

介质覆盖微带天线辐射特性的研究

尹应增 马澄波 刘其中 官德明

(西安电子科技大学, 西安 710071)

摘要 基于谱域导抗法和波矩阵技术, 本文给出了介质覆盖微带天线的一种有效的数值分析方法。计算公式简单, 易于程序化。数值结果和实测与已有文献的结果吻合良好。

关键词 微带天线; 辐射特性; 数值分析

1. 引言

微带天线作为轻巧而又能共形的印刷电路天线已广泛应用于雷达、卫星通信、卫星接收等领域^[1,2]。这种天线经常要求在辐射器上涂敷介质层以防热、防机械损坏和周围环境的影响。涂敷介质层后, 将引起天线性能的变化。以前有关的研究主要强调介质覆盖可提高微带天线的增益^[3-5]。而且大多局限于实验研究, 理论分析报道极少。

本文基于谱域导抗法^[6,7], 建立任意分层介质覆盖微带天线的谱域并矢格林函数。利用波矩阵技术成功地处理波通过分层介质时的传输和反射^[6,8]。在合理地假定贴片天线电流分布的条件下, 研究微带天线的介质覆盖效应。计算过程不需要经过傅里叶逆变换, 使得计算简单, 大大节省机时。本方法可推广应用于其它平面分层结构的微带天线, 更可以结合谱域矩量法求贴片上电流分布, 计入表面波效应。

2. 理论分析

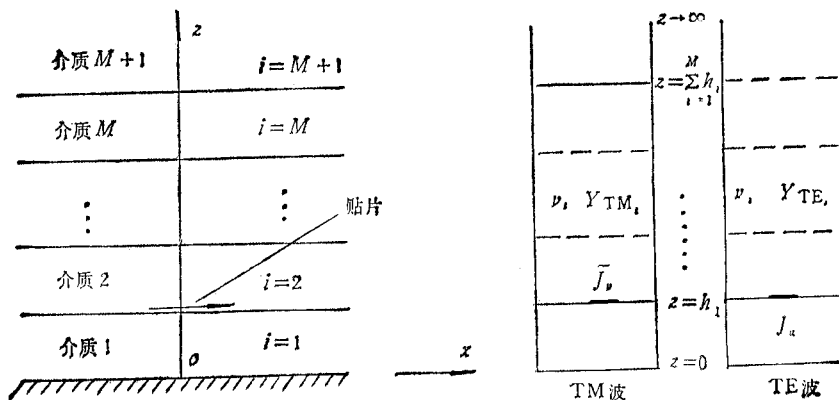


图 1 多层覆盖微带天线及其等效图(图中的 ν_i 应为 γ_i)

所研究的平面分层介质覆盖的微带天线如图 1 所示。贴片位于无限大平板的基片(厚度为 h_1 , 相对介电常数和相对磁导率分别为 ϵ_1 和 μ_1)上。在贴片上覆盖 $M-1$ 层平板介质, 记为 $i(i=2, 3, \dots, M)$ 层。介质参数记为: 厚度为 h_i , 相对介电常数和相对磁导率分别为 ϵ_i 和 μ_i ($i=2, 3, \dots, M$)。第 M 层上边为半无限大自由空间, 其相对介电常数和相对磁导率分别为 1 (记为 ϵ_{M+1} 和 μ_{M+1})。

(1) 平面分层介质结构的谱域并矢格林函数 在谱域中, 定义如下二维傅里叶变换:

$$\tilde{\phi}(\alpha, \beta) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \phi(x, y) \exp[j(\alpha x + \beta y)] dx dy \quad (1)$$

$$\phi(x, y) = 1/(2\pi)^2 \iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\phi}(\alpha, \beta) \exp[-j(\alpha x + \beta y)] d\alpha d\beta \quad (2)$$

这里

$$\phi = (E, H, J)$$

如图 1 所示的微带天线结构, 向 z 方向传输的波可看做是 TE 波和 TM 波的叠加^[6,7]。对应于图 2 中的每一个 δ, z 方向的 TM 波 ($\tilde{E}_z, \tilde{E}_\rho, \tilde{H}_\rho$) 和 TE 波 ($\tilde{H}_z, \tilde{E}_\rho, \tilde{H}_\rho$) 分别对应于两个正交的激励电流 \tilde{J}_ρ 和 \tilde{J}_z 。 $z = h_1$ 处的电压 \tilde{E}_z 和 \tilde{E}_ρ 与 \tilde{J}_z 和 \tilde{J}_ρ 的关系为^[3]

$$\tilde{E}_z(\alpha, \beta, h_1) = \tilde{Z}_0^h(\alpha, \beta) \tilde{J}_z(\alpha, \beta, h_1) \quad (3a)$$

$$\tilde{E}_\rho(\alpha, \beta, h_1) = \tilde{Z}_0^h(\alpha, \beta) \tilde{J}_\rho(\alpha, \beta, h_1) \quad (3b)$$

(3) 式中的 \tilde{Z}_0^h 和 \tilde{Z}_0^h 是对应的 TM 波和 TE 波等效电路中从 $z = h_1$ 看入的输入阻抗。各段等效传输线的特性导纳为

$$Y_{TM_i} = j\omega\epsilon_0\epsilon_i/\gamma_i, \quad Y_{TE_i} = \gamma_i/(j\omega\mu_0\mu_i) \quad (4)$$

其中, $i=1, 2, \dots, M$; $\gamma_i^2 = \alpha^2 + \beta^2 + \epsilon_i k^2$ 是第 i 层介质中波沿 z 方向的传播常数, ϵ_0, μ_0 为自由空间中的介电常数和磁导率。

利用图 2 的坐标变换关系, 由(3)式可以求得 $z = h_1$ 面上切向电场 \tilde{E}_x, \tilde{E}_y 与贴片上电流 \tilde{J}_x, \tilde{J}_y 的关系为

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{xx} & \tilde{Z}_{xy} \\ \tilde{Z}_{yx} & \tilde{Z}_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} \tilde{Z}_{xx} &= \sin^2\delta \cdot \tilde{Z}_0^h + \cos^2\delta \cdot \tilde{Z}_0^z \\ \tilde{Z}_{xy} &= \tilde{Z}_{yx} = \sin\delta \cos\delta (\tilde{Z}_0^z - \tilde{Z}_0^h) \\ \tilde{Z}_{yy} &= \cos^2\delta \tilde{Z}_0^h + \sin^2\delta \cdot \tilde{Z}_0^z \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

这里 $\delta = \arccos(\alpha/\sqrt{\alpha^2 + \beta^2})$ 。

(2) 远区辐射场的计算^[6,8] 波矩阵技术可以成功地处理波通过分层介质时的反射和传输。同样地波矩阵技术可以处理分层介质中任意源平面在场平面上所产生的场, 即可以利用波矩阵技术求得介质覆盖微带天线的谱域口径场。

设横向电磁波(TE 波或 TM 波)的振幅为 E_1^+ 和 E_M^- , 分别从 $z = h_1$ 和 $z = \sum_{i=1}^M h_i$

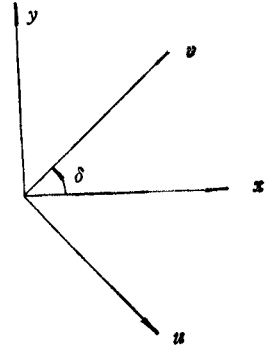


图 2 坐标变换

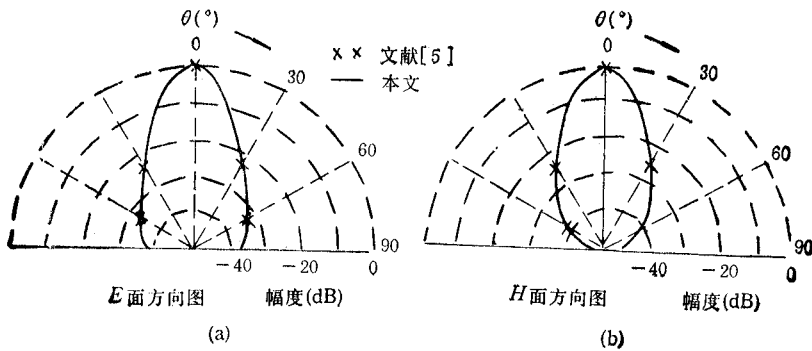
面向介质层中入射。对图 1 所示的微带天线结构,由波矩阵技术得

$$\begin{bmatrix} E_1^+ \\ E_1^- \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^M \left\{ \frac{1}{T_{i,i+1}} \begin{bmatrix} e^{\theta_i} & 0 \\ 0 & e^{\theta_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{i,i+1} \\ R_{i,i+1} & 1 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} E_M^+ \\ E_M^- \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_M^+ \\ E_M^- \end{bmatrix} \quad (6)$$

上式中 $E^\pm(i=1,2,\dots,M)$ 表示 $z = \sum_{j=1}^i h_j$ 面上向正 z 和负 z 方向传播的场。此面上总场 $E_i = E_i^+ + E_i^-$, E_i 对应于上面的 \tilde{E}_u 或 \tilde{E}_v 。 $\theta_i = \gamma_i h_i$ 对应于一段等效长度为 h_i , 传播常数为 γ_i 的有耗传输线。 T_{ij} , R_{ij} 分别表示波通过第 i 层和第 j 层介质界面时的透射系数和反射系数,由文献[6]中给出。对微带天线结构 $E_M^- = 0$, 则由(6)式得

$$E_M^+ = E_1 / (T_{11} + T_{12}) \quad (7)$$

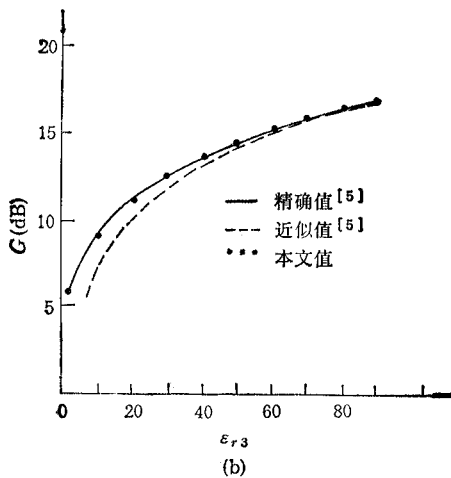
利用上述公式,在相同条件下,可以求得与文献[9]相一致的公式。限于篇幅,这里不详述。



(a) 两层覆盖 z 方向点源方向图

$G = 21.271\text{dB}$ 文献[5]

$G = 21.361\text{dB}$ 本文值



(b) $G(\text{dB})$ 随 ϵ_{r3} 变化曲线

图 3 两层覆盖点源特性

由(3)、(7)式,及图 2 的坐标变换关系,可求得 $z = \sum_{i=1}^M h_i$ 面上的谱域口径场 \tilde{E}'_x 和 \tilde{E}'_y 。则其辐射场为^[10]

$$E_\theta \propto \cos \varphi \tilde{E}'_x + \sin \varphi \tilde{E}'_y \quad (8a)$$

$$E_\varphi \propto \cos \theta (\sin \varphi \tilde{E}'_x - \cos \varphi \tilde{E}'_y) \quad (8b)$$

3. 数值结果及分析

利用上面的方程式,对常规的(无覆盖情况)微带天线进行计算,结果与文献[11]的实验结果相当吻合。其次,对具体的 4×4 元阵进行测试和核校计算,两者基本吻合。

图 3 中给出了对两层介质覆盖的微带点源天线进行校核计算的结果。从图中可以看出,本文结果和文献[5]的结果一致。

大量的计算表明,介质覆盖对微带天线的辐射特性有一定的影响。例如改变最大辐射方向,半功率波瓣宽度变化及驻波比特性改变。在某一特定的条件下,其辐射方向图变窄,增益得到提高。

4. 结论

利用波矩阵技术和谱域导抗法相结合,给出介质覆盖微带天线的一种有效的数值分析方法。同时,由于分层介质不连续面之间没有其它的金属物体,因而各个不连续面之间就没有高次模的耦合问题,当各个不连续面之间距离很小(即介质层很薄)时,本方法仍然有效。本方法还可以与谱域矩量法相结合,研究任意贴片形状的微带天线特性。

参 考 文 献

- [1] 钟顺时,微带天线技术,西安电子科技大学情报资料室,西安,1988年,3月。
- [2] I. J. 鲍尔, P. 布哈蒂亚著,梁联倬等译,微带天线,电子工业出版社,北京,1978年。
- [3] D. R. Jackson, N. G. Alexopoulos, *IEEE Trans. on AP*, **AP-33**(1985)9, 976—987.
- [4] H. Y. Yang, N. G. Alexopoulos, *IEEE Trans. on AP*, **AP-35**(1987)7, 860—863.
- [5] Chi-Sen Lin, Shun-Shi Zhong et al., Gain Enhancement Technique for Microstrip Antennas, *IEEE AP- Int. Symposium*, 上海,(1989), pp.454—457.
- [6] 方大纲著,微波理论与技术,兵器工业出版社,北京,1985年。
- [7] T. Itoh, W. Menzel, *IEEE Trans. on AP*, **AP-29**(1981)1, 63—68.
- [8] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, New York: McGraw-Hill, (1960).
- [9] L. Vegni, R. Cicchetti, P. Capece, *IEEE Trans. on AP*, **AP-36**(1988)8, 1057—1065.
- [10] 张 钧等编,微带天线理论与工程,国防工业出版社,北京,1988年。
- [11] A. G. Derneryd, *IEEE Trans. on AP*, **AP-26**(1978)4, 532—535.

STUDY ON RADIATION CHARACTERISTICS OF MULTI-LAYER MICROSTRIP ANTENNAS

Yin Yingzeng Ma Chengbo Liu Qizhong Gong Deming

(Xidian University, Xi'an 710071)

Abstract

On the basis of the spectral domain immittance approach and wavematrix technique, an efficient numerical method for analyzing multi-layer microstrip antennas is presented. The formulas are simple and easy to be programmed. Numerical results are in good agreement with experimental results, including those of other authors.

Key words

Microstrip antenna; Radiation characteristics; Numerical analysis