

文章编号:1008-1542(2012)04-0330-04

AMCBFM 分析微带天线阵列的电磁散射

高 荣¹, 胡 庆², 袁家德³

(1. 成都电子机械高等专科学校, 四川成都 611730; 2. 成都大学电子信息工程学院, 四川成都 610106; 3. 福州大学物理与信息工程学院, 福建福州 350108)

摘 要:用自适应修正特征基函数法(AMCBFM)分析微带天线的电磁散射特性。以矩量法和体面积分方程为基础,把微带天线介质部分用四面体网格剖分,对应于 SWG 基函数;微带天线导体部分用三角形网格剖分,对应于 RWG 基函数。分析了 2×2 微带天线阵列的单站 RCS 和 7×7 微带天线阵列的双站 RCS。结果表明:AMCBFM 能有效分析微带天线阵列的电磁散射特性,且具有大幅度降低阻抗矩阵大小、减少计算机内存需求等优点。

关键词:矩量法;体面积分方程;自适应修正特征基函数方法;微带天线

中图分类号:TN82 文献标志码:A

Analysis of electromagnetic scattering of micro-strip antenna array by using AMCBFM

GAO Rong¹, HU Qing², YUAN Jia-de³

(1. Chengdu Electromechanical College, Chengdu Sichuan 611730, China; 2. School of Electronic and Information Engineering, Chengdu University, Chengdu Sichuan 610106, China; 3. College of Physics and Information Engineering, Fuzhou University, Fuzhou Fujian 350108, China)

Abstract: Electromagnetic scattering characteristics of the microstrip antenna array is analyzed by using the adaptively modified characteristic basis function method (AMCBFM). Volume electric field integral equation and SWG basis function are applied to the material region, while the surface electric field integral equation and RWG basis function are applied on the conducting surface of the microstrip antenna array. The method of moments (MoM) is used to convert the integral equation into a matrix equation. The bistatic RCS of 7×7 microstrip antenna array and the monostatic RCS of 2×2 microstrip antenna array are analyzed numerically. The results indicate that the proposed method has a series of merits: reducing the size of the matrix equation into a small level and saving the memory requirements.

Key words: method of moments (MoM); volume-surface integral equation; AMCBFM; micro-strip antenna

电磁场全波分析模型中基于积分方程的矩量法在计算电磁学中有越来越广泛的应用。但随着待分析目标电尺寸的增加,传统矩量法需要的存储量和计算量也将急剧上升,为此人们提出并着手研究出了多种方法来减少矩量法的计算时间和降低内存需求。常用的基于矩量法的快速算法有预校正-快速傅里叶变换(P-FFT)^[1-2]、快速多极子法(FMM)、多层快速多极子法(MLFMM)^[3-5]、共轭梯度-快速傅里叶变换法(CG-FFT)^[6-7]、自适应积分法(AIM)^[8-10]和特征基函数法(CBFM)^[11-12]等。目前,各种快速算法都已经在目标体的电磁特性数值分析中得到了不同程度的应用。

收稿日期:2012-03-07;责任编辑:李 穆

基金项目:福建省自然科学基金资助项目(2011J01348)

作者简介:高 荣(1969-),女,山西大同人,讲师,硕士,主要从事微波电磁场等方面的研究。

相比于特征基函数法(CBBM),自适应修正特征基函数法(AMCBBM)应用一种新的精度判断方法来便捷地控制电流误差,以此判断是否需要计算更高次的基函数,这样可以更有效控制计算精度及提高计算效率。AMCBBM 已经在基于面积分方程矩量法中得到了越来越广泛的应用^[13-16]。在此基础上,笔者将 AMCBBM 应用于基于体积分方程矩量法,并用该方法具体分析了微带天线阵列的散射特性,其中,微带天线介质区域用四面体网格剖分,对应于 SWG 基函数;微带天线导体区域用三角形网格剖分,对应于 RWG 基函数。

1 理论分析

1.1 体积分方程

设有一任意形状的理想导体目标,其表面用 S 表示,一个介电常数为 $\epsilon(\mathbf{r})$ 的各向同性介质目标体,其所占空间体积用 V 表示。设入射到介质金属混合目标体上的均匀平面电磁波电场的电场强度为 $\mathbf{E}^i(\mathbf{r})$,则在理想导体表面 S 和介质体 V 内总电场分别应满足边界条件:

$$\begin{cases} (\mathbf{E}^i(\mathbf{r}) + \mathbf{E}_s^s(\mathbf{r}))|_{\tan} = 0, \mathbf{r} \in S; \\ \mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}^i(\mathbf{r}) + \mathbf{E}_v^s(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in V. \end{cases} \quad (1)$$

该组方程中, $\mathbf{E}_s^s(\mathbf{r})$ 为理想导体目标表面电流 \mathbf{J}_s 产生的散射场; $\mathbf{E}_v^s(\mathbf{r})$ 为介质体目标内体电流 \mathbf{J}_v 产生的散射场。

则散射的总电场 $\mathbf{E}^s(\mathbf{r})$ 应为

$$\mathbf{E}^s(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_s^s(\mathbf{r}) + \mathbf{E}_v^s(\mathbf{r}), \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{E}_s^s(\mathbf{r}) = -j\omega \mathbf{A}_s(\mathbf{r}) - \nabla \phi_s(\mathbf{r}); \quad (3)$$

$$\mathbf{E}_v^s(\mathbf{r}) = -j\omega \mathbf{A}_v(\mathbf{r}) - \nabla \phi_v(\mathbf{r}). \quad (4)$$

其中,矢量磁位 $\mathbf{A}(\mathbf{r})$ 和标量电位 $\phi(\mathbf{r})$ 可分别表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_\alpha(\mathbf{r}) &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_\alpha \mathbf{J}_\alpha(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\alpha'; \\ \phi_\alpha(\mathbf{r}) &= -\frac{1}{4\pi j\omega \epsilon_0} \int_\alpha \nabla \cdot \mathbf{J}_\alpha(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\alpha'; \\ \alpha &= S, V. \end{aligned}$$

体电流密度 $\mathbf{J}_v(\mathbf{r})$ 可表示为

$$\mathbf{J}_v(\mathbf{r}) = j\omega \kappa(\mathbf{r}) \mathbf{D}(\mathbf{r}), \quad (6)$$

其中,介电常数的对比率 $\kappa(\mathbf{r})$ 可表示为

$$\kappa(\mathbf{r}) = \frac{\epsilon(\mathbf{r}) - \epsilon_0}{\epsilon_0}. \quad (7)$$

把式(2) — 式(7)代入式(1),化简整理得金属介质混合目标应满足的电场体面混合积分方程为

$$\begin{cases} \mathbf{E}^i(\mathbf{r}) = j\omega \mathbf{A}_s(\mathbf{r}) + \nabla \phi_s(\mathbf{r}) + j\omega \mathbf{A}_v(\mathbf{r}) + \nabla \phi_v(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in S; \\ \mathbf{E}^i = \frac{\mathbf{D}(\mathbf{r})}{\epsilon(\mathbf{r})} + j\omega \mathbf{A}_s(\mathbf{r}) + \nabla \phi_s(\mathbf{r}) + j\omega \mathbf{A}_v(\mathbf{r}) + \nabla \phi_v(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in V. \end{cases} \quad (8)$$

在介质区域内采用文献[17]提出的四面体剖分及对应的 SWG 基函数将电通量展开;金属表面电流采用文献[18]提出的基于三角形面元的 RWG 矢量基函数展开,然后再采用伽略金法选配,即可得到矩量法阻抗矩阵并求解。

1.2 AMCBBM

采用 AMCBBM^[13] 把介质金属混合目标体分成 M 块,并分别在每个子块上求解出初次特征基函数 \mathbf{I}^p ,根据初次特征基函数再求解出反映子块与子块间相互作用关系的高次特征基函数 \mathbf{I}^i ,进而得到电流的数学表达式,具体步骤如下。

1) 计算初次特征基函数 \mathbf{I}^p

$$\mathbf{Z}_{i,i} \cdot \mathbf{I}^p = \mathbf{V}_i, \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (9)$$

式中: \mathbf{V}_i 为第 i 块的初始激励; $\mathbf{Z}_{i,i}$ 为第 i 块内的自阻抗。

2) 求解初次特征基函数的系数

假定仅由初次特征基函数求出式(9)中的总电流,即 $\mathbf{I}_i^{\text{Tot}(1)} = a_{1,i}^{(1)} \mathbf{I}_i^p$,且在矩量方程 $\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{V}$ 中把该等式代入,两边同时乘以 $[\mathbf{I}_i^p]^H$,即为初次特征基函数的共轭转置,由此得到的电流初次特征基函数的系数表示为 $[a_{1,1}^{(1)}, a_{1,2}^{(1)}, \dots, a_{1,M}^{(1)}]^T$,根据初次特征基函数的系数,可进一步求得初次特征基函数对应的初次特征基函数电流 $\mathbf{I}^{\text{Tot}(1)}$ 。虽然在初次特征基函数电流 $\mathbf{I}^{\text{Tot}(1)}$ 中并没有考虑块间的互耦特性的影响,使得结果 $\mathbf{I}^{\text{Tot}(1)}$ 并不是十分精确,但此系数向量 $[a_{1,1}^{(1)}, a_{1,2}^{(1)}, \dots, a_{1,M}^{(1)}]^T$ 可以作为求解二次特征基函数对应总电流时的块与块间的互耦系数。

3) 求解二次总电流

求二次特征基函数对应的系数,并根据此系数,计算出由初次特征基函数 \mathbf{I}^p 和二次特征基函数 \mathbf{I}^{S^1} 所得的二次总电流 $\mathbf{I}^{\text{Tot}(2)}$ 。以初次特征基函数作为二次特征基函数的二次激励源,求解得出的二次特征基函数为

$$\mathbf{Z}_{i,i} \cdot \mathbf{I}_i^{S^1} = - \sum_{j=1, j \neq i}^M |a_{1,j}^{(1)}| \mathbf{Z}_{i,j} \cdot \mathbf{I}_j^p. \quad (10)$$

由此得二次总电流的表达式 $\mathbf{I}_i^{\text{Tot}(2)} = a_{1,i}^{(2)} \mathbf{I}_i^p + a_{2,i}^{(2)} \mathbf{I}_i^{S^1}$,并代入矩量法方程 $\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{V}$ 中。该表达式共包含有 M 个方程和 $2M$ 个未知量,经过在等式的两边同时乘以 $[\mathbf{I}_i^p]^H$ 和 $[\mathbf{I}_i^{S^1}]^H$ 后,计算出使用到二次特征基函数时的 CBF 系数 $[a_{1,1}^{(2)}, a_{1,2}^{(2)}, \dots, a_{1,M}^{(2)}, a_{2,1}^{(2)}, a_{2,2}^{(2)}, \dots, a_{2,M}^{(2)}]^T$,在此基础上进一步求出此时的总电流 $\mathbf{I}^{\text{Tot}(2)}$ 。

4) 计算三次特征基函数

计算方法与二次特征基函数类似,三次特征基函数为

$$\mathbf{Z}_{i,i} \cdot \mathbf{I}_i^{S^2} = - \sum_{j=1, j \neq i}^M |a_{2,j}^{(2)}| \mathbf{Z}_{i,j} \cdot \mathbf{I}_j^{S^1}, \quad (11)$$

三次特征基函数时的总电流可表示为

$$\mathbf{I}_i^{\text{Tot}(3)} = a_{1,i}^{(3)} \mathbf{I}_i^p + a_{2,i}^{(3)} \mathbf{I}_i^{S^1} + a_{3,i}^{(3)} \mathbf{I}_i^{S^2}. \quad (12)$$

5) n 次特征基函数

依据相类似的方法,可求解出需要的更高次特征基函数, n 次特征基函数电流表达式可表示为

$$\mathbf{I}_i^{\text{Tot}(n)} = a_{1,i}^{(n)} \mathbf{I}_i^p + a_{2,i}^{(n)} \mathbf{I}_i^{S^1} + \dots + a_{n,i}^{(n)} \mathbf{I}_i^{S^{n-1}}, \quad (13)$$

式中, n 表示基函数的阶数。

6) 电流精度控制量

令

$$\text{esp} = \left| \frac{\|\mathbf{I}^{\text{Tot}(n+1)}\|_2 - \|\mathbf{I}^{\text{Tot}(n)}\|_2}{\|\mathbf{I}^{\text{Tot}(n+1)}\|_2} \right| \times 100\%. \quad (14)$$

当 esp 即电流精度控制量达到预定精度后即可停止计算更高阶的特征基函数,否则转向第 5) 步。

2 实验结果分析

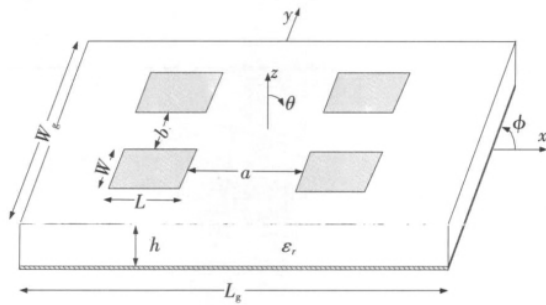
2.1 微带天线 2×2 阵列

微带天线结构尺寸为 $W=14 \text{ mm}$, $L=9.6 \text{ mm}$, $W_g=L_g=60 \text{ mm}$, $h=0.8 \text{ mm}$, $a=b=15 \text{ mm}$,如图 1 所示,且相对介电常数 $\epsilon_r=4.34$ 。按照本文的方法将微带天线离散为 2 401 个四面体单元,则共生成 1 754 个边界面、1 308 条公共边和 3 925 个公共面,共含有未知量 6 987 个。入射的平面波的频率为 $f=5.02 \text{ GHz}$ 。

在 AMCBFM 中,目标体共被分成了 4 块,电流精度控制量 esp 取 0.03,即计算到三阶基函数就可达到精度要求。由于目标体被剖分生成的网格较多,如果用传统矩量法则无法直接计算。用 AMCBFM 求出俯仰角 θ 为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 的单站 RCS,给出了数值计算结果,并与文献[19]的计算结果进行分析对比,如图 2 所示。从图 2 可以观察到结果吻合得较好,这表明了用本文的网格模型和 AMCBFM 分析微带天线阵列电磁散射特性是可靠的。用 AMCBFM 方法进行分析时,经测试所需的最大内存需求为 338.264 MB。

2.2 微带天线 7×7 阵列

天线结构模型的结构及参数描述仍如图 1 所示,结构尺寸分别为 $W=20 \text{ mm}$, $W_g=250 \text{ mm}$, $L=30 \text{ mm}$, $h=1.6 \text{ mm}$, $L_g=260 \text{ mm}$, $a=4.5 \text{ mm}$, $b=14.5 \text{ mm}$,相对介电常数取 $\epsilon_r=2.55$ 。则天线阵列被离散成 19 301 个四面体,共生成公共面 31 960 个、边界面 13 284 个和公共边 13 956 个,共含有 59 200 个未知量。取入射的平面波的频率 $f=4.35 \text{ GHz}$ 。

图1 微带天线 2×2 阵列结构示意图Fig. 1 Geometry of 2×2 array of microstrip antenna

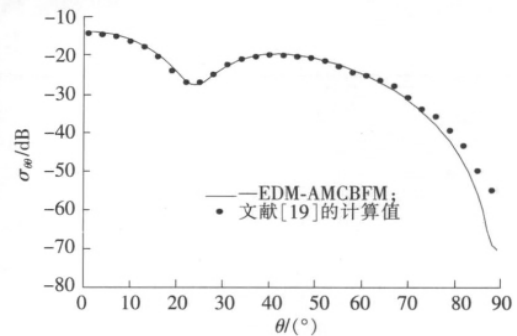
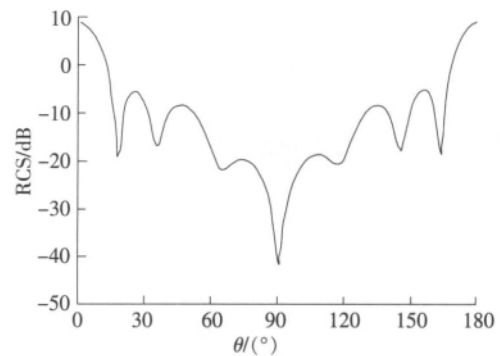
该目标体被剖分的网格较多,用传统矩量法同样无法直接计算。在 AMCBFM 中,该目标体被分成 49 块,其中天线贴片自然分块,接地面通过块间重叠来保持电流的连续性^[12]。esp 取 0.04, 计算到二阶基函数即可达到精度要求。计算结果如图 3 所示。用 AMCBFM 计算时,计算时间仅需 51 499 s, 测试的最大内存仅需 755.368 MB。

3 结 语

在体积分方程矩量法的基础上,将自适应修正特征基函数方法应用于分析微带天线阵列的电磁散射特性。与传统的矩量法相比,该方法在保证计算精度的同时,不仅计算时间短,而且大大节约了存储量,为用矩量法计算电尺寸微带天线阵列提供了一种行之有效的途径,大大提高了其工程实际应用价值。

参考文献:

- [1] OKHMATOVSKI V, YUAN M, JEFFREY I, et al. A three-dimensional precorrected-FFT algorithm for fast method of moments solutions of the mixed-potential integral equation in layered media[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(12): 3 505-3 517.
- [2] PHILLIPS J R, WHITE J K. A precorrected-FFT method for electrostatic analysis of complicated 3-D structures[J]. IEEE Trans Computer-Aided Design Integr Circuits Syst, 1997, 16(10):1 059-1 072.
- [3] VANDE G D, MICHELSEN E, OLYSLAGER F, et al. A high-performance upgrade of the perfectly matched layer multilevel fast multipole algorithm for large planar microwave structures[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(6): 1 728-1 739.
- [4] LING F, SONG J, JIN J M. Multilevel fast multipole algorithm for analysis of large-scale microstrip structures[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1999, 9(12):508-510.
- [5] SERTEL K, VOLAKIS J L. Multilevel fast multipole method solution of volume integral equations using parametric geometry modeling [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, 52(7):1 686-1 691.
- [6] WANG C F, XIA L, LI L W, et al. BCG-FFT analysis of microstrip structure in multilayered media[A]. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)[C]. Taipei:[s. n.], 2001. 212-215.
- [7] SARKAR T K, ARVAS E, RAO S M. Application of FFT and the conjugate gradient method for the solution of electromagnetic radiation from electrically large and small conducting bodies[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(5): 635-640.
- [8] MO L, RUI P L, ZHUANG W, et al. Fast analysis of microstrip antenna array by use of the adaptive integral method(AIM) combined with the loose GMRES method[J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005,53(2):479-482.
- [9] GUO J L, LI J Y, LIU Q Z. Analysis of arbitrarily shaped dielectric radomes using adaptive integral method based on volume integral equation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 54(1): 1 910-1 916.

图2 微带天线 2×2 阵列 $\theta\theta$ 极化单站 RCSFig. 2 Monostatic RCS ($\theta\theta$ polarization) of microstrip antenna with 2×2 array图3 平面微带天线 7×7 阵列的 $\theta\theta$ 极化双站 RCSFig. 3 Bistatic RCS ($\theta\theta$ polarization) of microstrip antenna with 7×7 array

(下转第 337 页)

4 结 语

通过以上对 DCT 数字水印算法的仿真及鲁棒性验证,可以得到下面的结论。首先,对水印图像进行 Arnold 置乱不仅可以有效地提高水印的安全性,还破坏了水印图像的相关性,提高了水印的鲁棒性,因此能够有效抵御常见数字信号处理对水印的损坏影响;其次,在图像的嵌入点选择上,通过对能量和对视觉的敏感度分析,确定中频点是最佳的嵌入点,兼顾水印的不可见性和鲁棒性;最后,该算法中水印的提取不需要载体图像,能够成功实现水印图像的盲提取。

参考文献:

- [1] PATRA J C, PHUA J E, RAJAN D. DCT domain watermarking scheme using Chinese remainder theorem for image authentication[A]. IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME)[C]. [S. l.]:[s. n.],2010. 111-116.
- [2] SHEN Hong-xue, HE Zhen. A novel DCT domain blind watermarking algorithm[A]. Eighth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD)[C]. [S. l.]:[s. n.],2011. 2 154-2 157.
- [3] COX I, KILIAN J, LEIGHTON T, et al. Secure spread spectrum watermarking for multi media[J]. IEEE Trans on Image Processing, 1997, 6(12): 1 673-1 687.
- [4] DYSON F J, FALK H. Period of a discrete cat mapping[J]. The Amer Math Monthly,1992,99:603-614.
- [5] 王 伟. 基于 SVG 的图像水印技术研究[D]. 广州:华南师范大学, 2009.
- [6] 许宪东,季振洲. DCT 水印中拉伸系数与嵌入位置的选择[J]. 计算机应用与软件(Computer Applications and Software),2009,23(9): 124-127.
- [7] XIAO Jun, WANG Ying. Toward a better understanding of DCT coefficients in Watermarking[A]. IEEE Pacific-Asia Workshop on Computational Intelligence and Industrial Application[C]. [S. l.]:[s. n.],2008. 206-209.
- [8] 李春华,秦志英. 基于双正义小波变换的自适应图像水印算法[J]. 河北工业科技(Hebei Journal of Industrial Science and Technology), 2011,28(2):90-93.
- [9] 王 娟,赵 艳. 基于单幅图像目标空间定位的算法研究[J]. 河北科技大学学报(Journal of Hebei University of Science and Technology),2011,32(4):347-350.

(上接第 333 页)

- [10] LING F, WANG C F, JIN J M. An efficient algorithm for analyzing large-scale microstrip structures using adaptive integral method combined with discrete complex-image method[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(5):832-839.
- [11] YEO J, PRAKASH V V S, MITTRA R. Efficient analysis of a class of microstrip antennas using the characteristic basis function method (CBFM)[J]. Microwave and Optical Technology Letter, 2003, 36(6):456-464.
- [12] YEO J, PRAKASH V V S, MITTRA R. Characteristic basis function method: A new technique for efficient solution of method of moments matrix equations[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2003, 36(2): 95-100.
- [13] HAN Guo-dong, GU Chang-qing. A hybrid QR factorization with dual-MGS and adaptively modified characteristic basis function method for electromagnetic scattering analysis[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2007, 49 (11):2 879-2 883.
- [14] 韩国栋,潘宇虎,何丙发,等. AMCBFM-MBPE 快速分析三维目标的宽带宽角散射特性[J]. 微波学报(Journal of Microwaves), 2009, 25(6):32-37.
- [15] 韩国栋,顾长青. QR-AMCBFM 技术快速分析电磁散射特性[J]. 电子科技大学学报(Journal of University of Electronic Science and Technology of China), 2008, 37(6):879-882.
- [16] 韩国栋,顾长青. 电磁散射研究中的自适应修正特征基函数法[J]. 电子与信息学报(Journal of Electronics & Information Technology), 2008, 30(10):2 364-2 368.
- [17] SCHAUBERT D H, WILTON D R, GLISSON A W. A tetrahedral modeling method for electromagnetic scattering by arbitrary shaped inhomogeneous dielectric bodies[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1984, 32 (1): 77-85.
- [18] RAO S M, WILTON D R, GLISSON A W. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1982,30(3):409-417.
- [19] YUAN Ning, YEO T S, NIE Xiao-chun, et al. Analysis of probe-fed conformal microstrip antennas on finite grounded substrate[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 54(2):554-561.