

角馈微带天线的输入阻抗

崔俊海 钟顺时

上海大学通信与信息工程学院 201800

[摘要] 本文用积分方程法计算了角馈微带天线的输入阻抗,并分析了不同参数对输入阻抗的影响。对求解过程中遇到的奇异振荡函数积分,采用了有效的数值积分方法。与传统的计算方法相比,本文方法所用的计算时间大为缩短。

关键词: 微带天线; 输入阻抗; 数值积分; 奇异振荡函数

1 引言

在微带天线的分析与设计中,输入阻抗的计算是一项很重要的内容。对于一些结构简单,介质基片很薄的微带天线可以通过传输线模型和空腔模型进行计算,而对于形状复杂、厚基片的情况,一般要采用全波分析即积分方程法[1]或时域有限差分法等更复杂的方法。在用积分方程法求解时,问题的关键是求解二重无穷区间的数值积分。这是计算中花费时间最多的部分,为了提高计算精度和减少计算时间,许多研究人员对这种积分进行了广泛深入的研究[2-6],提出了各种各样的方法,但都受到具体使用条件的限制。

本文在计算角馈微带天线输入阻抗时,考虑到二重无穷区间积分的被积函数存在奇点和高振荡性,收敛速度非常慢,因此采用了渐进抽取技术:将原积分化为两个积分,第一个积分的被积函数为快速收敛函数,可以方便地进行数值积分;第二个积分通过解析方法将二重无穷区间的积分转化为一维有限区间的定积分,再进行数值积分,这样就大大提高了计算速度。

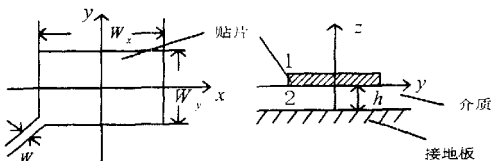


图 1 计算所用的坐标系

2 输入阻抗计算公式

采用图1所示的坐标系,对于理想导体边界条件,根据反应的概念和互易性原理,有

$$\int_S \vec{J}_s(x, y) \cdot \vec{E}_T(x, y, 0) dS = - \int_{V_i} \vec{J}_i(x, y, z) \cdot \vec{E}_T(x, y, z) dV \quad (1)$$

式中 \vec{J}_s 为贴片电流, \vec{J}_i 为激励源, S 为贴片表面, V_i 为激励源的体积, \vec{E}_T 为试验源分别在 S 上和 V_i 内产生的场。

将式(1)化为谱域形式,得:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\tilde{G}}(k_x, k_y, 0) \cdot \tilde{J}_T(k_x, k_y) \cdot \tilde{J}_S(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \\ &= - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-h}^0 \tilde{\tilde{G}}(k_x, k_y, z) \cdot \tilde{J}_T(k_x, k_y) \cdot \tilde{J}_I(-k_x, -k_y, z) dz \right] dk_x dk_y \end{aligned} \quad (2)$$

式中 $\tilde{\tilde{G}}$ 为并矢格林函数, \tilde{J}_T 为试验电流。上式即是关于贴片电流的积分方程。通常可以用矩量法求解。

设贴片表面的未知电流为

$$\tilde{J}_S(x, y) = \hat{x}J_x(x, y) + \hat{y}J_y(x, y) \quad (3)$$

将 J_x, J_y 用一组基函数展开:

$$\begin{aligned} J_x(x, y) &= \sum_{n=1}^{N_x} C_{xn} J_{xn}(x, y) \\ J_y(x, y) &= \sum_{n=1}^{N_y} C_{yn} J_{yn}(x, y) \end{aligned} \quad (4)$$

采用 Galerkin 法, 试验源 \tilde{J}_T 分别取 $\hat{x}J_{xm} (m=1, 2, \dots, N_x)$ 和 $\hat{y}J_{ym} (m=1, 2, \dots, N_y)$, 激励源为 $\tilde{J}_I = \hat{z}J_I$, 代入式 (2) 整理后得:

$$\begin{bmatrix} Z_{mn}^{xx} & Z_{mn}^{xy} \\ Z_{mn}^{yx} & Z_{mn}^{yy} \end{bmatrix}_{(N_x - N_y) \times (N_x + N_y)} \begin{bmatrix} C_{xm} \\ C_{ym} \end{bmatrix}_{N_x + N_y} = \begin{bmatrix} V_{xm} \\ V_{ym} \end{bmatrix}_{N_x + N_y} \quad (5)$$

其中

$$Z_{mn}^{pq} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{pm}(k_x, k_y) \tilde{G}_{qp}(k_x, k_y, 0) \tilde{J}_{qn}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \quad (6)$$

$$V_{pm} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-h}^0 \tilde{J}_{pm}(k_x, k_y) \tilde{G}_{zp}(k_x, k_y, z) \tilde{J}_I(-k_x, -k_y, z) dz \right] dk_x dk_y \quad (7)$$

式中 p, q 分别取 x, y , \tilde{G} 的表达式见文献[7]。

用数值技术求解线性代数方程组 (5), 即可求出表面电流系数 C_{xm} 和 C_{ym} 。知道了贴片表面电流, 天线的输入阻抗即可由下式求得:

$$Z_{in} = \frac{1}{I_0^2} \left[\sum_{n=1}^{N_x} C_{xn} V_{xn} + \sum_{n=1}^{N_y} C_{yn} V_{yn} \right] \quad (8)$$

式 (5) 中矩阵元素的计算是非常复杂的, 通常要采用数值积分。由文献[2]对被积函数特性的分析可知, 被积函数在 $[1, \sqrt{\epsilon_r}]$ 之间有奇异性, 且被积函数振荡强烈, 收敛速度慢。我们采用渐进抽取技术计算这种积分。

3 数值积分处理

令 $\beta = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$, 当 $\beta \gg 1$ 时, $\tilde{\tilde{G}}$ 的渐进表达式为

$$\tilde{G}_{xx}(k_x, k_y) = -j \frac{Z_0}{k_y} \left(\frac{k_0^2}{2\beta} - \frac{k_y^2}{(\epsilon_r + 1)\beta} \right) \quad (9)$$

$$\tilde{G}_{yy}(k_x, k_y) = -j \frac{Z_0}{k_x} \left(\frac{k_0^2}{2\beta} - \frac{k_x^2}{(\epsilon_r + 1)\beta} \right) \quad (10)$$

$$\tilde{G}_{xy}^{\infty}(k_x, k_y) = \tilde{G}_{yz}^{\infty}(k_x, k_y) = j \frac{Z_0}{k_0} \frac{k_x k_y}{(\epsilon_r + 1)\beta} \quad (11)$$

采用渐进抽取技术, 式 (6) 可以写成下式:

$$Z_{mn}^{pq} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{pm}(k_x, k_y) [\tilde{G}_{qp}(k_x, k_y) - \tilde{G}_{qp}^{\infty}(k_x, k_y)] \tilde{J}_{qn}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \quad (a)$$

$$+ \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{pm}(k_x, k_y) \tilde{G}_{qp}^{\infty}(k_x, k_y) \tilde{J}_{qn}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \quad (b)$$

式 (12) 中积分 (a) 的被积函数为快速收敛函数, 可以用一般的数值积分方法求解; 积分 (b) 的被积函数收敛很慢, 且高速振荡, 用直接的数值积分方法很难快速求得精确值, 我们通过适当的解析处理技术, 将二重无穷区间的积分化为一维有限区间的定积分, 从而快速地求得积分值。

图 2 为式 (7) 的被积函数在采用渐进抽取技术前后的曲线。可以看出, 采用渐进抽取技术后被积函数的高振荡特性消失, 且收敛速度加快, 从而缩短了计算时间。以式 (6) 的 Z^{pq} 为例, 在频率为 2.45GHz 时, 用自适应积分技术计算所得的值为 $(-3.9E-4, 6.4E-4)$, 所用时间为 121 秒, 而采用本文方法计算所得的值为 $(-3.9E-4, 6.5E-4)$, 所用时间为 5 秒, 因此计算速度提高了 24.2 倍。

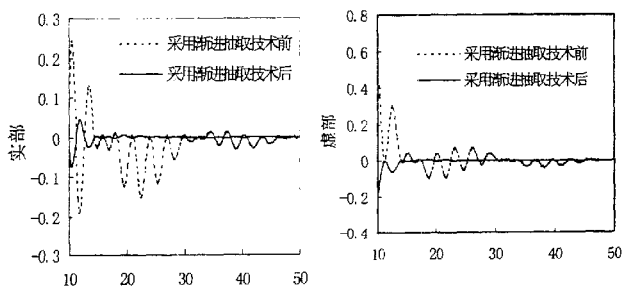


图 2 式 (7) 的被积函数随 β 的变化曲线

4 数值结果

我们计算了角馈微带天线的输入阻抗 ($W_2 = 39.05mm$, $W_1 = 38.34mm$, $h = 1.575mm$, $\epsilon_r = 2.33$, $tg\delta = 0.0012$, 馈线宽 $W = 1.25mm$), 如图 3 所示。该计算结果与文献[8]的结果相当一致。

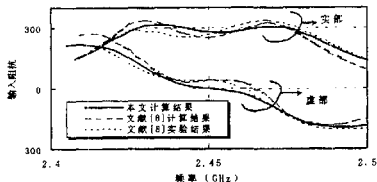


图 3 角馈微带天线的输入阻抗

图 4 为馈线取不同的宽度时求得的输入阻抗。由图可以看出, 馈线宽度的变化对天线的谐振频率影响不大, 在谐振频率附近, 馈线宽度对输入阻抗实部的影响较大, 而对输入阻抗虚部的影响较小, 因此通过适当选择馈线宽度可以方便地实现天线与馈线之间的匹配。图 5 为介电常数取不同值时输入阻抗随频率的变化曲线, 可以看出, 介电常数变大天线的谐振频率将变低, 因此采用高介电常数的介质基片有利于天线的小型化。

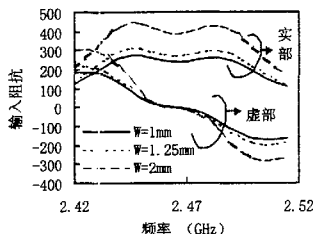


图 4 不同馈线宽度时输入阻抗随频率的变化图

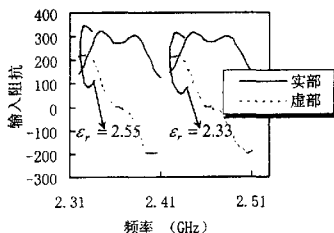


图 5 不同介电常数时输入阻抗随频率的变化

5 结论

本文给出了角馈微带天线输入阻抗的一种全波分析方法, 并得出了一些数值结果。已表明, 馈点宽度对输入电阻的影响较大, 从而可用来调节天线与馈线间的匹配。本法计算中将二重无穷区间的积分通过渐进抽取技术, 变为更适于积分的形式, 大大提高了计算速度。计算结果与传统方法的计算结果相当一致, 证明了这是一种高效可行的方法。

参考文献

- [1] 钟顺时, 微带天线理论与应用, 西安电子科技大学出版社, 1991
- [2] J.P. Damiano, Computation of input impedance in microstrip antennas. Graphic representation and numerical integration of oscillating function, IEE Proceedings, Vol. 134, Pt. H, No. 5, pp.456-466, Oct. 1987
- [3] M. Cai, P.S. Kooi, and M.S. Leong, An efficient approach for the evaluation of the double integrals in the analysis of printed circuit antennas, Microwave and optical technology letters, Vol. 7, No. 6, pp.269-270, Apr. 1994
- [4] J.R. Mosig et al, Analytical and numerical techniques in the Green's function treatment of microstrip antennas and scatterers, IEE Proc., Vol. 130, Pt. H, No. 2, pp.175-182, Mar. 1983
- [5] S.O. Park and C.A. Balanis, Analytical technique to evaluate the asymptotic part of impedance matrix of Sommerfeld-type integrals, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 45, pp.798-805, May 1997
- [6] S.O. Park, C.A. Balanis and C.R. Birtcher, Analytical evaluation of the asymptotic impedance matrix of a grounded dielectric slab with roof-top functions, IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. 46, No. 2, pp. 251-258, Feb. 1998
- [7] M.C. Bailey and M.D. Deshpande, Integral equation formulation of microstrip antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 30, No. 4, pp.651-656, July 1982
- [8] B.W. Lim, E. Korolkiewicz and S. Scott, Analysis of corner microstrip fed patch antenna, Electron. Lett., Vol.31, No. 9, pp.691-693, Apr. 1995

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训：

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com)，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势：

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

联系我们：

- ※ 易迪拓培训官网：<http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网：<http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店：<http://shop36920890.taobao.com>