

ANALYSE NUMERIQUE DU COUPLAGE ENTRE DEUX LIGNES MICRORUBANS ET CONCEPTION D'UN COUPLEUR A 5 GHz

Reçu le 21/06/2000 - Accepté le 15/05/2001

Résumé

Dans cet article, nous présentons l'analyse du couplage électromagnétique entre deux lignes micro rubans couplées et avec pertes. Cette analyse repose sur une résolution numérique de l'équation de Laplace par la méthode des éléments finis (MEF) du fait que la résolution analytique s'avère difficile en raison de la complexité de la configuration du système de lignes. La modélisation de cette structure consiste à déterminer ses constantes primaires (L,C,R,G) et secondaires (Z_{0e} , Z_{00} et k).

A titre d'application, nous présentons les résultats de la conception d'un coupleur directif micro onde à 5 GHz. Le modèle numérique développé reste valable à toute configuration de structure propageant le mode fondamental TEM.

Mots clés: Lignes micro rubans couplées, coupleur, MEF.

Abstract

In this paper, we present the analysis of electromagnetic coupling between two losses microstrip lines. This analysis reposes on a numerical resolution of the Laplace's equation by the finite element method (FEM), because of the complex configuration of the line's system that causes difficulty in the analytical resolution. The modelling of this structure consists to yield the primary parameters (L,C,R,G) and the secondary parameters (Z_{0e} , Z_{00} and k).

As application, we present the conception's results of a microwave coupler at 5 GHz. The numerical model developed remains valid to all configurations of structures which propagate the fundamental mode TEM.

Mots clés: losses microstrip lines, microwave coupler, MEF.

N. BENAHMED

M. FEHAM

S.M.H. IRID

Faculté des Sciences

de l'Ingénieur

Département d'Electronique

Université Abou Bekr Belkaid

BP119, 13000 Tlemcen, Algérie

La caractérisation analytique du phénomène de couplage entre deux lignes micro rubans couplées pour la réalisation de coupleurs directifs est une tâche difficile. Seules les méthodes numériques permettent de résoudre convenablement ce problème. Pour atteindre cet objectif par voie numérique, il faut tout d'abord passer à l'évaluation des impédances caractéristiques des deux modes pair et impair et ensuite à la détermination des constantes primaires du système de lignes.

Dans le présent travail, nous nous intéressons, d'une part, à la caractérisation numérique du phénomène de couplage et à la détermination des constantes primaires de deux types de lignes micro rubans couplées par la méthode des éléments finis et, d'autre part, à la réalisation d'un coupleur à 5 GHz

Nous présentons les résultats de simulation obtenus en tenant compte de l'influence des paramètres électriques et géométriques de la structure analysée.

I- LIGNES MICRO RUBANS COUPLEES

Récemment, de nouveaux types de coupleurs directifs dans le domaine des hyperfréquences ont été élaborés à partir de deux lignes micro rubans couplées [1].

Nous rappelons que pour réaliser un coupleur (à base de lignes propageant le mode TEM ou quasi-TEM), il faut connaître le coefficient de couplage k déduit des impédances caractéristiques des modes pair (Z_{0e}) et impair (Z_{00}) [2].

Pour déterminer ces impédances caractéristiques, il faut résoudre l'équation de Laplace à deux dimensions pour ces deux modes.

Plusieurs techniques (approximatives, numériques) [1-3] peuvent être utilisées pour la détermination de ces impédances.

ملخص

سنعرف في هذا المقال دراسة تحليلية عددية لارتباط كهرومغناطيسي بين خطين ميكروشرطيين و مضيعان للطاقة. يستند هذا التحليل على الحل العددي لمعادلة لابلاس بطريقة العناصر المحدودة لصعوبة الحل التحليلي نظرا لتعقيد شكل الخطين. إن دراسة نموذج هذا الشكل يتمثل في إيجاد العناصر الأولية و العناصر الثانوية له.

وتطبيقا لهذا التحليل نقدم نتائج تصميم رابط موجة ميكروموجي بتواتر 5 جيجاهيرتز. و يبقى النموذج العددي الناتج صالحا لكل شكل يذيع النمط الأساسي.

الكلمات المفتاحية: خطوط ميكرو شرطية مرتبطة، جهاز الارتباط، طريقة الوحدات المحسوبة.

En particulier, les auteurs de la référence [2] ont présenté des formules approchées pour calculer les impédances Z_{0e} et Z_{00} de deux lignes micro rubans sans pertes, couplées et placées entre deux plans métalliques (Fig. 1).

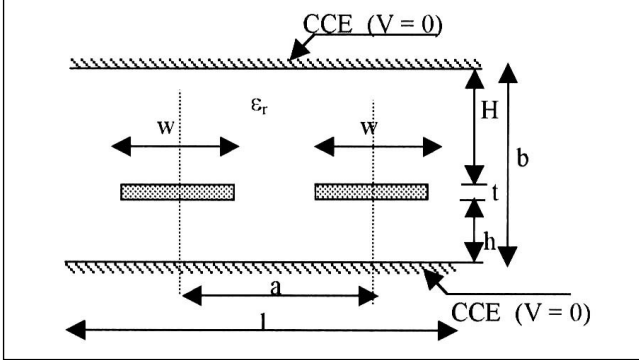


Figure 1: Section droite de deux lignes micro rubans homogènes plongées entre deux conducteurs plans.

$$H = b - t - h \quad a' = a - w$$

Pour $H \leq a$, alors $m = h + H + 2\sqrt{hH}$.

Pour $H > a$, alors $m = h + 2\sqrt{hH}$.

$$C_f = \frac{1}{4\pi} \left[\frac{b-t}{H} \ln \frac{b-t}{h} + \frac{b-t}{h} \ln \frac{b-t}{H} \right].$$

$$C_{fe} = \frac{a'}{m} - \frac{1}{\pi} \ln \left(ch \frac{\pi a'}{m} \right); \quad C_{f0} = \frac{a'}{m} - \frac{1}{\pi} \left(sh \frac{\pi a'}{m} \right)$$

ainsi :
$$Z_{0e} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\frac{1}{4}w \left(\frac{1}{h} + \frac{1}{H} \right) + C_f + C_{fe}} \quad (1)$$

et :
$$Z_{00} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\frac{1}{4}w \left(\frac{1}{h} + \frac{1}{H} \right) + C_f + C_{f0}} \quad (2)$$

Ces formules ne sont valables que sous les conditions suivantes:

$$\frac{w}{b-a} > 0.35, \quad \frac{t}{w} \ll 1, \quad \frac{t}{a-w} \ll 1$$

Nous présentons dans cet article un modèle numérique pouvant lever ces contraintes et par conséquent analyser des configurations de lignes couplées plus complexes, telles que des structures blindées, lignes avec pertes, lignes multifilaires, etc.

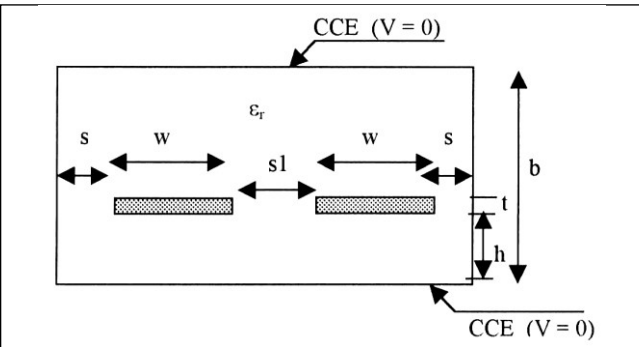


Figure 2: Section droite de deux lignes micro rubans homogènes couplées et blindées.

A titre d'exemple, nous analysons le système suivant formé par deux lignes micro rubans blindées.

La figure 2 présente la section droite de deux lignes micro rubans complètement blindées couplées entre elles. Chacune d'elle est constituée d'une bande interne de largeur w , distante de s d'un blindage. Un diélectrique de permittivité relative ϵ_r ($\mu_r = 1$), règne à l'intérieur du système de lignes. L'écart entre les deux rubans est représenté par le paramètre $s1$.

II- RESOLUTION NUMERIQUE

L'étude de la structure des figures 1 et 2, est basée sur la résolution de l'équation de Laplace à deux dimensions pour les deux modes (pair et impair):

$$\text{div}[\epsilon_r \nabla V(x, y)] = 0 \quad (3)$$

La solution de cette équation est recherchée par l'utilisation de la MEF, méthode générale et puissante.

Cette solution représente la distribution du potentiel scalaire V aux différents nœuds de maillage de la structure d'étude. Une fois le potentiel scalaire V déterminé, nous calculons l'impédance caractéristique du mode de propagation en question.

II.1- Calcul des impédances des modes pair et impair et calcul du coefficient de couplage

La théorie des lignes de transmission nous permet de déterminer le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} à partir du potentiel V . L'énergie électrique moyenne W_{em} emmagasinée dans la structure étudiée se calcule à partir du champ électrique \vec{E} . Les impédances caractéristiques (pour les deux modes) du système formé par les deux lignes couplées se calculent aisément de l'énergie électrique moyenne W_{em} . Par conséquent il est impératif que le calcul du potentiel V se fasse avec une grande précision [4]. Un modèle numérique à base de la méthode des éléments finis est développé pour le calcul de ces paramètres.

Dans ce qui suit, nous montrons la procédure de calcul pour un mode donné.

II.1.1- Détermination du champ électrique

On peut déduire du potentiel scalaire V , le champ électrique par simple dérivation sachant que:

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}}(V) \quad (4)$$

II.1.2- Energie électrique moyenne

La structure emmagasine une énergie électrique moyenne qu'on peut déduire du champ électrique comme suit:

$$\overline{W}_{em} = \frac{1}{4} \iint \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^* dx dy \quad (5)$$

II.1.3- Capacité linéique

Elle est déduite directement de l'énergie électrique moyenne, soit:

$$C = \frac{4\overline{W}_{em}}{(V_1 - V_2)^2} \text{ en (F/m)} \quad (6)$$

II.1.4- Impédance caractéristique

Elle est calculée à partir de la relation suivante:

$$Z_C = \frac{1}{v_\varphi C} \quad (\text{en } \Omega) \quad (7)$$

où:
$$v_\varphi = \frac{3.10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{en m/s})$$

pour un milieu homogène à perméabilité relative $\mu_r = 1$.

II.2- Coefficient de couplage

Les valeurs des impédances caractéristiques des deux modes étant connues, nous calculons le coefficient de couplage k en utilisant la relation suivante:

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{00}}{Z_{0e} + Z_{00}} \quad (8)$$

II.3- Calcul des constantes primaires

Une fois que le coefficient de couplage k est déterminé, on peut déduire les valeurs de γ (capacité de couplage), et M (Inductance mutuelle), sachant que:

$$k = \frac{\gamma}{C_0} = \frac{M}{L} \quad (9)$$

Ceci nous permet de déterminer les matrices $[L]$, $[C]$, $[R]$ et $[G]$ à partir des formules ci dessous pour le système formé par les deux lignes en question.

$$[L] = \begin{bmatrix} L & M \\ M & L \end{bmatrix}, \quad [C] = \begin{bmatrix} C_0 + \gamma & -\gamma \\ -\gamma & C_0 + \gamma \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \text{ et } [G] = \begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix}$$

où L , C_0 , R et G sont les paramètres linéiques de la ligne isolée (ici ligne micro ruban homogène plongée entre deux conducteurs plans ou ligne micro ruban blindée).

Ces paramètres sont calculés numériquement par la méthode des éléments finis. R est déduite de la puissance dissipée par effet joule sur les conducteurs formant la ligne isolée comme suit:

Considérons le $i^{\text{ème}}$ conducteur de la ligne isolée. Soient

σ_i sa conductivité et $R_{s_i} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma_i}}$ sa résistivité

superficielle. Un tronçon dz du conducteur dissipera donc la puissance:

$$dP_i = \frac{1}{2} R_{s_i} dz \int_{\Gamma_i} |I_{s_i}|^2 dS = \frac{R_{s_i}}{2\eta^2} dz \int_{\Gamma_i} \left(\frac{\partial V}{\partial n} \right)^2 dS \quad (10)$$

où:

Γ_i est le contour du $i^{\text{ème}}$ conducteur.

$\frac{\partial V}{\partial n}$ est la dérivée normale extérieure à Γ_i .

η est l'impédance d'onde.

On pourra ainsi évaluer la puissance dissipée par l'ensemble des q conducteurs de la ligne " bande - blindage ": $dP = dP_1 + dP_2$, où dP_1 est la puissance dissipée par la bande, et dP_2 celle dissipée par le blindage.

Le courant I étant déduit de l'excitation et de Z_c , la

résistance linéique de la ligne isolée sera:

$$R = 2 \frac{dP}{dz} \frac{1}{I^2} \quad (\text{en } \Omega/\text{m}) \quad (11)$$

La conductance G est obtenue à partir de la tangente de pertes du matériau diélectrique.

III- SIMULATIONS ET RESULTATS

Sur la base de la théorie présentée auparavant, nous avons établi deux programmes permettant d'une part le calcul du coefficient de couplage et d'autre part la détermination des matrices $[L]$, $[C]$, $[R]$ et $[G]$ de la structure en fonction de ses caractéristiques géométriques.

Une fois les matrices $[L]$, $[C]$, $[R]$ et $[G]$ du système de lignes déterminées, nous analysons la réponse fréquentielle d'un coupleur hyperfréquence à base de ces lignes par un modèle numérique adapté.

III.1- Lignes micro rubans homogènes placées entre deux conducteurs plans

Pour valider les résultats de nos calculs numériques, nous avons, en premier lieu, analysé le couplage entre deux lignes micro rubans homogènes placées entre deux conducteurs, structure dont nous disposons des résultats trouvés au moyen d'un logiciel conçu par les auteurs de la référence [1] en utilisant la méthode des moments (MM). Cette technique utilise des fonctions de Dirac pour fonctions de base. Les résultats de la MM sont obtenus avec 640 fonctions de base.

En appliquant nos programmes en éléments finis à ce type de lignes ayant pour caractéristiques:

- Largeur de la bande: $w = 0.85 \text{ mm}$
- Epaisseur de la bande: $t = 0.0254 \text{ mm}$
- Hauteur entre les 2 conducteurs plans: $b = 5 \text{ mm}$
- Largeur du diélectrique: $h = 0.85 \text{ mm}$
- Distance s : $s = 2 \text{ mm}$
- Distance s_1 : $s_1 = 0.25 \text{ mm}$
- Permittivité relative: $\epsilon_r = 5.738$
- Tangente de pertes du diélectrique: $tg_d = 0.0001$
- Fréquence de travail: $f = 5 \text{ GHz}$
- Conductivité (cas du cuivre): $\sigma = 5.65 \cdot 10^7 (\Omega\text{m})^{-1}$,

nous trouvons les résultats suivants obtenus pour un maillage à 800 nœuds présenté sur la figure 3a. Les équipotentielles des modes pair et impair sont illustrées sur la figure 3b. Les valeurs des constantes primaires du système sont les suivantes:

$$Z_{0e} = 67.9353 \Omega; \quad Z_{00} = 32.6597 \Omega; \quad k = 0.35067$$

$$[L] = \begin{bmatrix} 419.521 & 147.113 \\ 147.113 & 419.521 \end{bmatrix} \quad (\text{nH/m})$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 205.264 & -53.2921 \\ -53.2921 & 205.264 \end{bmatrix} \quad (\text{pF/m})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} 19.54 & 0 \\ 0 & 9.54 \end{bmatrix} \quad (\Omega/\text{m})$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 477.435 & 0 \\ 0 & 477.435 \end{bmatrix} \quad (\mu\text{S/m}),$$

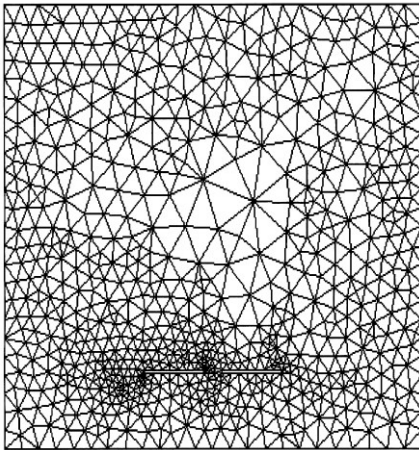
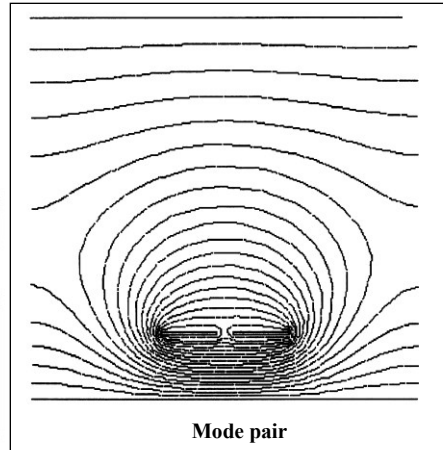
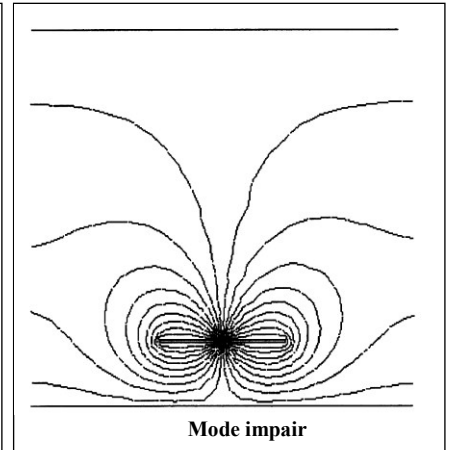


Figure 3a: Maillage de la section transversale de la structure étudiée.



Mode pair



Mode impair

Figure 3b: Forme des lignes équipotentielles.

alors que pour la même géométrie pour le même type de lignes, nous trouvons, par la méthode des moments [1], les résultats suivants:

$$Z_{0e} = 66.28 \Omega; \quad Z_{00} = 31.64 \Omega; \quad k = 0.353758$$

$$[L] = \begin{bmatrix} 390.1 & 137.8 \\ 137.8 & 390.1 \end{bmatrix} \text{ (nH/m)}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 186.6 & -66.25 \\ -66.25 & 186.6 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} 23.13 & 0 \\ 0 & 23.13 \end{bmatrix} \text{ (\Omega/m)}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 585.9 & 0 \\ 0 & 585.9 \end{bmatrix} \text{ (\mu S/m)}$$

Il apparaît alors clairement que nos valeurs numériques trouvées par la méthode des éléments finis convergent vers celles trouvées par la méthode des moments.

III.1.1- Influence de l'écart s1 sur les impédances des modes pair et impair

Nous avons montré ensuite la dépendance des impédances caractéristiques des modes pair et impair avec l'écart s1 (fig. 4).

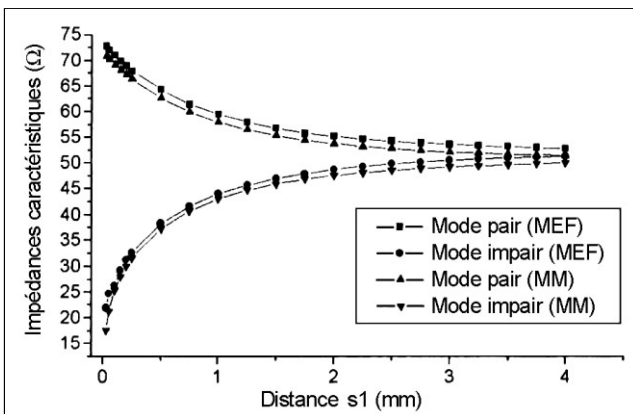


Figure 4: Influence de l'écart s1 sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair.

III.1.2- Influence de l'écart s1 sur le coefficient de couplage

La figure 5 montre l'influence de cet écart s1 sur le coefficient de couplage. Nos valeurs numériques trouvées par la méthode des éléments finis concordent avec celles trouvées par la méthode des moments.

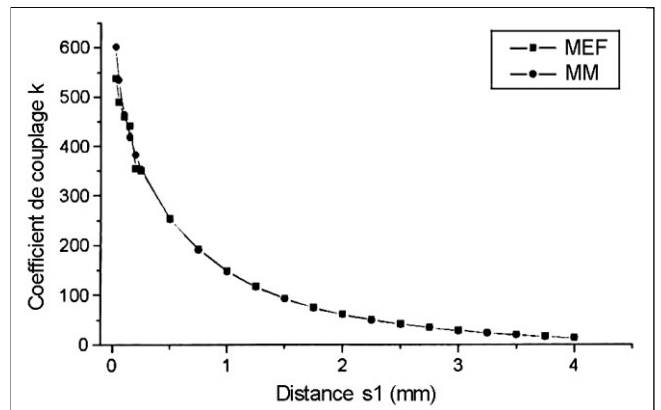


Figure 5: Influence de l'écart s1 sur le coefficient de couplage.

III.1.3- Coupleur directif à 5 GHz

Nous proposons, dans la suite, la conception d'un coupleur directif réalisé à partir de ces lignes et fonctionnant à 5 GHz. La figure 6 présente la structure de ce coupleur à quatre accès.

Les portes 2, 3 et 4 sont fermées sur l'impédance $Z_{co} = 50 \Omega$. La porte 1 est alimentée par un générateur d'impédance interne Z_{co} et de fréquence f .

A titre d'exemple, pour une longueur $l = 6.4$ mm, nous montrons sur la figure 7 l'évolution des modules des coefficients de réflexion S , au niveau de chaque accès en fonction de la fréquence dans la bande [250MHz -10GHz].

Sur ce graphe, nous remarquons qu'à la fréquence de 5 GHz, le niveau de couplage $|S_{21}|$ est de -11.01 dB, alors que l'isolation $|S_{41}|$ est de -20.35 dB.

Dans le but d'augmenter l'isolation du coupleur, nous avons ajouté deux condensateurs de valeurs $C = 0.1$ pF comme l'indique la figure 8.

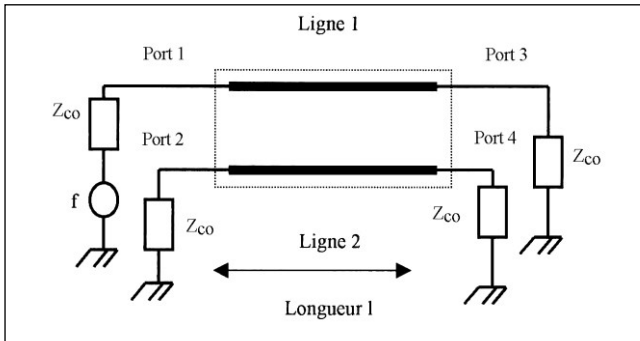


Figure 6: Schéma du coupleur.

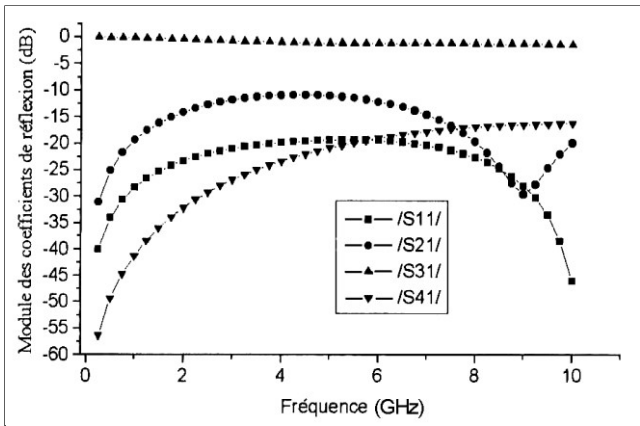


Figure 7: Influence de la fréquence sur la réponse du coupleur.

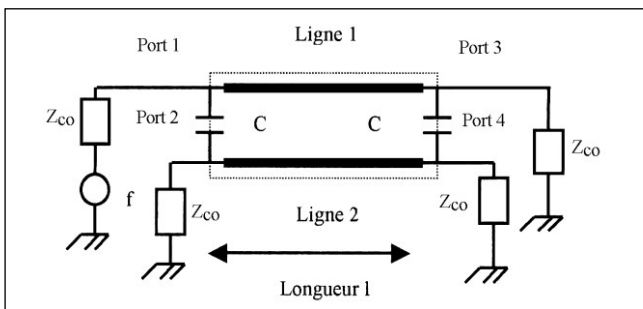


Figure 8: Schéma du coupleur amélioré.

Les résultats obtenus de l'étude de ce coupleur sont présentés sur la figure 9. Dans ce cas, le niveau d'isolation devient égale à -54.58 dB à 5 GHz.

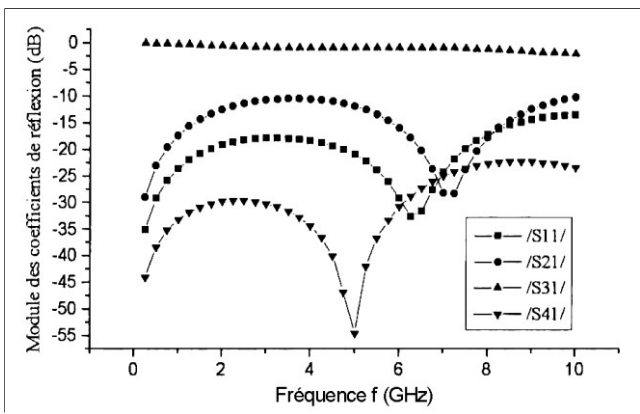


Figure 9: Influence de la fréquence sur la réponse du coupleur.

III.2- Lignes micro rubans blindées et couplées

Nous analysons, dans ce cas, le système formé par deux lignes micro rubans blindées et couplées, de mêmes dimensions et pour le même maillage que la structure précédente. Nous trouvons les résultats suivants (Fig. 10):

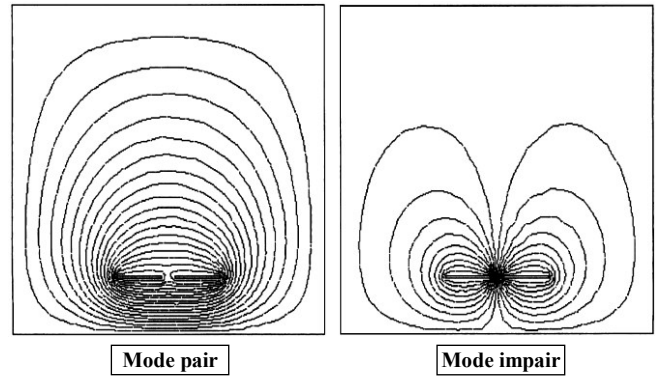


Figure 10: Forme des lignes équipotentielles.

Les valeurs des constantes primaires du système sont les suivantes:

$$Z_{0e} = 64.763 \Omega;$$

$$Z_{00} = 32.3909 \Omega;$$

$$k = 0.333204$$

$$[L] = \begin{bmatrix} 397.016 & 132.287 \\ 132.287 & 397.016 \end{bmatrix} \text{ (nH/m)}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 214.095 & -53.5082 \\ -53.5082 & 214.095 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} 18.209 & 0 \\ 0 & 18.209 \end{bmatrix} \text{ (\Omega/m)}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 504.498 & 0 \\ 0 & 504.498 \end{bmatrix} \text{ (\mu S/m)}$$

III.2.1- Influence de l'écart s_1 sur les impédances des modes pair et impair

L'influence du paramètre s_1 sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair est illustré sur la figure 11:

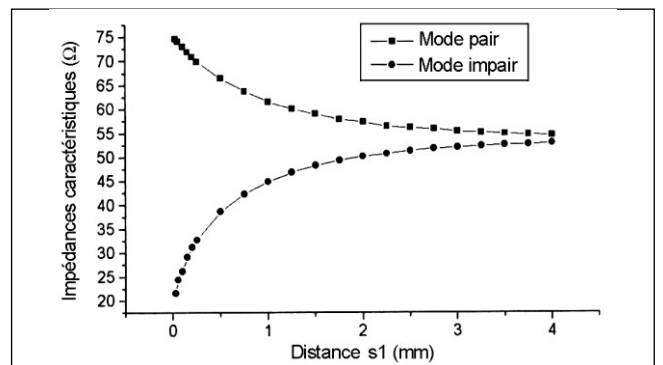


Figure 11: Influence de l'écart s_1 sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair.

III.2.2- Influence de s_1 sur le coefficient de couplage

L'influence de ce paramètre sur le coefficient de couplage est présentée sur la figure 12. En effet, plus la distance s_1 augmente, plus le couplage entre les rubans diminue.

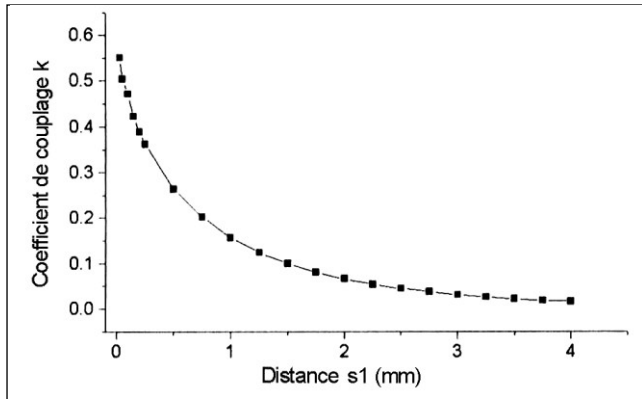


Figure 12: Influence de l'écart s_1 sur le coefficient de couplage.

III.2.3- Coupleur directif à 5 GHz

Nous avons ensuite analysé le fonctionnement à 5 GHz du même coupleur directif, mais utilisant deux lignes micro rubans homogènes complètement blindées.

Pour une longueur de ligne $l = 6.4$ mm, la dépendance des modules des coefficients de réflexion S , au niveau de chaque accès avec la fréquence dans la bande [250MHz-10GHz] est présentée sur la figure 13.

Sur ce graphe, nous constatons qu'à la fréquence de 5 GHz, le niveau de couplage $/S_{21}/$ est de -11.44 dB, alors que l'isolation $/S_{41}/$ est de -21.31 dB.

En plaçant les mêmes condensateurs de la même manière que précédemment, nous avons pu augmenter l'isolation du coupleur à -41.57 dB d'après les résultats de la figure 14.

Nous remarquons également que le blindage total de cette structure à lignes micro rubans, selon les dimensions choisies, n'a pas une grande influence sur les paramètres S du coupleur.

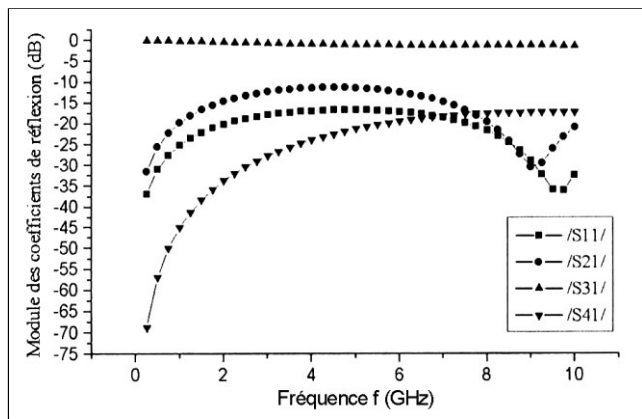


Figure 13: Influence de la fréquence sur la réponse du coupleur.

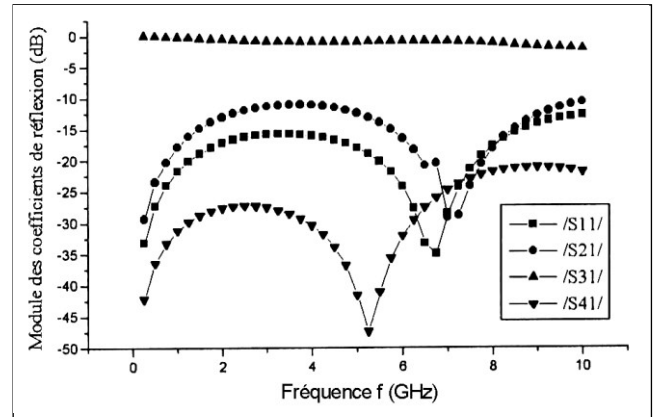


Figure 14: Influence de la fréquence sur la réponse du coupleur amélioré.

CONCLUSION

Le présent travail consistait à réaliser par voie de simulation, un coupleur hyperfréquence à 5 GHz en utilisant des lignes micro rubans couplées entre elles. Pour atteindre cet objectif, il fallait déterminer les constantes électromagnétiques primaires du système de lignes utilisé. Or, aux fréquences du domaine qui nous intéresse, le problème s'approche par la résolution de l'équation de Laplace. Sa résolution, à l'aide de la méthode des éléments finis, a permis le calcul des paramètres électromagnétiques du système formé par des lignes micro rubans couplées entre elles, à partir du coefficient de couplage. Dès différentes simulations que nous avons pu mener, nous constatons que l'écart est faible entre nos résultats numériques et ceux trouvés par la méthode des moments. Nous disposons donc d'un outil informatique précieux pour la caractérisation des constantes primaires (et secondaires) des lignes couplées.

Notre modèle numérique étant général, il reste donc valable pour analyser toute forme de structure.

Le tracé de l'ensemble des courbes présentées dans cet article, sous l'influence des paramètres électriques et géométriques témoigne l'intérêt du modèle numérique développé. L'association de fonctions analytiques approximatives à ces courbes reste alors possible.

REFERENCES

- [1]- Djordjevic A.R., Darco D., Goran M.C., Sarkan T.K., "Circuit analysis models for multiconductor transmission lines", Artech house publishers, (1997).
- [2]- Vabre J.P., Electronique des impulsions, Tome VI : Lignes couplées en régime transitoire, Fascicule 2: Coupleurs et transformateurs à lignes, Masson et Cie, (1972).
- [3]- Benahmed N., Feham M., "Finite element analysis of RF couplers with sliced coaxial cable", *Microwave Journal*, vol. 2, N°2, November (2000), pp. 106-120.
- [4]- Benahmed N., Feham M., "Analyse du couplage des lignes de transmission et caractérisation de la diaphonie", CSSA2 '99, Blida, 10-12 Mai (1999). □