

Caractéristiques de Rayonnement et Performances d'Antennes Microruban à Ondes de Fuite à Couches Diélectriques Superposées en Revêtement

Zahéra Mekkioui *, H. Baudrand **, et B. Benyoucef *

* LMER : Laboratoire de Matériaux et d'Énergie Renouvelables. Université de Tlemcen. BP 119, Tlemcen. Algérie

Email : z_mekkioui@ mail.univ-tlemcen.dz

** Len7, ENSEEIHT, Toulouse , France.

Abstract— In this paper, a multi-layers superstrates microstrip leaky-wave antenna is considered. Electronic beam scanning applications and performances (gain, efficiency, beam width , radiating patterns, side lobes level...) are presented versus layer's heights and dielectric constants. An integral formulation solved by Galerkin method is obtained. Complex propagation constant is obtained by an adequate least squares method. Several examples are given for simple or multi-layers optimal coatings.

Keys words— Leaky-wave. Antenna. Microstrip. Dielectric Coating, Multi-layers, Radiating pattern. Gain. Efficiency . Beam width. SLL.

Résumé— Dans ce papier, une structure multicouches d'antennes à ondes de fuite est considérée où le balayage électronique et les performances (gain, rendement, largeur à mi-puissance, diagrammes de rayonnement, niveau des lobes secondaires,...) sont mis en évidence par l'influence de la hauteur de la couche de revêtement et sa constante diélectrique. La formulation du problème par une équation intégrale est résolue par méthode de Galerkin. La constante de propagation complexe est déterminée par méthode de moindres carrées. Plusieurs exemples sont donnés pour des structures optimales simples ou multicouches.

Mots clés— : Onde de fuite. Antenne. Microruban. Revêtement diélectrique. Multicouches. Diagramme de rayonnement. Gain. Rendement. Largeur à mi-puissance. NLS.

I. INTRODUCTION

LES ANTENNES à ondes de fuite (Leaky-waves antennas) connaissent un grand intérêt des chercheurs ces dernières années [1,2,3], spécialement dans la bande millimétrique, étant donné les divers avantages qu'elles peuvent offrir: conformable sur des surfaces non planes, réduction du dispositif d'excitation et du coût de réalisation, possibilité du balayage électronique par simple excursion de fréquence de travail et une facilité d'intégration avec des modules actifs. Elles ont tendance à remplacer les antennes conventionnelles à patches dans plusieurs applications : les télécommunications spatiales, le radar, la téléphonie mobile, le contrôle du trafic routier, la télémétrie, etc...

Afin d'éviter la dégradation de leurs performances, l'oxydation des parties métalliques par l'environnement ou pour simple raison de protection des traînées aérodynamiques pour les antennes embarquées pour les télécommunications spatiales, elles sont enveloppées dans un revêtement qui prend la forme de *radômes*. Plus récemment et pour les antennes modernes, ces derniers ont tendance à être remplacés par des revêtements (coatings) sous forme de couches diélectriques montées sur le substrat. Malheureusement, ils peuvent affecter considérablement les performances de l'antenne. Ces diélectriques agissent comme des guides d'onde, confinant de l'énergie dans le guide assurant ainsi la propagation d'un ou plusieurs modes de surfaces. Ce confinement d'énergie peut modifier la fréquence de résonance, altérer le couplage mutuel entre plusieurs antennes tel que les réseaux ou une antenne à ondes de fuite, déplacer l'angle de balayage, modifier le diagramme de rayonnement et l'énergie rayonnée. Par conséquent, lors de la conception d'antennes microruban planes à ondes de fuite, une étape importante, outre l'étude des différents paramètres géométriques définissant l'antenne, consiste à étudier l'influence de la présence de couche de revêtement (leur hauteur, choix de la constante diélectrique, etc...) sur les performances et caractéristiques de rayonnement de l'antenne (constante de propagation, diagramme de rayonnement, pourcentage d'énergie rayonnée exprimée par la constante de pertes normalisée α , largeur à mi-puissance, niveau des lobes secondaires, rendement, dépointage angulaire, etc...). Dans ce papier, l'effet du revêtement diélectrique sur les caractéristiques de l'antenne à ondes de fuite est présenté. Ce diélectrique d'épaisseur bien choisie du même type que le substrat diélectrique sur lequel sont imprimés les rubans métalliques ou de permittivité relative faible ou grande, est pris en considération. Après formulation du problème et sa résolution rigoureuse par méthode de résonance transverse, plusieurs exemples sont présentés pour différentes types d'antennes linéaires à ondes de fuite en bande millimétrique, Ku et X. La variation des caractéristiques et les performances d'antennes sont aussi illustrées.

II. MÉTHODE DE RÉSONANCE TRANSVERSE

Soit la structure linéaire d'antenne microruban à ondes de fuite (figure 1) montée sur un substrat diélectrique à plan de masse parfaitement conducteur sur lequel sont imprimés des rubans métalliques de largeur W à une période d . Sur la face supérieure de l'antenne, on fait superposer des couches diélectriques identiques ou non, de hauteurs bien choisies h_i et de constantes diélectriques ϵ_{ri} . L'antenne est excitée perpendiculairement ou parallèlement au plan de l'ouverture rayonnante, induisant ainsi le rayonnement d'ondes de fuite polarisées respectivement verticalement (modes TM) et horizontalement (modes TE). La détermination des caractéristiques de rayonnement consiste donc à calculer la constante de propagation complexe $k_{y0} = \beta_{y0} - j\alpha$. L'étude de la structure périodique se réduit à l'analyse d'une seule période de la structure. Le champ électrique total est décomposé en harmoniques d'espaces selon le théorème de Floquet [4]. Ici, pour éviter les lobes supérieurs (souvent appelés lobes d'ambiguïtés), il est recommandé de ne considérer que l'harmonique d'espace $n=-1$. Sa direction angulaire est donnée par la relation :

$$\theta_{-1} (\text{°}) = \sin^{-1} \left(\frac{\beta_{y-1}}{K_0} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{\beta_{y0}}{K_0} - \frac{\lambda_0}{d} \right) \quad (1)$$

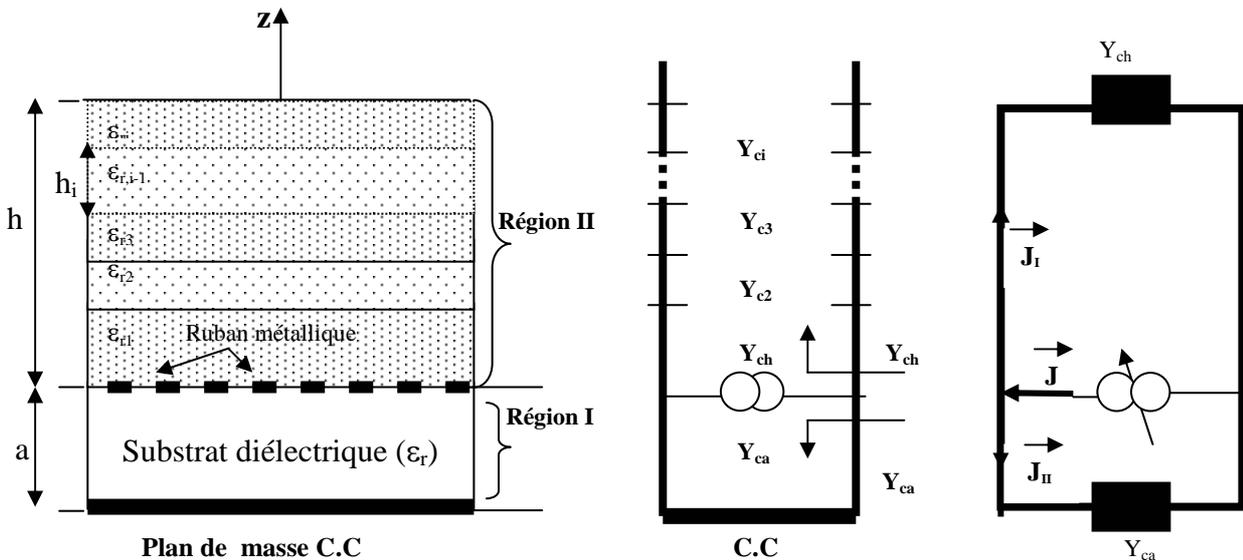
K_0, λ_0 : Nombre et longueur d'onde en espace libre.
 β_{y0} : constante de phase de l'harmonique d'espace $n=0$.
 K_{y0} est déterminée par la méthode de résonance transverse. Ainsi, on traduit les conditions de continuité imposées par la présence du métal au sein du plan de

discontinuité par les équations (2) et (3) à partir du schéma équivalent de la structure périodique. Le champ électrique transverse E_t doit s'annuler sur la partie métallique. À l'inverse, la densité de courant totale J liée au champ magnétique doit s'annuler sur l'isolant. On construit une ligne de transmission équivalente, en identifiant le plan (xoy) au plan transverse et l'axe (oz) à l'axe longitudinal. Par conséquent, la structure est traitée comme la discontinuité entre une ligne de transmission à milieu homogène (couches superposées) ($z > 0$) et une ligne de transmission court-circuitée ($z < 0$).

$$|J_I\rangle + |J_{II}\rangle = |J\rangle = (\hat{Y}_{ca} + \hat{Y}_{ch}) |E_t\rangle \quad (2)$$

$$|E_t\rangle = 0 \Rightarrow (\hat{Y}_{ca} + \hat{Y}_{ch})^{-1} |J\rangle = 0 \Rightarrow \hat{Z} |J\rangle = 0 \quad (3)$$

avec \hat{Y}_{ca} et \hat{Y}_{ch} , opérateurs admittances définis à partir de leurs valeurs propres Y_{ca} et Y_{ch} (admittance de mode) par projection dans la base $\{e_{mn}\}$ [5,6,7,8], formée par les modes propres du guide rectangulaire vide à murs magnétiques et périodiques puisque les deux régions I et II sont de même dimensions transversales et à milieux homogènes. Le problème formulé ainsi, est résolu par projection de l'opérateur admittance (méthode de Galerkin), sur la base des fonctions d'essai, où la densité de courant dans le domaine délimité par le ruban métallique s'exprime par conséquent, en combinaison linéaire des éléments de cette base. Ici, nous choisissons la base orthonormée, qu'on notera $\{g_p\}$ [5,6,7,8], formée des modes propres TE et TM d'un guide dont les dimensions sont celles du ruban métallique bordé de murs magnétiques puisque la composante normale de la densité de courant est nulle. La détermination numérique



$Y_{ci} (\epsilon_{ri})$: admittances des lignes de transmission (guide) court-circuitées à une longueur h_i .
 $Y_{ca} (\epsilon_r)$: admittances de la ligne de transmission (guide) court-circuitées à une longueur a
 Y_{ch} : admittance équivalente de la ligne de transmission de longueur h .

Figure 1 : Schéma équivalent à la discontinuité par période.

de la constante de propagation et les composantes du champ électrique à l'ouverture est obtenue par méthode de moindres carrés [9]. L'annulation du déterminant de la matrice réaction Z est équivalent par méthode des moindres carrés à minimiser la plus petite valeur propre λ_{\min} de la matrice $[Z]^t [Z]$ et le vecteur propre associé $[X]$ est le vecteur champ E , la solution recherchée. Cette condition est la condition de résonance de la ligne de transmission qui permet le calcul de la constante de propagation k_{y_0} et enfin du champ électrique lointain. Dans la base $\{e_{mn}\}$ du guide vide, le champ proche à l'ouverture s'exprime :

$$E_{\text{ouv}}(x,y) = \sum_{m,n} \sum_p \sum_q Z_{pq} X_q \langle e_{mn} | g_p \rangle e_{mn} \quad (4)$$

Pour déterminer les composantes des champs lointains (E_θ, E_ϕ), on utilise la méthode classique de la phase

stationnaire [4]. Le champ lointain est une transformée de Fourier de E_{ouv} sur les dimensions réelles délimitant la structure d'antenne [5,6,7,8,9].

III. EXEMPLES NUMÉRIQUES [9]

Le problème formulé en système matriciel par méthode de Galerkin et moindres carrés, réduit à un problème d'optimisation quadratique complexe est résolu sur ordinateur numérique. Une bonne convergence de k_{y_0} est obtenue pour 100 couples (m,n) et 6 fonctions d'essai.

En bande millimétrique l'étude porte sur une antenne ($f=80\text{GHz}$, $\lambda_0=3.75\text{mm}$), de dimensions ($a=0.333\lambda_0$, $c=0.68\lambda_0$, $d=0.586\lambda_0$, $W=0.293\lambda_0$, $\epsilon_r=3.4$) sur laquelle on fait monter une couche diélectrique de hauteur h_1 et de constante ϵ_{r1} ($\epsilon_{r1}=1.4, 2.33, 3.4$ et 10).

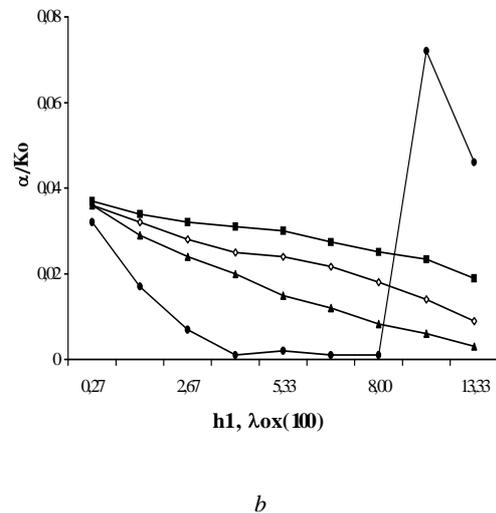
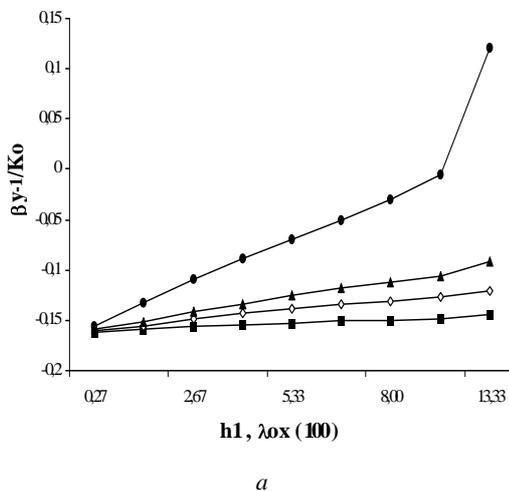


Figure 2 : variations de k_{y-1}/K_0 en fonction de la hauteur de la couche diélectrique $h_1(\lambda_0)$. Parties réelle (a) et imaginaire (b).

—■— $\epsilon_{r1} = 1.4$ —◇— $\epsilon_{r1} = 2.33$ —▲— $\epsilon_{r1} = 3.4$ —●— $\epsilon_{r1} = 10$

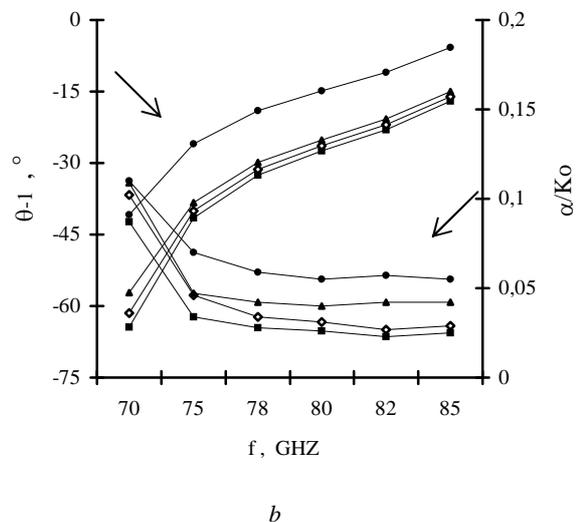
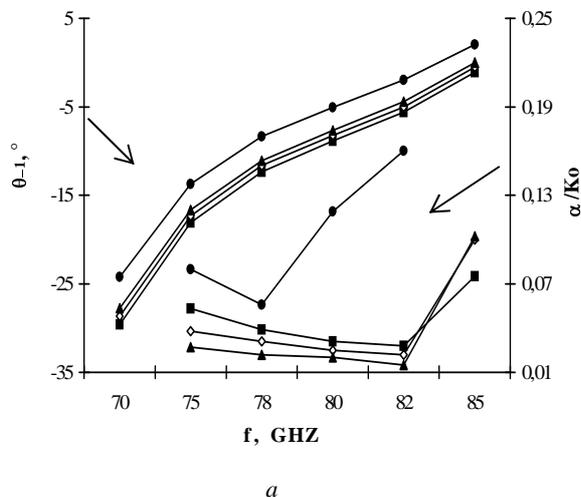


Figure 3 : variations de $\theta_{-1}(\text{°})$ et α/K_0 en fonction de la fréquence (balayage électronique) pour $h_1=0.04\lambda_0$. (a) polarisation verticale (b) polarisation horizontale. —■— $\epsilon_{r1} = 1.4$ —◇— $\epsilon_{r1} = 2.33$ —▲— $\epsilon_{r1} = 3.4$ —●— $\epsilon_{r1} = 10$

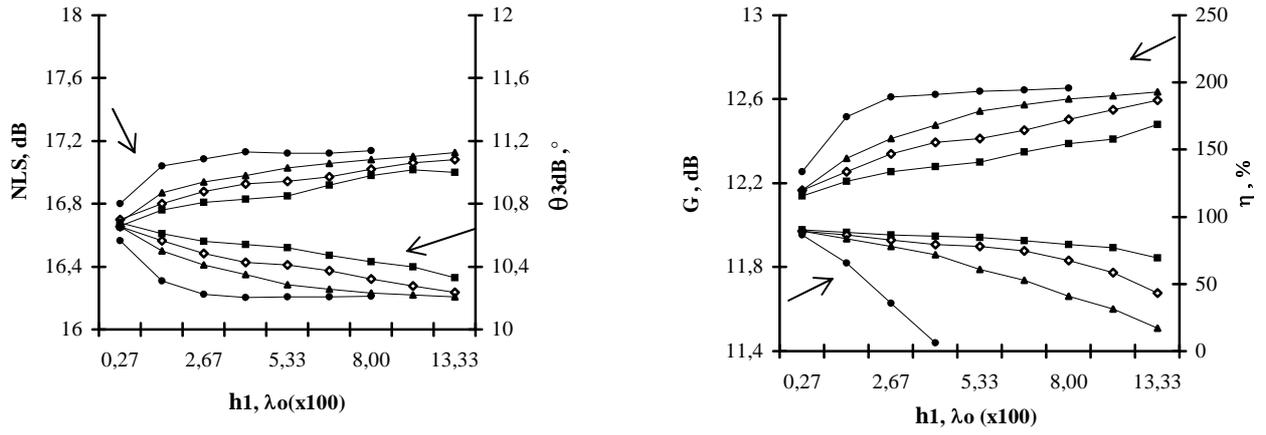


Figure 4 : Variations de NLS(dB) et $\theta_{3dB}(\text{°})$ (a), G(dB) et $\eta(\%)$ (b) en fonction de la hauteur de la couche diélectrique $h_1(\lambda_0)$ pour $W=0.293\lambda_0$ et $L_0=5\lambda_0$ à $f=80\text{GHZ}$. \blacksquare $\epsilon_{r1}=1.4$ \blacklozenge $\epsilon_{r1}=2.33$ \blacktriangle $\epsilon_{r1}=3.4$ \bullet $\epsilon_{r1}=10$

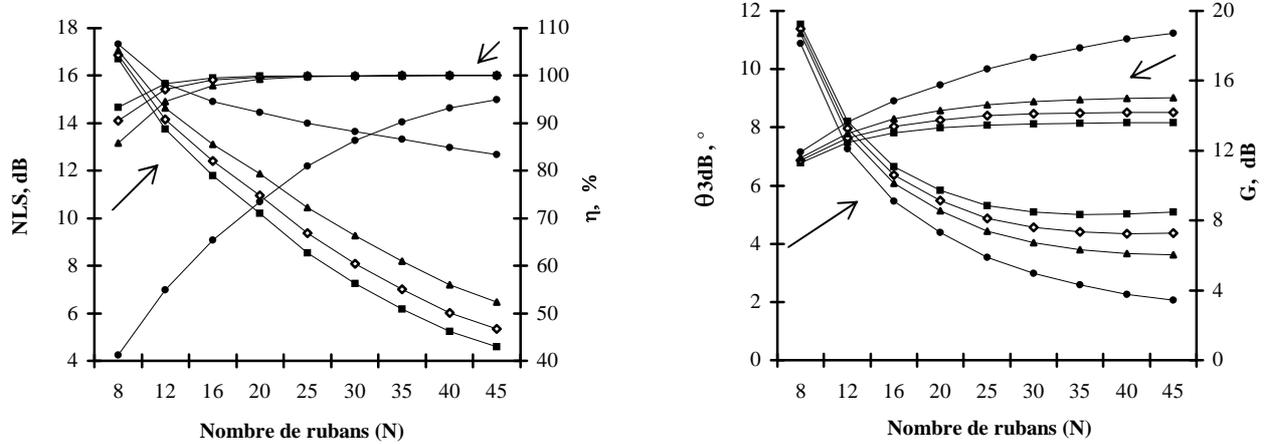


Figure 5 : Variations de NLS(dB) et $\eta(\%)$ (a), $\theta_{3dB}(\text{°})$ et G(dB) en fonction du nombre de rubans (N) pour $h_1=0.04\lambda_0$, $W=0.267\lambda_0$ à $f=80\text{GHZ}$. \blacksquare $\epsilon_{r1}=1.4$ \blacklozenge $\epsilon_{r1}=2.33$ \blacktriangle $\epsilon_{r1}=3.4$ \bullet $\epsilon_{r1}=10$

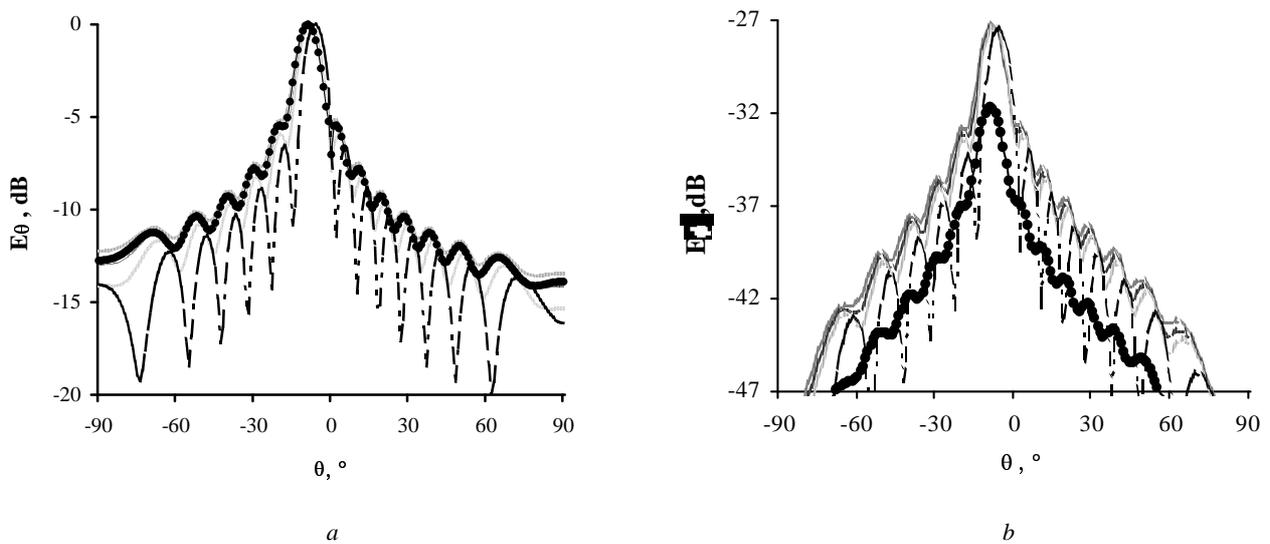


Figure 6 : Diagramme de rayonnement dans le plan E_0 (dB) (a : polarisation de référence) et E_ϕ (dB) (b : polarisation croisée) d'une antenne diélectrique à revêtement d'épaisseur $h_1 = 0.04\lambda_0$ à 12 rubans métalliques de largeur $W=0.267\lambda_0$ à $f=80\text{GHZ}$. \bullet sans --- $\epsilon_{r1}=1.4$ -.- $\epsilon_{r1}=2.33$ \dots $\epsilon_{r1}=3.4$ -- -- $\epsilon_{r1}=10$

En bande Ku, l'étude porte sur une antenne ($f = 14.5\text{GHZ}$, $\lambda_o = 20.689\text{mm}$), de dimensions ($c=0.314\lambda_o$, $a=0.266\lambda_o$, $d=0.483\lambda_o$, $W=0.241\lambda_o$, $\epsilon_r=6.15$) sur laquelle on fait monter une couche diélectrique de hauteur h_1 et de constante ϵ_{r1} ($\epsilon_{r1}=2.33, 3.4, 6.15$ et 10).

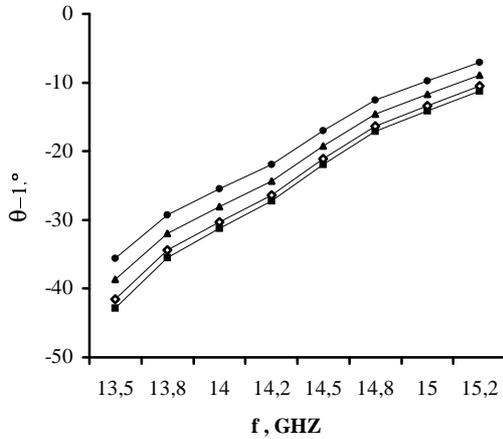
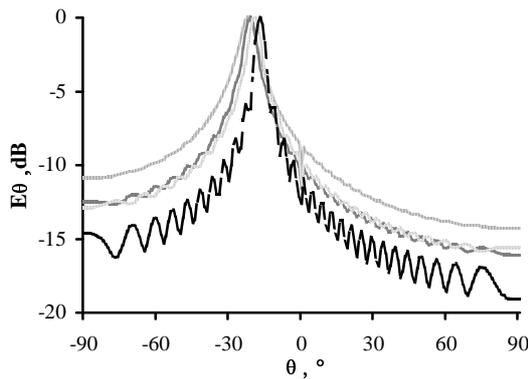
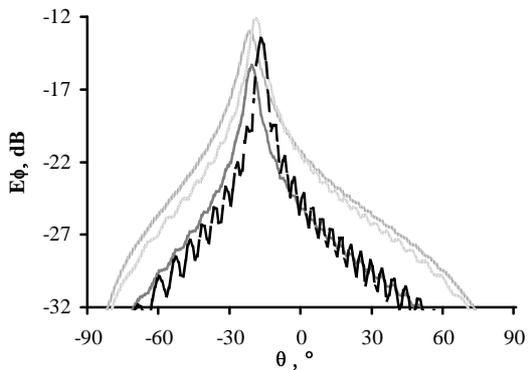


Figure 7 : Variation de θ_{-1} ($^\circ$) en fonction de la fréquence pour $h_1=0.0483\lambda_o$ et $W=0.241\lambda_o$.

—■— $\epsilon_{r1}=2.33$ —◇— $\epsilon_{r1}=3.4$ —▲— $\epsilon_{r1}=6.15$ —●— $\epsilon_{r1}=10$



a



b

Figure 8 : Diagramme de rayonnement dans le plan E E_0 (dB) (a : polarisation de référence) et E_ϕ (dB) (b: polarisation croisée) d'une antenne diélectrique à revêtement d'épaisseur $h_1 = 0.0483\lambda_o$ à 25 rubans métalliques de largeur $W=0.241\lambda_o$ à $f=14.5\text{GHZ}$.

--- $\epsilon_{r1}=2.33$ --- $\epsilon_{r1}=3.4$ $\epsilon_{r1}=6.15$ - - - - $\epsilon_{r1}=10$

En bande X, ($f=10\text{GHZ}$, $\lambda_o=30\text{mm}$), l'antenne est de dimensions ($c=0.567\lambda_o$, $a=0.5\lambda_o$, $W=0.267\lambda_o$, $\epsilon_r=2.33$) sur laquelle on fait monter une couche diélectrique de hauteur h_1 et de constante ϵ_{r1} ($1.4, 2.33, 3.4$ et 10).

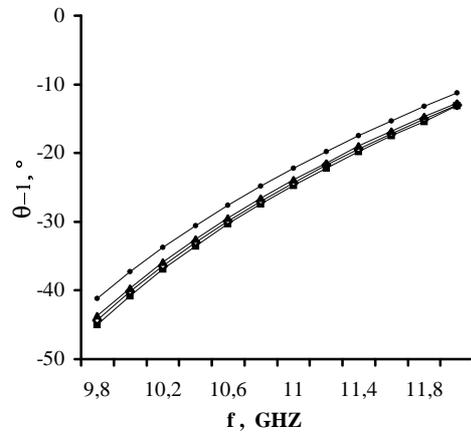


Figure 9 : Variation de θ_{-1} ($^\circ$) en fonction de la fréquence pour $h_1=0.05\lambda_o$ et $W=0.267\lambda_o$.

—■— $\epsilon_{r1}=1.4$ —◇— $\epsilon_{r1}=2.33$ —▲— $\epsilon_{r1}=3.4$ —●— $\epsilon_{r1}=10$

IV. ANTENNE MICRORUBAN A ONDES DE FUITE A PLUSIEURS COUCHES DIÉLECTRIQUES

En pratique, il est plus difficile de monter directement une couche diélectrique sur l'antenne sans générer des sauts d'air et les surfaces deviennent non planes. Ainsi, on propose d'assumer que la première couche est une lame d'air de hauteur optimale, dont la propriété consiste à déplacer la direction de pointage vers la gauche (rayonnement arrière) et compenser systématiquement le déplacement à droite engendrée par l'introduction d'une couche diélectrique à grandes constantes, suivie d'une couche diélectrique de hauteur bien choisie.

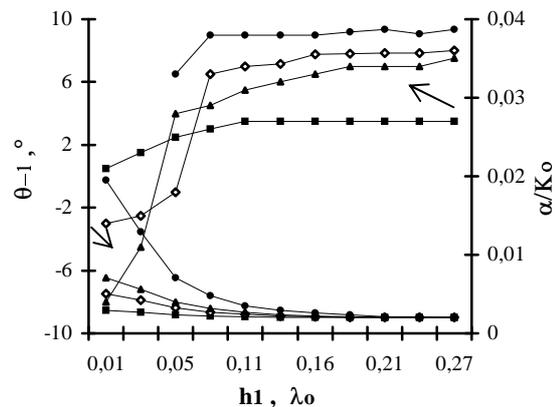


Figure 10: Variations θ_{-1} ($^\circ$) et α/K_o en fonction de l'épaisseur de la lame d'air $h_1(\lambda_o)$ pour $h_2=0.134\lambda_o$ à $f=80\text{GHZ}$.

—■— $\epsilon_{r2}=1.4$ —◇— $\epsilon_{r2}=2.33$ —▲— $\epsilon_{r2}=3.4$ —●— $\epsilon_{r2}=10$

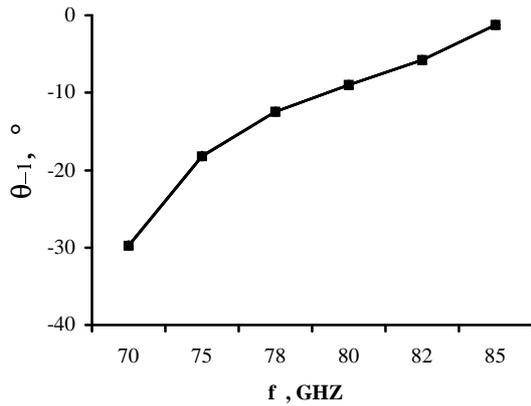


Figure 11 : Variation de θ_{-1} ($^{\circ}$) en fonction de la fréquence pour $h_1=0.267\lambda_0$ et $h_2=0.134\lambda_0$.
 ■ $\epsilon_2=1.4$ ◇ $\epsilon_2=2.33$ ▲ $\epsilon_2=3.4$ ● $\epsilon_2=10$

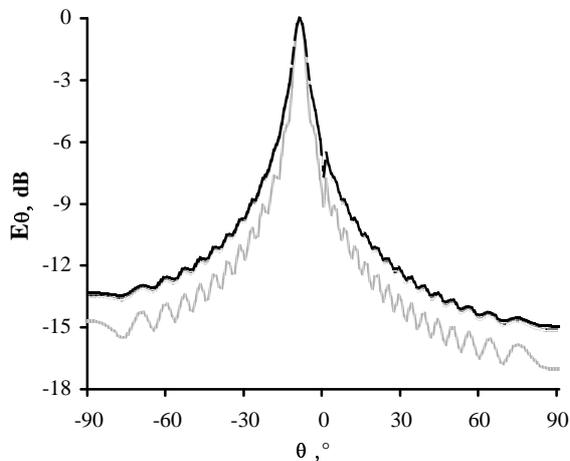


Figure 12: Diagramme de rayonnement dans le plan E E_{θ} (dB) d'une antenne diélectrique à ondes de fuite avec 2 couches diélectriques d'épaisseur $h_1=0.0267\lambda_0$, $h_2=0.134\lambda_0$ à 20 rubans métalliques de largeur $W=0.267\lambda_0$ à $f=80\text{GHZ}$.
 $\epsilon_2=1.4$ - - - $\epsilon_2=2.33$ $\epsilon_2=3.4$ - - - $\epsilon_2=10$

V. CONCLUSION

Une analyse théorique à base de la technique de résonance transverse par formulation de l'opérateur admittance pour montrer les effets de couches diélectriques superposées en revêtement pour les antennes uniformes à ondes de fuite est présentée. L'étude porte à plusieurs types d'antennes en bande millimétrique, Ku et X où l'introduction de couches en revêtement modifie les caractéristiques de rayonnement de telles antennes. Dans un premier temps, les variations de la constante complexe de propagation, le balayage électronique en fonction de la fréquence, les performances tel que la largeur à mi-puissance, gain en directivité, niveau des lobes secondaires et le rendement pour le cas d'une seule couche diélectrique montée sur l'antenne uniforme microruban sont illustrés en fonction des paramètres de l'antenne tel que (la hauteur de la

couche diélectrique, la fréquence, le nombre de rubans rayonnants, etc...) pour différentes ϵ_{ri} . Ainsi, la direction angulaire du faisceau principal est fortement altéré, tandis que le pourcentage d'énergie rayonnée par onde de fuite exprimée par α diminue pour les couches diélectriques épaisses à grandes constantes tant que la direction angulaire n'a pas atteint la position transversale (broadside). Une augmentation de la hauteur de la couche diélectrique entraîne l'apparition d'ondulations sous forme de lobes secondaires dont le niveau devient appréciable pour les grandes constantes ($\epsilon_{ri}=10$) et une réduction des largeurs à mi-puissance. Par contre, le gain en directivité augmente pour les diagrammes les plus étroits entraînant une diminution du rendement. Par ailleurs, pour les antennes longues, les ondulations ont tendance à disparaître, les faisceaux sont plus étroits, les gains plus élevés pour les couches à constantes croissantes et les rendements sont meilleurs pour les valeurs décroissantes. Dans un second temps, on présente quelques exemples de revêtement d'antennes par une superposition de lame d'air entre les couches diélectriques. Le rôle de ces lames consiste à compenser le déplacement de la direction angulaire vers la droite (endfire). Un résultat meilleur et acceptable est obtenu pour une seule lame surmontée d'une couche diélectrique. Une augmentation de ces lames et par suite le nombre de couches diélectriques engendre un déplacement progressif de la direction de pointage vers la gauche (backfire), qui n'est pas nécessaire dans notre cas dont le but consiste à la stabilisation de cette direction le plus proche du cas d'antennes sans revêtement. D'autre part, considérer plusieurs couches peut faire l'objet d'une possibilité de balayage de faisceau indépendamment de la fréquence de travail.

RÉFÉRENCES

- [1] M.Ghomi, B. Lejay, J.L.Amalric, et H. Baudrand, "Radiation characteristics of uniform and non uniform dielectric leaky-wave antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-41, pp.1177-1186, Sep.1993.
- [2] C.J. Wang, C.F. Jou, et J.J. Wu," A novel two beam scanning active leaky wave antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-47, pp.1314-1317, Aout.1999.
- [3] C.C. Lin, et C.K.C.Tzuang," A dual beam micro CPW leaky mode antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-48, pp.310-316, Febr.2000.
- [4] A.A.Oliner, *Antennas Handbook, Millimeter-wave antennas*. New York : VNR, 1988.
- [5] Z. Mekkioui, et H. Baudrand, "Analyse rigoureuse d'antennes diélectrique microruban à ondes de fuite," *Annal. des Télécomm.*, vol. 57, n°5-6, 2002. à paraître.
- [6] Z. Mekkioui, et H. Baudrand, "Contribution to dielectric microstrip leaky-wave antenna analysis," *AMSE Journal on Modelling, Measurement and Control*, vol. A France. à paraître.
- [7] Z. Mekkioui, et H. Baudrand, "Analyse rigoureuse d'antennes diélectrique microruban à ondes de fuite. Application au balayage électronique," *Numerical methods in Electromagnetism Proceedings*. Numelec 2000, pp. 158-159, Poitiers, France
- [8] Z. Mekkioui, et H.Baudrand, " Full-wave analysis of microstrip leaky-wave," *Micro-wave Symposium MC'2000*, Tetuan, Maroc.
- [9] Z. Mekkioui, et H. Baudrand, "Effects of dielectric multi-layer superstrates on microstrip leaky-Wave antennas radiating characteristics and performances," *Article soumis*.