

折线振子天线的时域有限差分法分析

蒋立辉¹, 陈 妹¹, 党 涛², 郑宏兴³

(1. 中国民航大学 通信与信息处理研究所, 天津 300300; 2. 四川九洲电器集团有限责任公司第一研究所, 四川 绵阳 621000;

3. 天津工程师范学院 电子工程系, 天津 300222)

摘 要:研究了在手机和掌上电脑等移动通信终端上应用的平面折线振子天线,用三维变换方向隐式时域有限差分法(ADI-FDTD)进行仿真。利用各向异性参数得到改进的ADI-FDTD方法,并给出计算公式便于提高计算效率和精度,对新算法的稳定性、色散关系及参数的选取进行了研究。然后用这种方法研究了平面折线振子天线的反射系数、电压驻波比和带宽等特性,得到一些有参考价值的结论。

关键词:平面折线振子天线;时域有限差分方法;各向异性系数;数值色散

中图分类号:TN821 **文献标识码:**A **文章编号:**1001-5000(2008)02-0029-04

Analysis of Meander Line Antenna Using Finite-Difference Time-Domain Algorithm

JIANG Li-hui¹, CHEN Mei¹, DANG Tao², ZHENG Hong-xing³

(1. Institute of Communications and Signal Processing, CAUC, Tianjin 300300, China;

2. Institute No. 1, Jiuzhou Electric Group Limited Corporation, Mianyang 621000, China;

3. Department of Electronic Engineering, Tianjin University of Technology and Education, Tianjin 300222, China)

Abstract: In order to develop new antennas used for hand set such as both Mobile phone and Personal Digital Assistant, a meander line structure is investigated in this paper. The three-dimensional alternating-direction implicit finite-difference time-domain (ADI-FDTD) method is applied to simulating the complex structure. By making use of anisotropy parameters, we get modified ADI-FDTD. And the equations have been proposed so that the computational efficiency and precision can be increased. Then the stability, dispersive relation, and selection of additional parameters of the proposed algorithm have been studied. Finally, using the new method, reflecting coefficient, voltage standing wave ratio, and bandwidth of the meander line antenna have been calculated, some characteristics of the antenna are discussed, and significant results are obtained.

Key words: meander line antenna; finite-difference time-domain method; anisotropic coefficient; numerical dispersive

无线通信技术及业务的迅速发展对天线提出了许多新的研究方向,促使许多新型天线的诞生。对于手机和掌上电脑等无线通信终端而言,要求天线有尽可能小的体积和优越的发射接收性能。单极子天线结构简单,但是辐射效率受到限制。微带天线由于其物理性能方面具有的许多突出优点而被广泛使用,但是难以做到有足够宽的频带。折线振子天线最具有灵活性,它集中了上述天线的优点,其应用受到了设计人员的重视。因为一个天线系统的设计和实验将是一项复杂且耗费巨大的工作,进行重复的实验是不现实的,但进行精确的数值仿真则可以实际设计提供合理的参考。目前

在天线数值计算中应用较多的是矩量法^[1]、有限元法^[2]和时域有限差分法(FDTD)^[3],而且这些方法被认为是成功的。特别是FDTD的提出是当代计算电磁学的一项重大突破,它在时域内直接求解Maxwell方程,能够很好地再现波动的全过程,具有很好的稳定性和收敛性。因而在工程电磁学各个领域倍受重视,对分析和设计复杂结构天线具有重要意义。但是,在分析折线振子等复杂结构时,需要对计算网格进行更细致的划分,这就需要占用很多的计算机资源。

本文以分析手持终端上的折线振子天线为目的,对变换方向隐式(ADI)的FDTD^[4]给出了一种改进方法,

收稿日期:2007-12-28;修回日期:2008-03-11

基金项目:天津市应用基础及前沿技术研究计划(07JCYBJC16800)

作者简介:蒋立辉(1964-),男,黑龙江克山县人,教授,博士,研究方向为激光雷达、图像处理及光电子技术。

即通过添加各向异性参数来修正相速度误差,从而减少数值色散,有效提高了 ADI-FDTD 方法的计算精度和效率。采用这种改进的 ADI-FDTD 方法,研究了折线阵子天线的反射系数、电压驻波比和相对带宽等天线参数,得出了对设计这类天线有参考价值的结论。计算过程表明,在保证计算精度的前提下,这种方法有效地减少了计算机资源的占用。

1 折线阵子天线分析模型

垂直于接地平面的折线振子天线如图 1 所示,折线振子采用印刷结构以最大限度减小其所占的体积。套管仍然采用相同材质的金属圆柱,无损耗介质基片既能作为振子的支撑,又能减小几何尺寸。振子的高度为 L_m ,宽度为 e_2 ,折线间距为 e_1 ,套管的高度为 l 。这种天线通常采用微带线和同轴线两种馈电方式。为了与外接 50 Ω 同轴线相匹配,同时便于调节辐射电阻,本文的接地板采用微带结构,由印刷的相位匹配网络分别与天线振子和同轴馈电端子相连接。

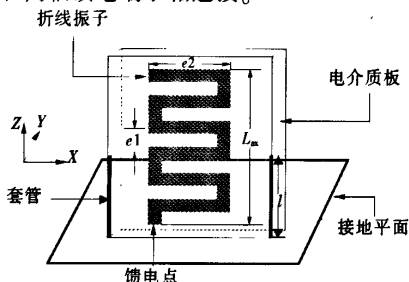


图 1 附带套管的折线振子

Fig.1 Meander line antenna with sleeve

采用 ADI-FDTD 方法仿真时,本文激励源设置采取一种新方法,将激励设置划分出来成为一个单独的网格空间(激励空间),而所研究的微带结构处于另一个网格空间内(微带结构空间)。激励空间的作用是迭代产生微带线入射场,然后将这种入射场通过连接面加入到微带结构网格空间中。为使激励空间仅有人射波,空间两端用理想匹配层(PML)吸收层^[9]端接,并将微带线延伸入 PML 中。对微带结构空间来说,连接面就是总场、反射场分界面。它的反射区域终端连接着 PML,与馈电无关,不存在二次反射,这就解决了普通正弦波激励所存在的问题。这种激励源既可用脉冲波激励,又可用正弦波激励,在计算过程中,源所在平面无需切换成吸收边界。计算天线的谐振频率、耦合频带宽度时,采用 Gauss 脉冲激励,通过快速傅里叶变换,一次计算就可得到上述参数的宽频带特性。而计算天线的方向

图时,为减少计算机的计算量和存储空间,则采用正弦波激励。

2 ADI-FDTD 算法改进

Maxwell 旋度方程为

$$\nabla \times \mathbf{E} = \partial \mathbf{B} / \partial t - \mathbf{J}_m \quad (1a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \partial \mathbf{D} / \partial t + \mathbf{J}_e \quad (1b)$$

在三维各向同性介质中,介电常数 ϵ_r 和 μ_r 分别乘

以各向异性参数 $\bar{\epsilon} = \text{diag}[\epsilon_x, \epsilon_y, \epsilon_z]$ 和 $\bar{\mu} = \text{diag}[\mu_x, \mu_y, \mu_z]$, 这些添加的参数与电磁场各分量对应。不失一般性,这里假设 $\bar{\epsilon} = \bar{\mu}$ 。于是, T. Namiki 的 ADI-FDTD 迭代公式^[10]表达为:

过程一

$$E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} = C_e E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^n + D_e \left(\frac{\partial H_z}{\epsilon_x \partial y} \Big|_{i+1/2,j,k}^n - \frac{\partial H_y}{\epsilon_x \partial z} \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} \right) \quad (2a)$$

$$H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} = C_h H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^n - D_h \left(\frac{\partial E_z}{\epsilon_x \partial y} \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - \frac{\partial E_y}{\epsilon_x \partial z} \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \right) \quad (2b)$$

过程二

$$E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1} = C_e E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} + D_e \left(\frac{\partial H_z}{\epsilon_x \partial y} \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1} - \frac{\partial H_y}{\epsilon_x \partial z} \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} \right) \quad (3a)$$

$$H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} = C_h H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - D_h \left(\frac{\partial E_z}{\epsilon_x \partial y} \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} - \frac{\partial E_y}{\epsilon_x \partial z} \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} \right) \quad (3b)$$

其中

$$C_e = \frac{2\epsilon_0\epsilon_r - \sigma_e\Delta t}{4\epsilon_0\epsilon_r + \sigma_e\Delta t} \quad D_e = \frac{2\Delta t}{4\epsilon_0\epsilon_r + \sigma_e\Delta t}$$

$$C_h = \frac{2\mu_0\mu_r - \sigma_m\Delta t}{4\mu_0\mu_r + \sigma_m\Delta t} \quad D_h = \frac{2\Delta t}{4\mu_0\mu_r + \sigma_m\Delta t}$$

式中: ϵ_x 为人为添加的计算参数,与媒质无关。为了节省篇幅,在式(2)和式(3)中,其余 4 个电磁场分量 E_y 、 E_z 、 H_y 和 H_z 因形式与式(2)和式(3)类似,这里未给出。

不失一般性,利用二维 TE 波可证明添加参数不影响 ADI-FDTD 的计算稳定性。设二维 TE 波本征模

$$E_{x,y} = E_{x0,y0} \zeta_i \exp\{-j(k_x x + k_y y)\} \quad (4a)$$

$$H_z = H_{z0} \zeta_i \exp\{-j(k_x x + k_y y)\} \quad (4b)$$

带入式(2)得到本征模方程的解

$$p\zeta_1^2 - 2\zeta_1 + q = 0 \quad (5)$$

其中

$$p=1+\left(\frac{\Delta t}{\sqrt{\mu\epsilon}\epsilon_x\Delta x}\right)^2\sin^2\left(\frac{k_x\Delta x}{2}\right)$$

$$q=1+\left(\frac{\Delta t}{\sqrt{\mu\epsilon}\epsilon_y\Delta y}\right)^2\sin^2\left(\frac{k_y\Delta y}{2}\right)$$

这里 $\mu=\mu_0\mu_r$, $\epsilon=\epsilon_0\epsilon_r$ 。因 ϵ_x, ϵ_y 均为正数,由式(5)得

$$\zeta_1=(1\pm j\sqrt{pq-1})/p \quad (6a)$$

按照相同的办法,由式(3)和式(4)可得

$$\zeta_2=(1\pm j\sqrt{pq-1})/q \quad (6b)$$

进而得到

$$|\zeta_1| \cdot |\zeta_2| = 1 \quad (7)$$

可见增加各向异性参数并不改变 ADI-FDTD 算法的稳定性。

对于三维问题的数值色散,假设

$$\Delta x \geq \max(\Delta y, \Delta z) \quad (8)$$

于是,沿 x 轴的归一化相速度

$$A_x = \frac{v_x}{c} = \frac{\pi}{R \sin^{-1} \left[\left(\frac{\Delta x \sqrt{\epsilon_x \epsilon_y}}{c \Delta t} \right) \tan \left(\frac{\omega \Delta t}{2} \right) \right]} \quad (9)$$

式中: R 定义为网格的空间分辨率,表示为

$$R = \frac{\lambda}{\max(\Delta x, \Delta y, \Delta z)} \quad (10)$$

可得到色散关系

$$\tan^2(A_x \xi \eta Z \sqrt{\epsilon_x \epsilon_y}) = \xi^2 \epsilon_x \sin^2(\eta Z \cos \theta) + \xi^2 Z^2 \epsilon_y \sin^2(\eta \sin \theta) + \xi^2 \epsilon_x \sin^2(\eta Z \cos \theta) \cdot \xi^2 Z^2 \epsilon_y \sin^2(\eta \sin \theta) \quad (11)$$

式中: θ 为沿 x 轴正方向的入射角; $\xi = S/\sqrt{\epsilon_x + \epsilon_y Z^2}$; $\eta = \pi/(A_x R \sqrt{1+Z^2})$ 。 S 为 Courant 数^[7]。考虑到 ϵ_x, ϵ_y 与 θ 无关,分别令式(11)中的 $\theta=0^\circ$ 和 $\theta=90^\circ$,经过适当变换,得到

$$\epsilon_x = \frac{a^2 + b^2}{A_x^2 S^2 \eta^2 b^2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{abS}{\sqrt{a^2 + b^2}} \right) \right]^2 \quad (12)$$

$$\epsilon_y = \frac{a^2 + b^2}{A_x^2 Z^2 S^2 \eta^2 a^2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{abS}{\sqrt{a^2 + b^2}} \right) \right]^2 \quad (13)$$

式中: $a = \sin \eta$, $b = \sin(Z\eta)$ 。 Z 由网格剖分决定,选取适当的 Courant 数 S 和 A_x 满足式(11), ϵ_x, ϵ_y 即可确定。

3 计算结果及分析

3.1 网格大小和时间步的估计

在进行传统的 FDTD 编程时,网格的大小必须给

出,这有助于对天线的建模。为了保证数值稳定的要求,网格大小不是随意给定的,一般要保证 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 的值小于所感兴趣频段内最小波长的 $1/10^{[7]}$ 。而在本文的 ADI-FDTD 编程中,根据选用的工作频段及满足参数要求,可以设 $Z=20, R=20, S=20$ 。这就使得为保证最后计算结果的数值收敛性、稳定性和精度,可以估计网格划分和时间步,其满足下列条件

$$\Delta t = \frac{S}{c \sqrt{(\epsilon_x \epsilon_z \Delta x^2)^{-1} + (\epsilon_x \epsilon_z \Delta y^2)^{-1} + (\epsilon_x \epsilon_y \Delta z^2)^{-1}}} \quad (14)$$

其中: $Z_1 = \frac{\Delta x}{\Delta y}$, $Z_2 = \frac{\Delta x}{\Delta z}$, $Z = \sqrt{1+Z_1^2+Z_2^2}$ 。

3.2 入射源

时域有限差分法用于微带天线仿真时,一般采用基带高斯脉冲电压作为其入射源。其数学表达式为

$$g(t) = \exp[-(t-t_0)^2/T] \quad (15)$$

式中: T 由所要观察频率的最大值所决定,即 $T=500/f_{\max}$,其中频率单位为 GHz, T 的单位是 ps。

在进行平面折线振子天线的分析和设计时,所关心的主要是其在谐振频率下的场值大小和方向图。故利用频域方法是分析天线的首选方法,其激励源采用

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \quad (16a)$$

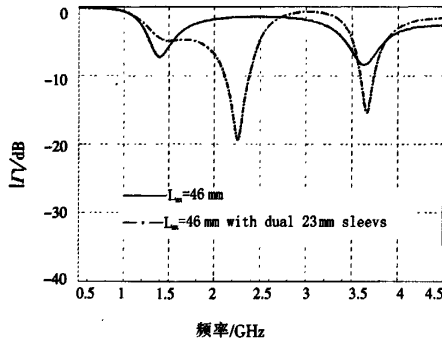
$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \quad (16b)$$

3.3 算例

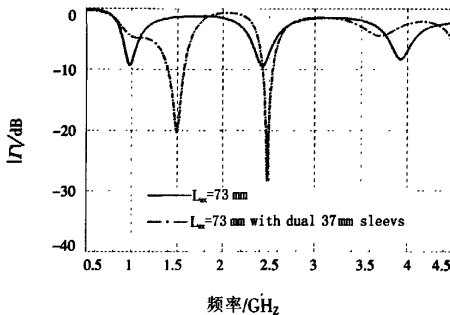
如图1所示的天线, $e_1=e_2=3$ mm, 印刷的金属线宽度为 1 mm, 振子的高度 L_m 作为可选参数。其设计目标是要得到一个输入阻抗为 50 Ω , 工作频率在 0.9~3.0 GHz 的天线。

首先研究套管的影响。两个套管距离振子的边缘均为 3 mm, 其长度可以调节, 与 50 Ω 阻抗匹配, 根据实验, 一般长度为 $l=0.5L_m$ 。图2给出有无套管时天线的反射系数 $| \Gamma |$ 与频率的关系。振子长度增加时, 工作频率降低。同时可以看出, 加套管后, 谐振频率提高。

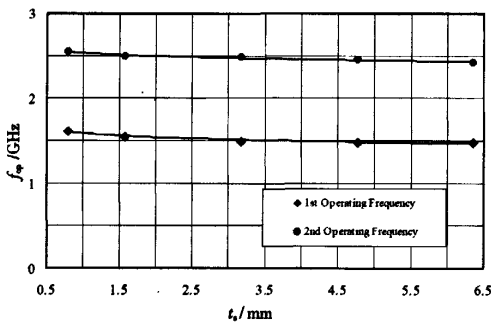
当保持振子长度为 73 mm 不变时, 改变介质板的厚度对天线的电性能会产生什么影响呢? 图3给出了介质板厚度(t_s)对工作频率(f_0)、电压驻波比(VSWR)和频带宽度(Bandwidth)的影响。图3中的第1和第2工作频率分别为 $f_{01}=1.58$ GHz, $f_{02}=2.53$ GHz。可看出, 介质板厚度对电压驻波比影响较明显。厚度越小, 电压驻波比也越小, 但对带宽和工作频率的影响很小。



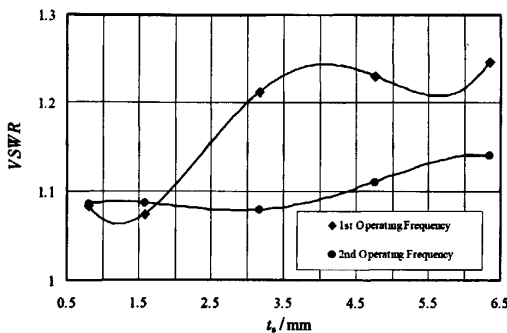
(a) 振子长 46 mm



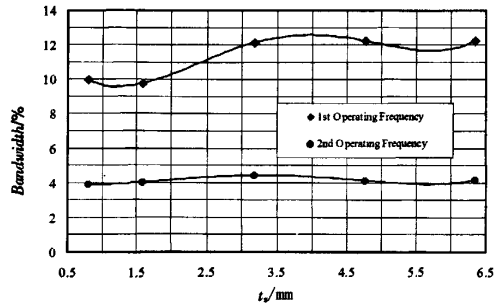
(b) 振子长 73 mm

图2 不同长度折线振子天线的反射系数 $|\Gamma|$ Fig.2 Meander line antennas reflectance($|\Gamma|$) of different length

(a) 与工作频率的关系



(b) 与电压驻波比的关系



(c) 与相对带宽的关系

图3 不同厚度介质板对天线性能的影响

Fig.3 Different thickness of dielectric-slabs effect to the performance of antenna

4 结语

如果利用传统的 FDTD 方法,对折线振子天线进行仿真,实现起来比较困难。因为内部的细微结构使得精确建模和高效计算难以实现。采用本文介绍的改进算法,完全克服了上述困难。用这种改进算法研究了折线振子天线,结果表明:用薄板可以改善电压驻波比,增减折线的数目可以调整工作频率,采用套管可以有实现阻抗匹配。

参考文献:

- [1] PSYCHOUDAKIS D, KOH Y H, VOLAKIS J L, et al. Design method for aperture-coupled microstrip patch antennas on textured dielectric substrates[J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2004, 52 (10): 2763-2766.
- [2] JIN J M, VOLAKIS J L. A hybrid finite element method for scattering and radiation by microstrip patch antennas and arrays residing in a cavity[J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1991, 39(11): 1598-1604.
- [3] 葛德彪, 闫玉波. 电磁波时域有限差分方法[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
- [4] ZHENG F, CHEN Z, ZHANG J. A finite-difference time-domain method without the courant stability conditions[J]. Microwave and Guided Wave Letters, 1999, 9(11): 441-443.
- [5] Roden J A, Gedney S D. Efficient implementation of the uniaxial based PML media in three-dimensional nonorthogonal coordinates with the use of the FDTD technique [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 1997, 14(2): 71-75.
- [6] Namiki T. 3D ADI-FDTD method-unconditionally stable timedomain algorithm for solving full vector Maxwells equations[J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technology, 2000, 48(10): 1743-1748.
- [7] TAFLOVE A, HAGNESS S C. Computational Electrodynamics[M]. Norwood, MA: Artech House, 2000.

(责任编辑:王纪宽)

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>