

文章编号:1005-6122(2004)03-0001-05

探针馈电圆柱共形微带天线阻抗特性 的 FDTD 法分析^{*}

何 芒 徐晓文

(北京理工大学电子工程系,北京 100081)

摘要: 将圆柱坐标系下非分裂式理想匹配层吸收边界条件(UPML)引入到圆柱共形微带天线的全波分析中,并给出了其中的场量迭代方程,明显地减小了计算空间,简化了编程;提出了圆柱坐标系下考虑有限尺寸探针半径的新算法,使得计算结果更加精确;应用 GPOF 方法预估了时域晚时响应,使计算时间减少了 70% ~ 90%。本文给出的模型能够对任意多层圆柱共形结构的微带天线进行计算,因此对此类天线的 CAD 设计具有实际意义。

关键词: 时域有限差分法,理想匹配层,圆柱共形微带天线,广义函数束方法

FDTD Analysis of the Impedance Characteristics of the Probe-fed Cylindrically Conformal Microstrip Antennas

He Mang, Xu Xiaowen

(Dept. of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081)

Abstract: The unsplit perfectly matched layer (UPML) absorbing boundary condition in cylindrical coordinate is adopted in the full-wave FDTD analysis of cylindrically conformal microstrip antennas to minimize the computational domain and to simplify the programming, the iterative equations in UPML are also given; the thin-wire algorithm for consideration of the effect of the radius of the feeding probe in cylindrical coordinate is derived to make the simulation results more precise; the computational time is reduced by the order of 70% ~ 90% using the GPOF method to predict the late-time response in time domain. The numerical model in this paper can be used to simulate the microstrip antennas in arbitrary cylindrically conformal structure, which is very important for CAD of this type of antenna.

Key words: Finite-difference time-domain method, Perfectly matched layer, Cylindrically conformal Microstrip antennas, Generalized pencil of functions method

引 言

圆柱共形微带天线以其剖面低、重量轻、制造成本低以及能与载体共形等优点在航空航天、移动通信、卫星通信等众多领域得到了广泛的应用^[1]。对此类天线的分析有学者已经提出了多种方法,简单的数值模型有腔模理论和传输线模型^[1],但是这些方法仅仅适用于单层介质和薄介质衬底的情形,对于多层媒质,多个贴片和厚介质衬底情形却无能为力。更为严格和普遍的方法是全波分析方法,一种常用方法是积分方程结合矩量法数值求解。从理

论上来讲,这种方法能够模拟任意多层介质、任意多个贴片天线的普遍情况。但是这种方法需要利用任意多层圆柱分层媒质中并矢格林函数,虽然这些格林函数表达式可以用迭代的方法推导出来^[2],但过程复杂,而且由于涉及复宗量圆柱函数的数值计算,使得分析十分困难甚至不可能^[3]。因此,到目前为止,现有的文献对于圆柱共形微带天线的矩量法分析仅限于有限的几种结构,如单层介质单贴片、介质覆盖单层介质单贴片、带空气间隙的单层介质单贴片^[1]或单层介质多个贴片^[3]的情形。这些方法有时不能适应工程实际需要(例如叠层结构多个贴片

* 收稿日期:2003-09-23;定稿日期:2004-04-16

基金项目:博士点专项基金项目(20010007012)

的情况)。另一种有效的全波分析法是 FDTD 方法,已有很多学者将它成功应用到微带天线的分析之中,但大都局限于平面结构。对于圆柱共形结构天线的分析尚不多见,文献[4]的分析模型过于粗糙,文献[5]采用直角坐标网格分析导致网格数量庞大,文献[6]给出了介质覆盖结构的互耦分析结果,但却没有涉及方法本身描述。因此,有必要将 FDTD 分析模型进一步优化,使它能有效解决更普遍的问题。

本文引入了圆柱坐标系下非场量分裂式的理想匹配层吸收边界条件(UPML),减小了计算空间,简化了编程;为了考虑馈电探针半径变化对天线特性的影响,提出了圆柱坐标系下考虑有限尺寸探针半径的新算法,使得仿真结果更加精确;引入广义函数束方法^[7](GPOF)预估时域晚时响应,使计算时间减少了 70%~90%。

1 圆柱坐标系下的 UPML 吸收边界条件

图 1 给出了圆柱共形微带天线结构示意图,为 $N+1$ 层分层结构,从最内层的导体圆柱到最外层的自由空间编号分别为 $0, 1, 2 \dots N$, 圆柱半径为 $a_i, i = 0, 1, 2 \dots N-1$, 电参数为 $(\epsilon_i, \mu_i), i = 1, 2 \dots N$ 。微带贴片可以位于介质中的任意位置上。

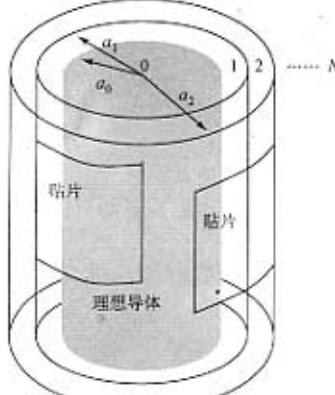


图 1 圆柱共形微带天线结构示意图

众所周知,吸收边界条件的优劣直接影响着 FDTD 的计算精度。圆柱共形微带天线结构复杂,不但存在空间辐射波而且存在表面波和消失波,因此使用精度较高的 PML 吸收边界对于此问题的求解是非常理想的,然而传统的 PML 是场量分裂式方程,这不但使编程工作变得复杂,而且加大了内存的

使用量。文献[9]给出了改进型的 PML(UPML)吸收边界条件,不需要进行场量的人为分离,更符合物理实际,并且和传统的 PML 相比具有类似甚至更优的吸收效果。因此,我们将圆柱坐标系下的 UPML 应用于圆柱共形微带天线的分析中。整个 FDTD 计算空间沿轴方向剖面如图 2 所示。在 UPML 层中,

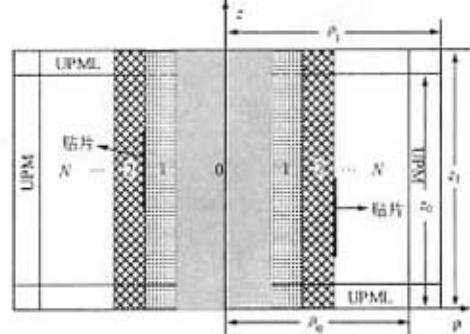


图 2 FDTD 计算空间沿轴向剖面示意图

Maxwell 方程如下:

$$\begin{aligned} \nabla \times \bar{H} &= j\omega\epsilon_0\epsilon_s \bar{E} \\ \nabla \times \bar{E} &= -j\omega\mu_0\mu_s \bar{H} \end{aligned} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{s}_c &= \begin{bmatrix} \frac{s_z}{s_p} \frac{\hat{\rho}}{\rho} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_z s_p \rho}{\hat{\rho}} 0 & \\ 0 & 0 & \frac{s_p}{s_z} \frac{\hat{\rho}}{\rho} \end{bmatrix} \\ s_m &= 1 + \frac{\sigma_m(m)}{j\omega\epsilon_0}, m \in \{\rho, z\} \\ \hat{\rho} &= \rho - j \int_{\rho_0}^{\rho} \frac{\sigma_p(\rho')}{\omega\epsilon_0} d\rho' \end{aligned}$$

ω 为角频率, σ_m 为 UPML 层中人为设置的电导率函数, 为坐标的函数, 通常采用多项式形式, 即:

$$\sigma_m(m) = \sigma_{m_{\max}} \left(\frac{m - m_0}{m_1 - m_0} \right)^n, m \in \{\rho, z\}$$

$\sigma_{m_{\max}}$ 的取值根据所设定的反射系数值而定; n 一般取 2~4 之间的值能达到最佳吸收效果; m_0 和 m_1 分别为 UPML 层的起始和结束坐标。对(1)式离散化, 可以得到圆柱坐标系下 UPML 层中的 FDTD 迭代式, 以电场的 ρ 分量为例:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_\rho = D_\rho(i, j, k) \\ D_\rho(i, j, k) = \frac{C_1(k)}{C_2(k)} D_\rho(i, j, k) + \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r(i+1/2, j, k)} \frac{\Delta t}{C_2(k)} \cdot \\ \left\{ \frac{1}{(i+1/2) \Delta \rho \Delta \varphi} [H_z(i, j, k) - H_z(i, j-1, k)] - \right. \\ \left. \frac{1}{\Delta z} [H_\varphi(i, j, k) - H_\varphi(i, j, k-1)] \right\} \\ E_\rho(i, j, k) = \frac{B_{1h}(i)}{B_{2h}(i)} E_\rho(i, j, k) + \\ \frac{1}{B_{2h}(i)} \cdot \{ A_{2h}(i) D_\rho(i, j, k) - A_{1h}(i) T_\rho \} \end{array} \right. \quad (2)$$

其中: $A_{lh}(i)$ 、 $B_{lh}(i)$ 、 $C_l(k)$ ($l = 1, 2$) 见文献[7]。 $\Delta \rho$ 、 $\Delta \varphi$ 、 Δz 分别为三个坐标方向上的网格步长, Δt 为离散时间步长。其它电磁场分量的 FDTD 迭代方程可类似得到。在其它计算区域, 仍然使用传统的圆柱坐标系迭代格式^[8], 只需在两种区域交接处进行连接即可。值得指出的有两点: 第一, 在本文研究的结构中, 最内层为完纯导体, 电磁场量均为零值, 因此迭代只需从 $\rho = a_0$ 处开始即可, 减小了计算空间; 第二, 与直角坐标系的情况不同, 此处的稳定性条件为:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta \rho}\right)^2 + \left(\frac{1}{\rho_{\min} \Delta \varphi}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad (3)$$

其中, c 为自由空间中的光速, ρ_{\min} 为迭代方程中所用半径的最小值。

2 考虑馈电探针半径的细线算法

一般来说, 馈电探针将引起附加电感效应, 尤其对于厚介质衬底情形更是如此。因此, 为了提高数值模拟的精度, 计算中应计人探针半径的影响。文

$$\begin{aligned} H_z^{n+1/2}(i+1/2, j_0 + 1/2, k_0) &= H_z^{n-1/2}(i+1/2, j_0 + 1/2, k_0) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \mu_r} \left\{ \frac{i}{i+1/2} \cdot \frac{\ln[i \Delta \rho \Delta \varphi / r_0]}{\ln[(i+1/2) \Delta \rho \Delta \varphi / r_0]} \right. \\ &\quad \left. - \frac{i+1}{i+1/2} \frac{\ln[(i+1) \Delta \rho \Delta \varphi / r_0]}{\ln[(i+1/2) \Delta \rho \Delta \varphi / r_0]} E_\varphi^n(i+1, j_0 + 1/2, k_0) \right\} + \\ &\quad \frac{\Delta t}{\mu_0 \mu_r} \frac{2}{(i+1/2) \Delta \rho \Delta \varphi} \frac{1}{\ln[(i+1/2) \Delta \rho \Delta \varphi / r_0]} E_\rho^n(i+1/2, j_0 + 1, k_0) \end{aligned} \quad (5)$$

上式中, r_0 为探针半径。 H_φ 的迭代格式可由同样的方法得到, 这里不再给出。

3 GPOF 法估计系统晚时响应

由于微带天线属于高 Q 系统, 因此使用 FDTD

献[11]给出了直角坐标系下的细线算法, 但是圆柱坐标系中的 FDTD 六面体单元的每条边并不都是直边, 如图 3 所示, 因此我们将导出新的关系式描述细线附近的场量变化。

假设探针半径 r_0 小于所在网格处 ρ, z 两个方向上的半个空间步长。在探针所占的网格(即围绕探针的网格)处, 电场迭代方程不变, 而切向磁场分量必须修正。探针沿 ρ 向放置, 所在网格空间为 $i, j_0, k_0, i_1 \leq i \leq i_2$ 。以 ρoz 平面为例, 假设场量按如下规

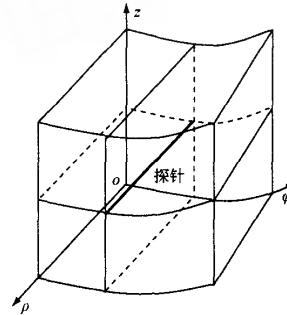


图 3 馈电探针与网格相对位置关系

律变化:

$$\left\{ \begin{array}{l} H_\varphi(\rho, j, z) = H_\varphi(i, j, k) \frac{\Delta z}{2z} \{ 1 + c_1 [\rho - (i+1/2) \Delta \rho] \} \\ E_z(i+1, j, z) = E_z(i+1, j, k) \frac{\Delta z}{2z} \\ E_z(i, j, z) = E_z(i, j, k) \frac{\Delta z}{2z} \\ E_\rho(\rho, j, k+1) = E_\rho(i, j, k+1) \{ 1 + c_2 [\rho - (i+1/2) \Delta \rho] \} \end{array} \right. \quad (4)$$

由积分形式的 Faraday 定律, 可以得到围绕探针四周处的磁场迭代方程, 以 H_z 为例:

进行分析的一个严重缺陷就是需要很长的计算时间才能使晚时响应衰减至零。有学者采用特殊的激励形式来克服这个问题, 但是这种激励模型在很多情形下并不适用^[12]。更为有效的是采用信号处理的方法来外推晚时响应。本文采用修正的广义函数束

方法(GPOF 法)来预估系统的晚时响应。与 Prony 和 ARMA 模型相比,它具有更强的抗噪声能力和更好的稳定性,而且不需要很高的阶数即可得到稳定的收敛波形^[7]。在修正 GPOF 法中,晚时响应可以表示为一系列衰减正弦波的迭加:

$$f(t_n) = \sum_{i=1}^p A_i e^{(\alpha_i + j\beta_i)(n-n_{ini})\Delta t} \quad (6)$$

p 为模型的阶数, $\alpha_i + j\beta_i$ 为第 i 个极点, A_i 为相应的系数, 由于为衰减波, 因此, α_i 应严格小于零。 n_{ini} 为使用 GPOF 方法采样区间的起始时间步。

在求取频域参数时, 需要对时域波形进行离散 Fourier 变换。使用了波形预估技术后, 系统晚时响应可以写成(7)式的解析形式, 因而可以用解析方法更快速的处理, 避免了 DFT 的直接计算, 进一步减少了计算时间。一般地, 仿真时间可减少 70% ~ 90%。

4 数值结果及讨论

天线的结构示意图如图 1 所示, 由于本文方法的普遍性, 所分析的结构既可以是单层介质单贴片的情形, 也可以是多层介质多个贴片的情况。

4.1 单层单贴片情形

天线的参数为: $a_0 = 5.0\text{cm}$, $a_1 = 5.0795\text{cm}$, $\epsilon_1 = 2.32\epsilon_0$; 贴片位于介质与自由空间界面上, z 向长度为 3.0cm , φ 向直线展开长度为 4.0cm ; 同轴探针馈电, 半径为 0.2mm ; 若以贴片中心为坐标原点, 馈电位置为 $(0^\circ, 1.0\text{cm})$ 。计算频率范围为 $0 \sim 10\text{GHz}$, 整个计算空间大小为 $21 \times 192 \times 60$ 网格。 ρ, z 方向上贴片距吸收边界的距离分别为 5 个和 3 个网格, 仍然有很好的吸收效果。激励波形为正弦调制的 Gaussian 脉冲, 采用软激励形式。图 4 给出了 $28000 \sim 30000$ 时间步上直接计算和使用 GPOF 方法预估得到的波形比较, 所用采样区间为 $15000 \sim 20000$ 时间步, 外推至 100000 步, 才得到收敛于零值的时域波形, 计算时间缩短了 80%, 预估结果是十分准确的。

图 5 给出了由上述技术计算得到的输入阻抗曲线, 和文献[3]中的测量值以及没有考虑探针半径效应的计算结果进行了比较, 本文算法的计算结果明显更加接近测量值。

4.2 介质覆盖单贴片情形

图 6 给出了介质覆盖单个贴片天线的输入阻抗随频率及覆盖介质层厚度 t 变化曲线, 图中 h 为介

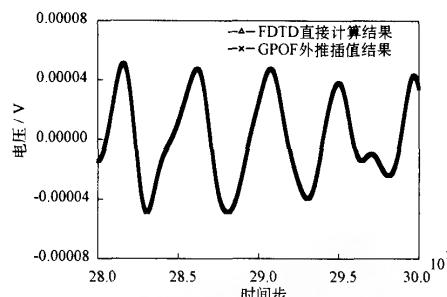


图 4 时域电压波形

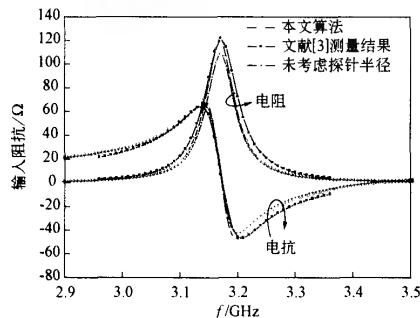


图 5 FDTD 直接计算与 GPOF 预估波形比较

质衬底厚度。这种形式的天线在实际工程中十分有意义, 比如需要考虑自然形成的覆盖物如冰层、灰尘对天线性能的影响。计算中天线各参数和上例相同, 只是最外层加了一层介质覆盖层。可见所附介的厚度对于谐振频率的影响较大, 输入阻抗随着介质厚度增大先增大然后减小, 这些影响在设计中都需要考虑。计算结果和文献[1]吻合。

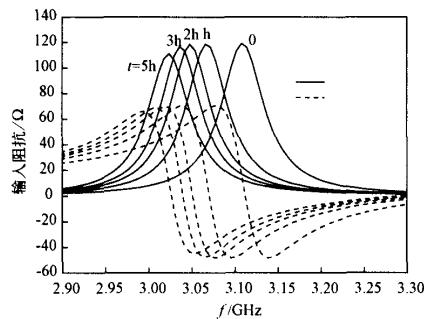


图 6 单层单贴片微带天线输入阻抗计算结果

5 结论

本文通过将 UPML 引入圆柱共形微带天线的 FDTD 分析, 使计算空间明显缩小; 提出了圆柱坐标

系下的考虑探针半径的细线算法,能够比较精确地计入探针半径对天线性能的影响,使仿真更加符合工程实际;在输入阻抗的计算中使用了GPOF方法对晚时响应进行外推预估,计算时间缩短了70%~90%。计算实例表明,本文所采用的方法与现有文献及实验数据相比,具有很好的精度和稳定性,且计算时间大大缩短。虽然本文仅计算了两种比较简单的天线结构,但是对于更为复杂的如多个贴片情况,并不增加计算的难度。因此,本文方法可以分析一般情形的圆柱共形微带天线特性。

参 考 文 献

- [1] Wong K L, Design of nonplanar microstrip antennas and transmission line. John Wiley&Sons, Inc., 1999
- [2] Chew W C, Waves and Fields in Inhomogeneous media. New York: Van Nostrand, 1990
- [3] Tam W Y etc., Cylindrically rectangular microstrip antennas with coplanar parasitic patches. IEE Proc. - Microw. Antennas Propag., 1995, 142(4): 300~306
- [4] Park Dong-Hee Park, Analysis of cylindrical rectangular microstrip patch antennas on cylinder body by using the finite difference time domain method. Proceedings of ICCEA99, Beijing, 1999, 207~209
- [5] Yu Wenhua etc. Application of FDTD method to conformal patch antennas. IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., 2001, 148(3): 218~220
- [6] Byungje Lee etc. Dielectric cover effect of mutual coupling between cylindrical - rectangular microstrip patch elements with the conformal FDTD method. Microwave and optical letters, 2002, 33 (1): 64~68
- [7] Sarkar T K, Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1995, 37 (1): 48~55
- [8] Berenger J P, A perfectly matched layer for the absorbing of electromagnetic waves. Journal of Computational Physics, 1994, 114:185~200
- [9] Gedney S D, An anisotropic PML absorbing media for FDTD solution of fields in lossy dispersive media. Electromagnetics, 1996, 16: 399~415
- [10] Taflove Allen, Computational electrodynamics-the finite difference time-domain method. Artech House, 1995
- [11] Umashankar K R, Calculation and experimental validation of induced currents in coupled wires in an arbitrary shaped cavity. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1987, 35(11): 1248~1257
- [12] Lubbers R J, A simple feed model that reduces time steps needed for FDTD antenna and microstrip calculations. IEEE Trans. Antenna and Propagation, 1996, 44(7): 1000~1005

何 芒 男,1976年6月生。1998年毕业于北京理工大学电子工程系电磁场与微波技术专业,同年免试攻读该专业硕士学位,2000年提前攻博。主要从事微带天线,电波辐射与传播和计算电磁学研究。

徐晓文 男,1957年2月生。北京理工大学电子工程系电磁场与微波技术专业教授,博士生导师。主要研究方向为分层媒质中电波辐射与传播、超低副瓣相控阵天线、宽带微带天线、共形相控阵天线和智能天线等。

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>