

Analyse du Rayonnement d'une Antenne Imprimée en Forme d'Anneau à l'Aide de Modèles Equivalents

M. ABRI, N. BOUKLI-HACENE et F. T. BENDIMERAD

Laboratoire de Télécommunications, Département d'Electronique
Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université Abou-Bekr Belkaïd -Tlemcen
BP 230, Pôle Chetouane, 13000 Tlemcen
Email : abrim2002@yahoo.fr

Résumé — L'étude présentée dans cet article consiste en l'analyse du rayonnement d'une antenne imprimée sous forme d'anneau. L'analyse de la structure est basée sur le modèle de la cavité ; l'introduction du concept de la permittivité dynamique permet de tenir compte des effets de bords des champs. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de la littérature.

Mots clés — antenne imprimée, anneau, modèle équivalent, multi bandes.

I. INTRODUCTION

Durant ces dernières années, plusieurs travaux ont été développés dans le domaine des antennes imprimées fonctionnant en multi bandes. Ces antennes présentent de nombreux avantages dans le domaine des télécommunications, surtout dans le cas où l'antenne doit opérer dans des fréquences distinctes (application : Emission / réception).

Cependant, ces antennes présentent quelques limitations telles que : faible efficacité, faible gain, pureté médiocre de polarisation, bande passante étroite et rayonnement parasite considérable de leurs systèmes d'alimentation. Pour pallier à ces inconvénients, une association en réseau devient indispensable, car les réseaux ont la faculté de concentrer la puissance rayonnée dans une direction donnée avec un gain plus élevé. Il est alors possible de réaliser certaines fonctions particulières telles que la modification de la direction de pointage par balayage électronique, l'autoadaptativité, la production de diagrammes de rayonnement variés, etc...

Dans cet article, nous nous sommes intéressés à l'étude des diagrammes de rayonnement des antennes en anneau pour différents modes TM_{11} , TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} et de leur association en réseau.

II. ANALYSE

La plupart des modèles utilisés pour caractériser les antennes imprimées de forme arbitraire nécessitent en général des calculs numériques long et fastidieux. Dans notre étude, nous cherchons à utiliser des modèles équivalents, simples et précis qui sont basés sur le modèle de la cavité.

Dans l'analyse des antennes imprimées par le modèle de la cavité, l'antenne est modélisée par une cavité résonnante. Les champs qui se trouvent à l'intérieur du substrat diélectrique sont ceux qui se trouvent dans une cavité limitée par des murs électriques horizontaux et des murs magnétiques latéraux. C'est un modèle qui donne une bonne approximation des champs au voisinage de l'antenne.

La figure 1 montre la géométrie de l'antenne annulaire et le système de coordonnées associé.

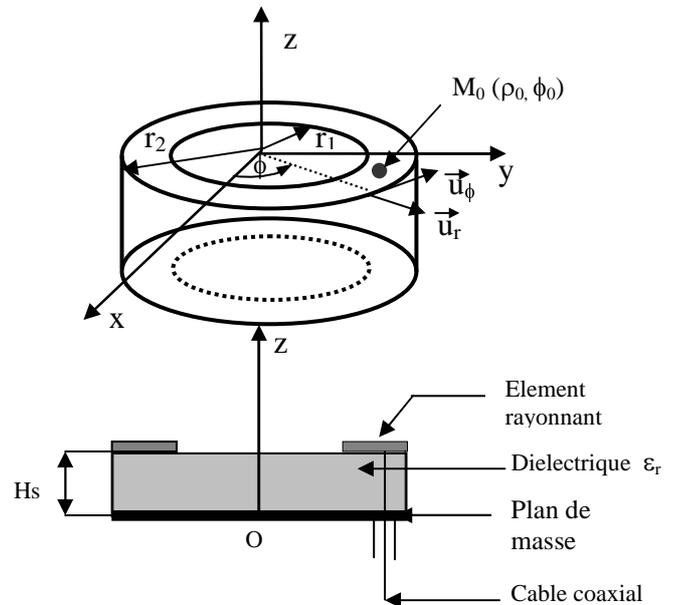


Fig.1. Paramètres descriptifs de l'antenne annulaire.

r_1 et r_2 sont respectivement les rayons des cercles intérieur et extérieur de l'anneau. ϵ_s et H_s sont respectivement la constante diélectrique relative et l'épaisseur du substrat.

\vec{u}_r, \vec{u}_ϕ et \vec{u}_z sont les vecteurs unitaires du repère cylindrique

L'antenne est excitée au point $M_0(\rho_0, \phi_0)$ avec une sonde coaxiale qui traverse le substrat diélectrique.

L'épaisseur H_s du substrat considérée relativement faible devant la longueur d'onde dans le vide et les conditions aux limites sur les murs électriques suggèrent que le champ électrique dans la cavité soit porté par Oz et ne dépend pratiquement pas de z . Les modes de résonance qui peuvent exister sont alors du type TM.

La composante E_z peut alors s'écrire sous forme :

$$E_z = E_0 F_{nm}(\rho) \cos(n\phi) \quad (1)$$

Avec:

$$F_{nm}(\rho) = J_n(K_{nm}\rho) Y_n'(K_{nm}r_1) - J_n'(K_{nm}r_1) Y_n(K_{nm}\rho) \quad (2)$$

J_n et Y_n sont respectivement les fonctions de Bessel et de Newman d'ordre n de première espèce.

J_n' et Y_n' leurs dérivées premières respectives.

K_{nm} : nombre d'onde résonnant.

H_ϕ et H_ρ sont obtenus à partir des dérivées de E_z respectivement par rapport à Φ et ρ .

Les conditions aux limites pour $\rho=r_2$ (mur magnétique) imposent que $H_\phi(\rho, \phi) = 0$, et ainsi nous obtenons l'équation de dispersion pour les modes de résonance qui s'écrit sous la forme :

$$J_n'(K_{nm}r_2) Y_n'(K_{nm}r_1) - J_n'(K_{nm}r_1) Y_n'(K_{nm}r_2) = 0 \quad (3)$$

K_{nm} : étant les racines de cette équation caractéristique.

Pour prendre en compte les débordements des champs le long des bords de l'anneau [1], il est nécessaire de remplacer les rayons intérieurs et extérieurs de l'anneau par leurs valeurs équivalentes r_{1eq} et r_{2eq} .

$$r_{1eq} = \frac{r_1 + r_2 - w_{eff}(f)}{2} \quad (4)$$

$$r_{2eq} = \frac{r_1 + r_2 + w_{eff}(f)}{2} \quad (5)$$

$$w_{eff}(f) = (r_2 - r_1) + \frac{w_{eff}(0) - (r_2 - r_1)}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (6)$$

$$f_p = \frac{c_0}{w_{eff}(0) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (7)$$

c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide.

$$w_{eff}(0) = C_0 H_s \eta_0 c_0 \quad (8)$$

En posant :

$$X_{nm} = K_{nm} r_{1eq} \quad \text{et} \quad a = \frac{r_2}{r_1}$$

L'équation finale devient :

$$J_n'(X_{nm}) Y_n'(X_{nm} a) - J_n'(X_{nm} a) Y_n'(X_{nm}) = 0 \quad (9)$$

La permittivité effective est définie par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad \text{Où } C \text{ est la capacité dynamique résultant}$$

de la prise en compte des effets de bords. Elle est déterminée à partir de la fonction de green dyadique [2] et a pour expression :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi \epsilon_0} \int_0^\infty \frac{|\tilde{f}(\beta)|^2}{Q} \tilde{G}(\beta) \frac{d(\beta H_s)}{\beta H_s} \quad (11)$$

C_0 s'identifié à C pour $\epsilon_r = 1$.

$$\tilde{G}(\beta) = \frac{1}{\beta(1 + \epsilon_r \coth(\beta H_s))} \quad (12)$$

$$\tilde{f}(\beta) = \frac{8}{Q} \frac{\sin\left(\beta \frac{L}{2}\right)}{\beta \frac{L}{2}} + \frac{12}{5} \left(\beta \frac{L}{2}\right)^{-2} \left\{ \cos\left(\beta \frac{L}{2}\right) \frac{\sin\left(\beta \frac{L}{2}\right)}{\beta \frac{L}{2}} + \frac{\sin^2\left(\beta \frac{L}{4}\right)}{\left(\beta \frac{L}{4}\right)^4} \right\} \quad (13)$$

$$L = r_2 - r_1 \quad \text{et} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r}$$

III. CHAMP RAYONNE PAR UNE ANTENNE IMPRIMEE ANNULAIRE

Le champ rayonné en un point M à grande distance de la source est situé dans le plan $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$.

La modélisation consiste à établir les expressions analytiques des composantes; l'antenne imprimée est alimentée par sonde coaxiale. La détermination des champs à l'intérieur de la cavité permet d'obtenir les sources équivalentes représentant les champs sur les murs magnétiques dans la région extérieure à partir desquels les champs rayonnés peuvent être calculés. Les expressions du champ lointain sont alors données par les relations suivantes [3].

$$E_\theta = -j^n \frac{E_0 e^{-jk_0 H_s}}{2r}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} r_{2eq} A_n(K_0 r_{2eq} \sin\theta) F_{nm}(r_{2eq}) \\ r_{1eq} A_n(K_0 r_{1eq} \sin\theta) F_{nm}(r_{1eq}) \end{array} \right\} \cdot \cos(n\phi) \quad (14)$$

$$E_\phi = -j \frac{E_0 e^{-jk_0 H_s}}{2r} \cdot \left\{ \begin{array}{l} r_{2eq} B_n (K_0 r_{2eq} \sin\theta) F_{nm} (r_{2eq}) \\ r_{1eq} B_n (K_0 r_{1eq} \sin\theta) F_{nm} (r_{1eq}) \end{array} \right\} \cdot \sin(n\phi) \cos\theta \quad (15)$$

Avec

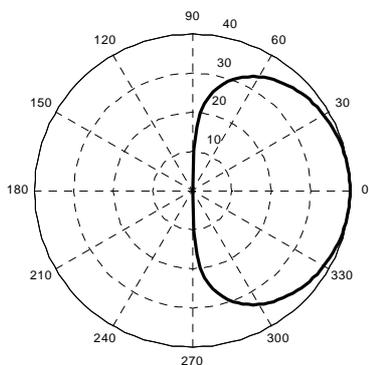
$$A_n(\rho) = J_{n-1}(\rho) - J_{n+1}(\rho)$$

$$B_n(\rho) = J_{n-1}(\rho) + J_{n+1}(\rho)$$

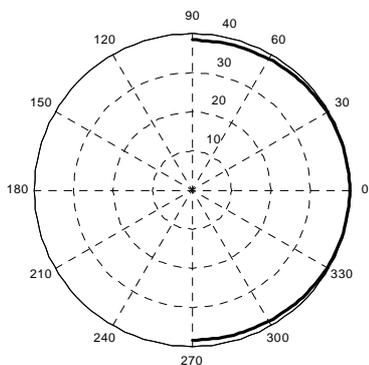
IV. RESULTATS

Pour valider notre programme, nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux de la littérature notamment de LEE et DAHELE [4]. Pour cela nous avons tracé les diagrammes de rayonnement d'une antenne caractérisée par les paramètres suivants (fig. 2 a – h): $r_1=3.5\text{cm}$, $r_2=7\text{cm}$, $\epsilon_r=2.32$, $H_s=0.159\text{cm}$ pour les différents modes TM_{11} , TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} . Nous avons remarqué qu'il y a une bonne concordance entre les deux résultats.

Mode TM_{11} :

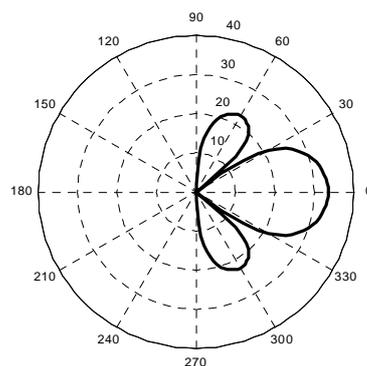


(a) Plan E ($\phi=0^\circ$).

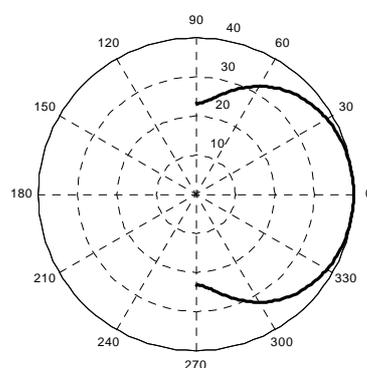


(b) Plan H ($\phi=90^\circ$).

Mode TM_{12} :

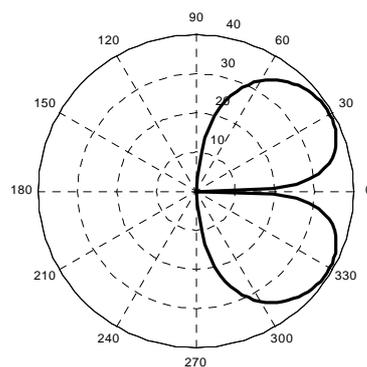


(c) Plan E ($\phi=0^\circ$).

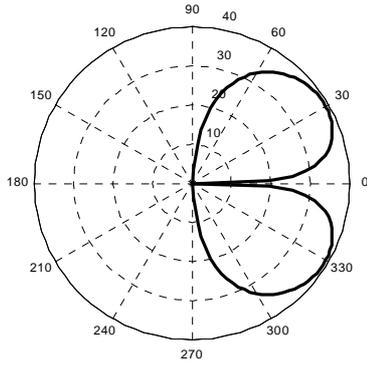


(d) Plan H ($\phi=90^\circ$).

Mode TM_{21} :

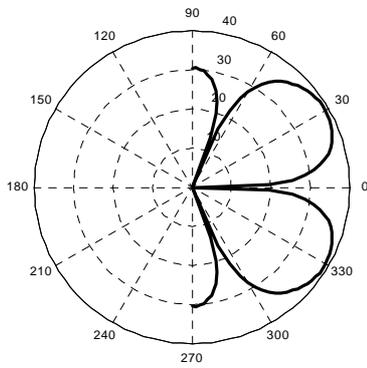


(e) Plan E ($\phi=0^\circ$).

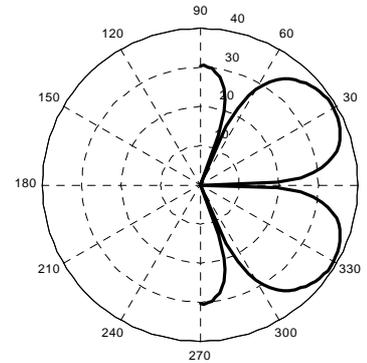


(f) Plan H ($\phi=90^\circ$).

Mode TM_{22} :



(g) Plan E ($\phi=0^\circ$).



(h) Plan E ($\phi=0^\circ$).

Fig. 2. Diagrammes de rayonnement des modes TM_{11} TM_{12} TM_{21} TM_{22}
 $a=2$.

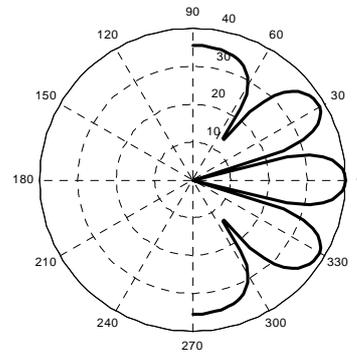
V. COMPARAISON ENTRE LES MODES

Le mode TM_{11} est constitué par un seul lobe ; il est omnidirectif dans le plan H et presque dans le plan E.

Pour le mode TM_{12} , nous remarquons que le diagramme de rayonnement est constitué d'un seul lobe dans le plan H et d'un lobe principal suivi de deux lobes secondaires dans le plan E. Dans ce cas le lobe principal est plus directif que celui du mode TM_{11} .

Dans le mode TM_{21} , nous remarquons l'existence de deux lobes de grande ouverture symétriques par rapport à l'axe Oz et dirigés suivant les directions $+30^\circ$ et -30° . La même remarque est faite pour le mode TM_{22} , seulement ici les lobes sont plus directifs et il y a apparition de deux lobes secondaires.

Par ailleurs, nous constatons que le rapport a est le seul paramètre qui influe sur les variations des diagrammes de rayonnement pour différents modes surtout dans le cas où « a » est très grand. Pour cela nous avons tracé le diagramme de rayonnement du mode TM_{12} en plan H pour $a=6$ (fig 3). Nous remarquons alors l'apparition de plusieurs lobes. Ceci permettra à l'antenne de fonctionner en multifaisceaux.



Plan H ($\phi=90^\circ$)

Fig. 3. Diagramme de rayonnement du modes TM_{12} .
 $a=6$.

VI. ASSOCIATION EN RESEAU

Un réseau linéaire est un ensemble d'éléments rayonnants, séparés par une distance d (fig. 4) et alimentés selon une loi de phase et d'amplitude donnée.

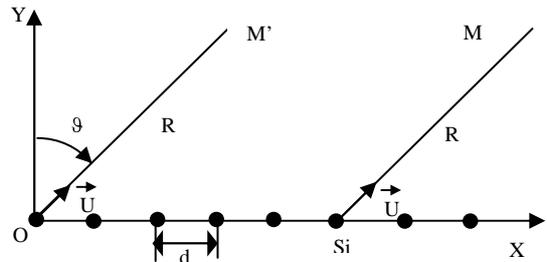


Fig.4. Réseau linéaire.

En supposant que tous les éléments rayonnants sont identiques et que chaque source rayonnante possède

le même diagramme de rayonnement $f(\theta, \phi)$, et en appliquant le principe de superposition, le champ total rayonné par le réseau s'écrit :

$$E(M) = \sum_{i=1}^N E_i(M) = \sum_{i=1}^N f(\theta) \cdot \frac{w_i}{|SiM|} \cdot \exp(-j.k_o |SiM|) \quad (16)$$

Avec : SiM la distance entre la source rayonnante Si et le point M.

$w_i = A_i \exp(-j\Phi_i)$

A_i : amplitude de l'excitation.

Φ_i : phase de l'excitation.

On néglige le couplage entre les éléments.

Un réseau plan périodique peut être considéré comme un ensemble de sous réseaux rectilignes avec $M \times N$ éléments régulièrement répartis dans chaque direction (OX, OY) (fig. 5).

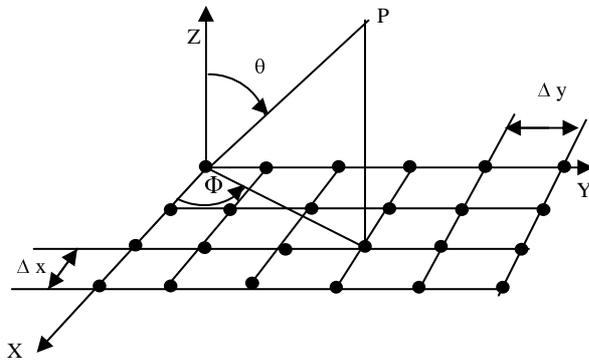


Fig.5. Réseau plan.

On remarque que le diagramme de rayonnement du réseau rectiligne à 10 éléments et un pas de $\lambda/2$ pour le mode TM_{11} (fig. 6), est caractérisé par l'existence d'un lobe principal, avec l'apparition des lobes secondaires d'amplitudes différentes qui sont inversement proportionnel à la coordonnée θ . Ce tracé est symétrique par rapport à l'axe $\theta=0$.

La même remarque est faite dans le cas du réseau plan pour $(N=5, M=6)$ et pour le même mode (fig. 7). Dans la figure 8 nous avons tracé le diagramme de rayonnement pour un réseau rectiligne à 10 éléments dans le plan H avec un rapport $a=6$. Nous constatons que les premiers lobes secondaires sont très faibles, par contre d'autres lobes supérieurs deviennent plus grands. Ils sont expliqués par le diagramme en multifaisceau de la source élémentaire.

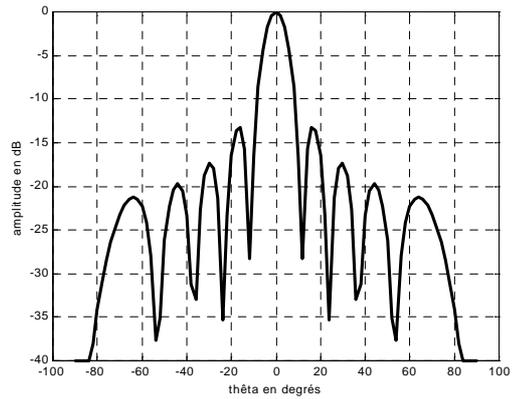


Fig. 6. Diagramme de rayonnement du mode TM_{11} dans le plan H (N=10).

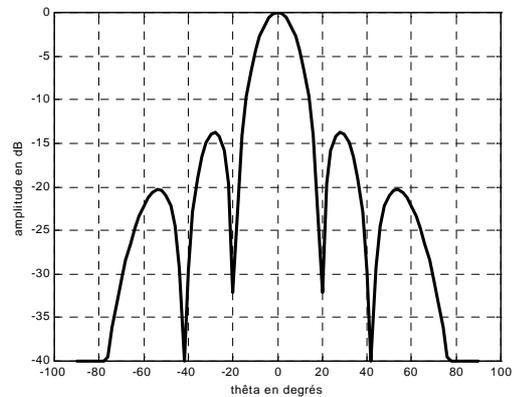


Fig. 7. Diagramme de rayonnement du mode TM_{11} dans le plan E (N=5, M=6).

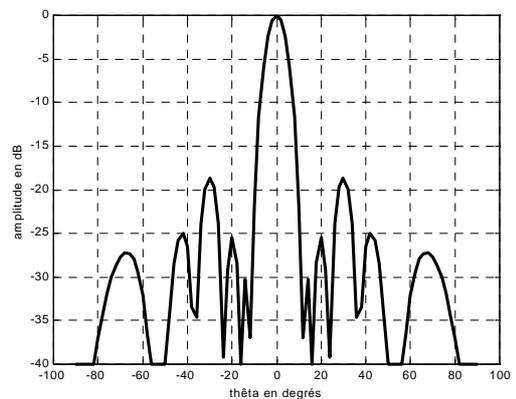


Fig. 8. Diagramme de rayonnement du mode TM_{12} dans le plan H (N=10, a=6).

VII. CONCLUSION

Dans cet article, nous nous sommes intéressés à l'étude du rayonnement d'une antenne imprimée sous forme d'anneau alimentée par sonde coaxiale. Pour la formulation du champ rayonné, nous avons utilisé les relations données par [3]. Ensuite nous avons effectué les tracés du diagramme de rayonnement pour différents modes. Nos tracés ont été validés en les comparant avec ceux de la littérature. Nous avons observé une bonne concordance entre les différents résultats.

Toutefois, pour des applications diverses où il est souhaitable d'obtenir des gains élevés et des diagrammes de rayonnement plus directifs, l'utilisation d'une seule antenne peut être un handicap, donc il est utile d'associer ces éléments rayonnants en réseaux. Ainsi nous avons tracé les diagrammes de rayonnement pour des réseaux rectilignes et plans, et pour différents modes. Nous avons constaté que pour un rapport entre les rayons extérieur et intérieur de l'anneau grand, l'antenne peut fonctionner en multifaisceaux.

REFERENCES

- [1] I. Wolff, N. Knoppik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators" *IEEE trans.*, oct. 1974, vol MTT-22, pp.857-864.
- [2] E. Yamashita, "Variational method for the analysis of microstrip – like transmission line", *IEEE Trans.*, 1968, vol. MTT-16, pp. 529-535.
- [3] J. M. Ribero, R. Staraj and J. P. Damiano. "Analytical models for fast analysis and synthesis of various printed Antennas", *Antennas and associated systems for mobil satellite communication*, 1997, pp. 508-515.
- [4] K. F Lee, J. S Dahele. "Theory and experiment on the annular –ring microstrip antenna". *Annales des Télécommunications*, 1985, vol. 40, n°9-10, pp. 508-515.