

文章编号: 1005-0388(2000)04-0491-05

FDTD 法计算高频单极天线特性^{*}

邓维波, 刘永坦

(哈尔滨工业大学, 哈尔滨 15001)

摘要: 用时域有限差分法(Finite Difference Time Domain Method)计算天线阻抗特性, 可以使用不同的激励方式, 文章比较了采用不同激励方式时, 天线的输入阻抗。文中的主要内容是将表面阻抗法用于 FDTD 中, 计算架设在介质平面上单极天线的辐射特性, 并用 FDTD 法计算了介质平面上铺设不同尺寸的导体平面时, 单极天线的输入阻抗随导体平面尺寸变化的特性。

关键词: 时域有限差分法; 表面阻抗; 天线

中图分类号: TN821 文献标识码: A

Calculating HF antenna characteristic with finite difference time domain method

DENG Wei-bo, LIU Yong-tan

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Differential feed models can be used to calculate radiation characteristics of antenna. The input impedance calculated with differential feed models had been compared. The importation point was to calculate radiation characteristics of monopole antennas on dielectric plane, and analyze input impedance change with the size change conduction ground system on the dielectric plane.

Key words: FDTD; surface impedance; antenna

1 前言

时域有限差分法诞生以来, 已广泛应用于电磁场散射和反射的计算中, 随着吸收边界条件、激励方式等问题的解决, 在天线辐射的研究中也得到了应用。如微带天线、线天线等。本文用同轴电缆、周边源和电压源三种馈电方法, 计算了天线特性并进行了比较。

在线天线的分析中, 对单极天线的分析仅限于其架设在无限或有限导体平面上, 而对其架设在不同介质平面上单极天线特性很少分析, 本文利用表面阻抗法对这类问题进行了分析, 表面阻抗概念最初起源于 40 年代。

随着 FDTD 法研究对象的复杂化, 大大增加了计算量。为了减少由不同介质面带来的计算量, 将表

面阻抗概念引入 FDTD 中, 用于计算物体的反射和散射^{[1][2]}。文章中将表面阻抗法用于计算架设在有损介质表面的天线辐射问题中, 用这种方法计算天线特性, 使研究的问题仅限于自由空间中, 不需要考虑计算介质中的电磁波特性, 使计算量大为减少。

另外, 工作在高频波段的天线(2~30MHz)由于其尺寸较大, 不可能将其架设在一个无限大的导体平面上, 只能用有限的导体平面替代。为使天线的性能达到设计指标, 且地网的设计经济、合理, 需考虑导体平面的尺寸, 为此, 计算了在有损介质平面上铺设不同尺寸导体平面时, 单极天线的输入阻抗。

2 理论分析

2.1 馈电方法比较

目前用 FDTD 法计算天线辐射问题时, 分为两种激励方式, “软”激励方式和“硬”激励方式。所谓“软”激励方式是通过同轴电缆对天线进行馈电, 如图 1 所示。激励源为:

$$V_i = V_0 \exp(-t^2/2\tau^2) \quad (1)$$

式中 V_0 为电压幅度, τ 为高斯脉冲宽度, t 为时间。这种激励方式对由天线体引起的反射波, 被信号源设置的边界条件吸收, 这使得计算结果能较快的收敛^[3]。

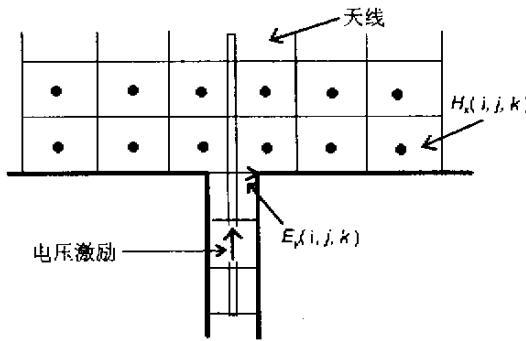


图 1 同轴电缆激励示意图

“硬”激励方式有两种方法, 电压激励和周边电源激励。电压激励是在天线底部馈入一个电压源, 使天线和地之间的电场值为: $E_z(i, j, k) = V_i(n)/\Delta S$; 其中 ΔS 为天线根部与地之间的间距, $V_i(n)$ 为(1)式中的表达式。周边电源激励是在环绕天线根部定义 4 个切向电场分量使其满足^[4]:

$$E_x^n(i, j, k) = -E_x^n(i-1, j, k) = \frac{2V_i(n)}{\Delta x \ln(\Delta x/r)} \quad (2)$$

$$E_y^n(i, j, k) = -E_y^n(i, j-1, k) = \frac{2V_i(n)}{\Delta y \ln(\Delta y/r)} \quad (3)$$

由于“硬”激励没有对天线体产生的反射波设置吸收边界条件, 要得到稳定解, 需要比“软”激励更多的时间步。无论采用哪一种激励方式, 天线根部的响应电流均由其附近的磁场获得, 即:

$$\begin{aligned} I_{in}[(n+1/2)\Delta t] \\ = [H_x^{n+1/2}(i_0, j_0 - 1, k_0) - H_x^{n+1/2}(i_0, j_0, k_0)] \\ + [H_y^{n+1/2}(i_0, j_0, k_0) - H_y^{n+1/2}(i_0 - 1, j_0, k_0)] \end{aligned} \quad (4)$$

利用付氏变换可得到频域的 $I_{in}(\omega)$ 和 $V_i(\omega)$, 然后利用公式可得到各频率点的输入阻抗值:

$$Z_{in} = V_i(\omega)/I_{in}(\omega) \quad (5)$$

图 2 给出了用三种馈电法计算的天线输入阻抗值和实际测试结果, 天线的高度 6m, 半径为 0.22m。由图中可以看出三种馈电方法计算的结果与实际测试在频率低端非常一致。在频率高端略有差异, 这种差异是由于天线实际架设时, 用网格作成的地网代替导体平面所引起的。本文在以下的计算中均采用周边电源激励法。

2.2 表面阻抗法

对于架设在介质平面上的单极天线, 计算其辐射特性时需考虑介质平面的存在。设介质的相对介

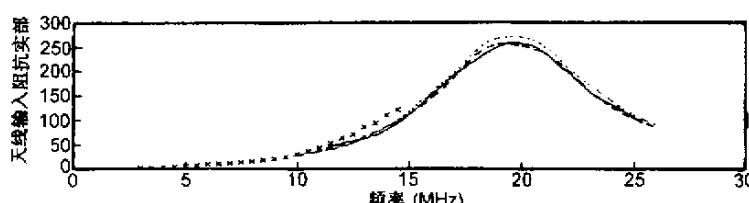


图 2(a) 3 种馈电方法天线输入阻抗实部与实测值

--- 电压源馈电 - - - 周边电源馈电 - · - 电缆馈电 - * - 实测数据

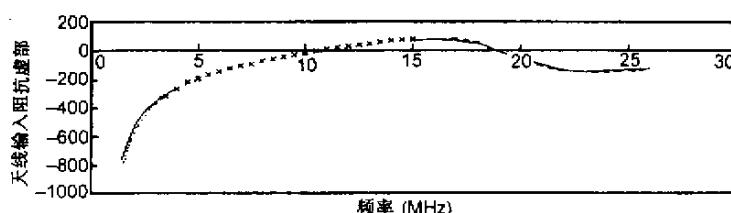


图 2(b) 3 种馈电方法天线输入阻抗虚部与实测值

万方数据 --- 电压源馈电 - - - 周边电源馈电 - · - 电缆馈电 - * - 实测数据

电常数为 ϵ_r , 电导率为 σ , 则电磁波在介质内的波长为 $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{|\epsilon_r + \sigma/(j\omega\epsilon_0)|}$, 其中 ϵ_0 为自由空间介电常数, ω 为角频率, λ_0 为自由空间的波长。用 FDTD 法计算天线辐射特性时, 为保证计算精度, 要求网格空间 $\Delta S < \lambda/10$ 。对有耗介质, 其内部电磁波的波长 $\lambda < \lambda_0$, 所以计算有耗介质中电磁波特性时, 要减少网格空间尺寸, 这样势必增加了计算量和存储空间。为解决这个问题, 本文采用表面阻抗法计算天线的辐射特性。

对于介质, 其频域的表面阻抗可以表达如下:

$$Z(\omega) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon + \sigma/j\omega}} \quad (6)$$

式中 μ_0 为自由空间导磁率, ϵ 为介电常数。在高频波段, 由于 $\sigma/j\omega\epsilon \gg 1$, 所以:

$$Z(\omega) \approx \sqrt{j\omega\mu_0/\sigma} \quad (7)$$

介质分界面上, 切向电场可通过该点的磁场值获得:

$$\begin{aligned} E_x(\omega) &= Z_s(\omega)(\hat{\mathbf{n}} \times H_y(\omega)) \\ &= \frac{Z_s(\omega)}{j\omega} [\hat{\mathbf{j}}\omega(\hat{\mathbf{n}} \times H_y(\omega))] \end{aligned} \quad (8)$$

由于 FDTD 是在时域进行计算的, 需将上式转为时域表达式, 通过变换可得下式^[5]:

$$E_x(t) = Z(t)^* \frac{\partial}{\partial t} (\hat{\mathbf{n}} \times H_y(t)) \quad (9)$$

* 表示 $Z(t)$ 与 $H_y(t)$ 的卷积。 $Z(t)$ 为时域表面阻抗:

$$\begin{aligned} Z(t) &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\sigma t}} \quad t > 0 \\ &= 0 \quad t < 0 \end{aligned} \quad (10)$$

为使(10)式能用于 FDTD 的计算中, 必须将其离散化。设在 Δt 时间范围内 $H_y(t)$ 为常数, 则(9)式离散化后变为:

$$\begin{aligned} E_x^n(i, j + \frac{1}{2}, k_0) &= \sqrt{\frac{\mu_0 \Delta t}{\pi\sigma}} \sum_{m=0}^{n-1} Z_0(m) \\ &\quad [H_y^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0) - \\ &\quad H_y^{n-m-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0)] / \Delta t \end{aligned} \quad (11)$$

式中:

$$Z_0(m) = \int_m^{m+1} \frac{1}{\sqrt{\alpha}} d\alpha \quad (12)$$

在 FDTD 计算中, 切向磁场值可通过该点的前一个时间步的磁场值和前半个时间步的周围电场值获得, 即

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2}) &= a H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2}) + \\ &\quad k_0 + \frac{1}{2}) + b_1 [E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + 1) - \\ &\quad E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k_0) + b_2 [-E_z^n(i, j + 1, \\ &\quad k_0 + \frac{1}{2}) + E_z^n(i, j, k_0 + \frac{1}{2})]] \end{aligned} \quad (13)$$

由于网格空间非常小, 故有

$$H_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k_0) \approx H_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2}) \quad (14)$$

将(13)和(14)式代入(11)式可得:

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2}) &= \\ &\quad \frac{a + Z_0(0)Z_1 b_1}{1 + Z_0(0)Z_1 b_1} H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2}) + \\ &\quad \frac{b_1}{1 + Z_0(0)Z_1 b_1} E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + 1) + \\ &\quad \frac{b_2}{1 + Z_0(0)Z_1 b_1} [-E_z^n(i, j + 1, k_0 + \frac{1}{2}) + \\ &\quad E_z^n(i, j, k_0 + \frac{1}{2})] - \frac{Z_1}{1 + Z_0(0)Z_1 b_1} \\ &\quad \sum_{m=1}^{n-1} Z_0(m) [H_y^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2}) - \\ &\quad H_y^{n-m-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2})] \end{aligned} \quad (15)$$

式中:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\mu_0 \Delta t}{\pi\sigma}} \quad (16)$$

由(15)式可知, 计算第 $n+1/2$ 时间步的值, 需存储该点第 $n+1/2$ 步之前的所有磁场值。为减少存储空间, 应用 Prony 法^[6]将 $Z_0(m)$ 展开为指数和的形式,

$$z_0(m) = \sum_{i=1}^N b_i e^{ma_i} \quad (17)$$

$$\text{设 } F_i^n = \sum_{m=1}^{n-1} b_i e^{ma_i} [H_y^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j + 1/2, k_0 + 1/2) - H_y^{n-m-\frac{1}{2}}(i, j + 1/2, k_0 + 1/2)]$$

这样由第 $n-1$ 个时间步可递推出第 n 个时间步的值:

$$F_i^n = b_i e^{a_i} [H_y^{n-1/2}(i, j + 1/2, k_0 + 1/2) - H_y^{n-3/2}(i, j + 1/2, k_0 + 1/2)] + e^{a_i} F_i^{n-1} \quad (18)$$

将(18)式带入(15)式可得:

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + 1/2, k_0 + 1/2) =$$

$$\begin{aligned} &\quad \frac{a + Z_0(0)Z_1 b_1}{1 + Z_0(0)Z_1 b_1} H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + \frac{1}{2}) + \\ &\quad \frac{b_1}{1 + Z_0(0)Z_1 b_1} E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k_0 + 1) + \\ &\quad \frac{b_2}{1 + Z_0(0)Z_1 b_1} [-E_z^n(i, j + 1, k_0 + \frac{1}{2}) + \end{aligned}$$

$$E_z^n(i, j, k_0 + \frac{1}{2})] - \frac{Z_1}{1 + Z_0(0)Z_1b_1} \sum_{i=1}^N F_i^n \quad (19)$$

由(19)式可以看出, 存储空间有原来的 n_{\max} 减少到 N 个。

由以上推导可知, 在 FDTD 法中应用表面阻抗法, 不需要求解界面上的切向电场, 只需要按(19)式计算距离介质表面 $\Delta Z/2$ (ΔZ 为 Z 方向的网格尺寸) 磁场切向分量, 其它各点的电磁场均按经典 FDTD 法计算。

3 计算结果

由于架设在介质平面上的单极天线是轴对称

表 1 不同介质平面上单极天线的输入阻抗

频率	$\epsilon_r = 4$ $\sigma = 2 \times 10^{-3}$	$\epsilon_r = 30$ $\sigma = 3 \times 10^{-3}$	$\epsilon_r = 80$ $\sigma = 10^{-3}$	$\epsilon_r = 70$ $\sigma = 5$
4.0 (MHz)	$93. + j52.9$	$70.4 + j47.2$	$60.7 + j43.8$	$46.9 + j38.3$
8.0 (MHz)	$109.1 + j50.4$	$73.3 + j44$	$62.5 + j40.7$	$49.7 + j35.9$

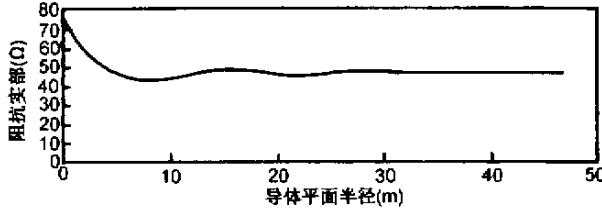


图 3(a) 输入阻抗实部随导体平面半径的变化

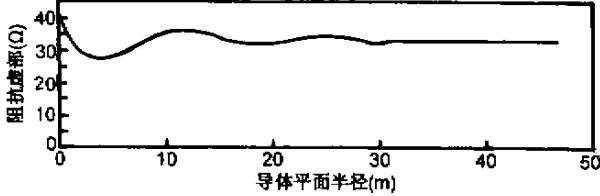


图 3(b) 输入阻抗虚部随导体平面半径的变化

4 结论

从表 1 可以看出, 天线的输入阻抗随地面损耗的降低而减少, 这种减少是单调的。但如果在地面上铺设圆平面导体时, 天线的输入阻抗并不随导体平面尺寸的增大而单调减小, 而是震荡式减小, 有时天线的输入阻抗会小于完全导体平面上单极天线的输入阻抗。随导体平面尺寸的增加, 最终趋近于完全导

的, 所以可以采用二维 FDTD 计算包围天线空间内各场点的值, 然后利用(5)式计算天线的输入特性。取单极天线的高度分别为 9.375(8 MHz)、18.75(4 MHz), 天线半径分别为 0.10, 0.21, 表 1 给出了天线架设在不同介质平面上时, 天线的输入阻抗。

为减少发射功率的损耗, 往往在有耗介质平面上放置有限的导体平面替代无限大导体平面, 以提高天线的发射效率。图 3 给出了在相对介电常数为 $\epsilon_r = 4$, 电导率为 $\sigma = 2 \times 10^{-3} \text{ S/m}$ 的介质平面上, 放置不同直径的导体平面时, 天线的输入阻抗。天线的高度为 6m, 半径为 0.10m, 计算频率为 12MHz。

体平面上单极天线的输入阻抗。这种现象表明, 导体平面与介质地之间存在的突变, 会引起电磁波的反射使根部的电流发生变化, 而这种影响与圆导体平面的尺寸有关。

实际天线架设时, 往往用网格组成的地网替代完全导体平板。这时地面的等效阻抗不为零, 计算时可以利用 Frank R. A^[7] 给出的公式计算地面的等效阻抗, 然后利用此方法计算天线的输入阻抗。

参考文献

- [1] Maloney, J. G. and Smith, G. S. The use of surface impedance concepts in the finite difference time domain method [J]. IEEE Trans. Electromagnetic Compat., 1992, 40(1):38.
- [2] Beggs, J. H. and Luebbers, R. J.. Finite difference time domain implementation of surface impedance boundary condition [J]. IEEE Trans. Antenna and propagation, 1992, 40(1):49.
- [3] Jams G. M. and Glnn, S. S.. Accurate computation of the radiation from simple antennas using the finite difference time domain method [J]. IEEE Trans. on

antenna and propagation, 1990, 38(7).

- [4] Chen, L. And Uno, T.. FDTD method analysis of a mono-pole antenna mounted on a conducting rectangular box [J]. IEEE AP-S Int. Symp. Dig., 3, 1670, 1992.
- [5] Karls, K. , and Raymond, J. L.. Finite difference time domain method for electromagnetics. CRC Press, Inc. , 1993.
- [6] Hildebrand, F. B.. Introduction to numerical analysis [M]. New York:Dover, 1974, P. 457~462.
- [7] R. A. Frank. Design of Optimum Buried-Conductor RF Ground System [J]. proceeding of the I. R. E, July , 1952, P846~852.

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,一直致力于专注于微波、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>