients de couplage inductif et capacitif égaux.

Par conséquent, pour une distance déplacement du plan de masse $s_2 = 1.9$ mm, les paramètres électromagnétiques du coupleur sont :

$$[L] = \begin{bmatrix} 188.2 & 20.0 \\ 20.0 & 289.2 \end{bmatrix} \left(\frac{nH}{m} \right)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 61.20 & -6.99 \\ -6.99 & 109.0 \end{bmatrix} \left(\frac{pF}{m} \right)$$

$k_L = -21.32$ dB and $k_C = -21.35$ dB.

Dans la référence [8], la longueur du coupleur obtenue dans le cas d'un coupleur vide (c.à.d $l_0 = \lambda_c/4$) est réduite approximativement par un facteur en $(1 + \sqrt{\epsilon_{eff}})$, où ϵ_{eff} est la permittivité effective de la ligne microstrip couplée.

Dans ce travail, nous avons trouvé que la longueur du coupleur inhomogène asymétrique peut être exprimée par la relation suivante :

$$l = l_0 \left(\frac{\sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \right) \tag{5}$$

Pour une longueur $l = 25.8$ mm, la réponse du coupleur compact, 7.5×4.8×25.8 mm de taille est montré sur la figure 13.

Le coupleur conçu fonctionnant dans la gamme de fréquences [1.5-2.5] GHz a approximativement un coefficient de couplage de 20 dB à la fréquence de travail 2 GHz et présente un minimum de

directivité d'environ 20 dB dans la plage de fréquences [0.1-4] GHz.

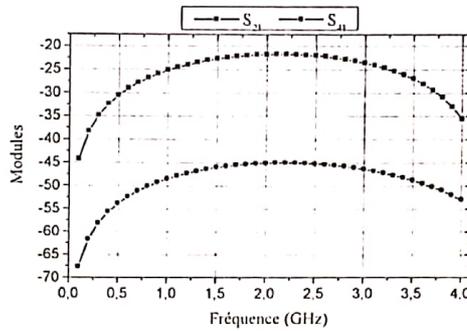


Figure 13 : Réponse fréquentielle du coupleur compact fonctionnant à 2 GHz.

6. CONCLUSION

Un coupleur directif large bande de 20 dB de couplage de type squared-coaxial-to-microstrip a été analysé et conçu.

Le coupleur de 7.5×4.8×25.8 mm de taille et fonctionnant à 2 GHz a approximativement un coefficient de couplage de 20 dB et un minimum de directivité d'environ 20 dB dans la gamme de fréquences [0.1-4] GHz.

La structure étudiée, commode pour les systèmes de télécommunications hautes puissances, peut être facilement conçue et fabriquée.

Pour atteindre cet objectif, il était nécessaire de déterminer les paramètres électromagnétiques de la structure ([L], [C], k_L et k_C). Dans la gamme de fréquences [0.1-4] GHz, le problème s'approche par la résolution de l'équation de Laplace par le biais de la méthode des éléments finis.

La conception quasi-statique, présentée dans cet article, est rendue effectivement possible grâce à l'égalisation des coefficients de couplages inductif et capacitif.

En outre la longueur du coupleur obtenue dans le cas d'un coupleur vide est réduite approximativement par un facteur $\left(\frac{\sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \right)$, où ϵ_r

est la constante diélectrique de la ligne microstrip couplée.

Toutes les courbes présentées dans cet article, tenant compte de l'influence de (s_2) sur les paramètres électromagnétiques du coupleur squared-coaxial-to-microstrip, prouvent l'intérêt du programme de CAO développé.



REFERENCES

1. N. Benahmed, and M. Kameche, Finite Element Analysis Of Planar Couplers, *Applied Microwave & Wireless*, Vol.12, n°10, October 2000, pp. 28-38.
2. S. Uysal and H. Aghvami, Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, June 1989, pp. 969-976.
3. R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1992.
4. H. Schmiedel and F. Arndt, Field theory design of rectangular waveguide multiple-slot narrow-wall couplers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, July 1986, pp. 791-798.
5. L. T. Hildebrand, Results for a simple compact narrow-wall directional coupler, *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 10, June 2000, pp. 231-232.
6. A. H. McCurdy and J. J. Choi, Design and analysis of a coaxial coupler for a 35-GHz gyrokystron amplifier, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, February 1999, pp. 164-175.
7. N. Benmostefa and N. Benahmed, Analysis and Design of an Homogeneous and an Asymmetrical Rectangular Coaxial-to-Microstrip Directional Coupler by the Finite Element Method, *Communication Science & Technologie (COST), Revue technologique, et scientifique de l'ENSET d'Oran, Algérie*, vol. N°6, Janvier, 2008, pp. 81-84.
8. A. Sawicki, A new class of asymmetrical directional couplers for power/antenna control applications. *Microwave Journal*, November 2005.
9. A.R. Djordjevic, M.B. Bazdar, T.K. Sarkar, LINPAR for windows: *Matrix parameters of multiconductor Transmission Lines, Software and user's manual*, Artech Housse, 1999.
10. www.FreeFem.org
11. N. Benahmed and S. Seghier, Rigorous analytical expressions for the electromagnetic parameters of rectangular coaxial couplers with circular and square inner conductors, *Microwave Journal*, vol. 49, N°8, August 2006, pp. 164-174.
12. N. Benabdallah, N. Benahmed, B. Benyoucef, R. Bouhmidi and M' Khelif, EM analysis of the slotted-tube resonator with circular cross section for MRI applications, *Journal of Physics in Medicine and Biology*, vol. N°52, August 2007, pp. 4943-4952.
13. A.R. Djordjevic, M. Bazdar, G. Vitosevic, T. sarkar and R.F. harrington, *Scattering parameters Of Microwave networks with Multiconductor Transmission Lines*, Artech Housse, 1990.
14. S. Seghier, N. Benabdallah, N. Benahmed, N. Benmostefa and R. Bouhmidi, Accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of squared coaxial lines, *International Journal of Electronics and Communications, (AEUE: Archiv fuer Elektronik und Uebertragungstechnik (AEÜ))*, vol. 62, N°5 April 2008, pp.