

文章编号 1005-0388(2001)01-0034-05

# 同轴馈电耦合微带贴片天线的 时域有限差分法分析\*

许 锋<sup>1</sup> 洪 伟<sup>1</sup> 冯祖伟<sup>2</sup>

(1. 东南大学国家毫米波重点实验室, 江苏 南京 210096; 2. 南京电子技术研究所 江苏 南京)

**摘要** 提出一种融合曲线坐标和直角坐标的区域网格划分方法。在同轴线区域采用曲线坐标网格,用以代替传统的阶梯剖分,在其它区域及边界上采用直角坐标网格,从而极大地提高了计算效率。同时,在时域有限差分法中还采用了非均匀网格划分、PML 吸收边界和 Prony 外推法等技术,对同轴馈电的耦合微带贴片天线进行了分析。

**关键词** 时域有限差分法 共形网格 吸收边界条件 微带天线  
**中图分类号** TN820 **文献标识码** A

## The analysis of a coaxial probe-fed coupled patch antenna using the FDTD method

XU Feng<sup>1</sup> HONG Wei<sup>1</sup> FENG Zu-wei<sup>2</sup>

(1. State Key Lab. of Milimeter Waves, Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China;

2. Nanjing Research Institute of Electronics and Tech. Nanjing Jiangsu, china)

**Abstract** A method is proposed for the integrated use of conformal grids and rectangular grids. In the coaxial line region, conformal grids are used instead of the classical staircasing method. In other regions and boundaries, rectangular grids are used. This greatly increased the calculation efficiency. Besides, the FDTD method with nonuniform orthogonal grids, extrapolation techniques and perfectly match layer (PML) are also applied to analyze a coaxial feeding coupled patch antenna.

**Key words** time-domain finite-difference conformal mesh absorbing boundary condition; microstrip antenna

## 1 引言

结构最简单的微带天线是由贴在带有金属底板的介质基片上的辐射贴片所购成的。微带天线的馈电方式分为侧馈和底馈两种,所谓侧馈是指馈线(通常是微带传输线)从辐射元的侧面馈入。底馈则是指馈线从微带天线的底部接入,通常是用同轴线的内导体穿过接地板和基片与辐射元相联接,外导体直接联接 to 接地板上。微带天线的一个主要缺点是它的

频带很窄。为了展宽频带,一种方法就是采用电磁耦合微带天线,图 1 所示为一种双层耦合微带天线。每个导体贴片下方是薄的介质基片,两个基片之间由空气或  $\epsilon_r \approx 1$  的泡沫隔开。下方贴片称为馈电贴片,由同轴线直接馈电;而上方贴片称为辐射贴片。辐射贴片通过电磁耦合而被激励。当空气或泡沫隔层比较小时,可以出现双谐振峰值。实验研究表明,当空气或泡沫隔层超过一定厚度后,低谐振点会消失,这

时只剩下一个谐振点。如果把辐射单元尺寸设计得大于馈电单元尺寸,同样也会出现单谐振峰点现象。通过这种双频谐振的设计,一般可以将微带天线带宽宽到 15% 左右<sup>[1]</sup>。

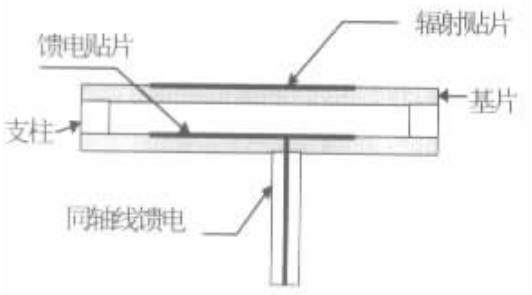


图 1 电磁耦合微带天线

分析这类双层或多层耦合微带天线,FDTD 是一种很有效的方法。但是,在处理同轴线区域时,一般是采用阶梯剖分的方法。为了满足精度要求,该区域的网格划分得很小。在稳定性条件的限制下,迭代时间步长也被约束得很小,而且,该区域各场量矩阵也不小。针对这个问题,本文提出一种融合曲线坐标和直角坐标的区域网格划分的方法。在同轴线区域采用曲线坐标网格,用以代替传统的阶梯剖分的方法;在其它区域及边界上采用直角坐标网格,以保持 FDTD 算法的简洁性和精度。通过在网格重叠的过渡区域进行数据交换,而把各计算子域结合起来。文中同时还采用了非均匀网格划分、PML 吸收边界和 Prony 外推法等技术,综合这些技术对上述的同轴馈电的耦合微带贴片天线进行了分析。这些方法和技术的综合应用大幅度地节省了计算机存储单元、减少了计算时间。

## 2 网格重叠的子域连接

对于一个复杂问题,往往可将总求解域分解成几个子域。这样有助于简化问题的分析,针对不同子域的特点,采用相应的解决方案。问题的关键是如何把这些子域正确地综合在一起,最终完成问题的求解。在本文待解的问题中,一般是把问题划分为微带天线区域和同轴线馈电区域。在处理同轴线区域时,一般采用阶梯剖分的方法。进而带来空间网格太小,增加了存储量,以及时间步长太小,造成迭代时间过长的问题。为了解决这个问题,在同轴线区域采用圆柱坐标网格,微带天线区域采用直角坐标网格。为了把这两个区域有机地结合起来,可以设置一个过渡区域。如图 2 所示,在这个区域,两种网格相互重叠。

图 2(b)中粗线条的大、小圆分别代表同轴线的外导体和内导体。最外层圆柱坐标网格上的场值,用直角坐标网格上场值插值而获得;而最里层直角坐标网格上的场值,用圆柱坐标网格上场值插值而获得。通过相互插值来完成两个区域的信息传递。用这种方法可以解决阶梯逼近所带来的问题。此外,同轴线区域用圆柱坐标网格描述,与实际情况相吻合。若采用阶梯逼近,我们在计算中发现,所加的输入信号会有一定的凋落(从 1 凋落到 0.8 左右)。为了保证迭代的稳定性和正确性,应该选用统一的插值方法,本文选用的是双线性插值方法。

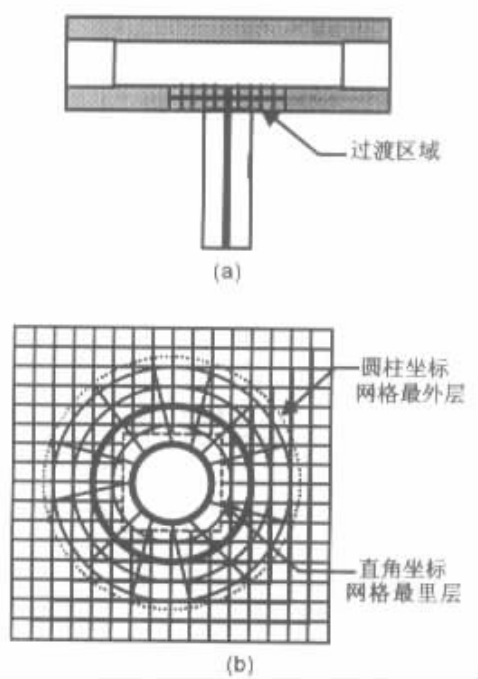


图 2 带网格重叠的过渡区域

### 2.1 双线性插值

如果把同轴线馈电方向设为  $z$  向,并把过渡区域中、两种网格在  $z$  方向上的大小设置为一样。这样三维问题就简化为二维问题,这时可以用双线性插值的方法来完成两个区域的信息传递。如图 3 所示,  $F$  为待插值获得的未知值,  $G$  为已知值。下标  $c$  表示圆柱坐标下的场值,下标  $o$  示直角坐标下的场值。这样有:

$$F_c = \frac{dx \cdot dy}{\Delta x \cdot \Delta y} G_{o1} + \frac{(\Delta x - dx) \cdot dy}{\Delta x \cdot \Delta y} G_{o2} + \frac{dx \cdot (\Delta y - dy)}{\Delta x \cdot \Delta y} G_{o3} + \frac{(\Delta x - dx) \cdot (\Delta y - dy)}{\Delta x \cdot \Delta y} G_{o4} \quad (1)$$

$$F_o = \frac{d\phi \cdot dR}{\Delta\phi \cdot \Delta y} G_{o1} + \frac{(\Delta\phi - d\phi) \cdot dR}{\Delta\phi \cdot \Delta R} G_{o2} + \frac{d\phi \cdot (\Delta R - dR)}{\Delta\phi \cdot \Delta R} G_{o3} + \frac{(\Delta\phi - d\phi) \cdot (\Delta R - dR)}{\Delta\phi \cdot \Delta R} G_{o4} \quad (2)$$

如果待求的是  $F_c(z)$ , 通过插值即可获得。如果待求的是  $F_c(r)$  或  $F_c(\phi)$ , 通过插值获得  $F_c(x)$  和  $F_c(y)$  后, 再向  $r$  或  $\phi$  方向投影即可。 $F_o$  的求解与此类似, 不再赘述。对于三维问题来说, 即此时  $z$  方向上直角坐标和圆柱坐标的网格划分得不一致, 这时要在长方体或扇形柱体内、用八个角上的场值进行插值。

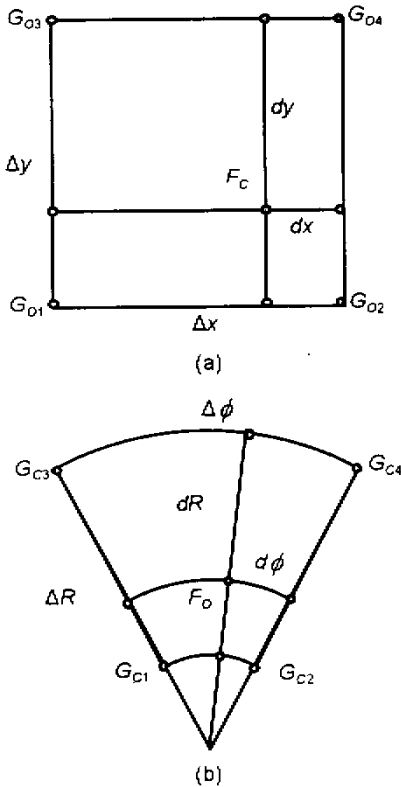


图 3 双线性插值示意图

## 2.2 稳定迭代的方法

为了保持迭代过程的稳定性, 可以采用下述几个措施:

- (1) 把直角坐标和圆柱坐标的网格划分得更细、更小。
- (2) 圆柱坐标中  $\phi$  方向上网格划分不要采用整数, 以免待求值点正好落在图 3 所示的插值块的边缘或角上。这样可使插值误差比较均衡。
- (3) 最重要和最有效的一个办法是在网格重叠

的过渡区内, 用双线性插值的方法计算所有的直角坐标和圆柱坐标下的场值  $F'_c$  或  $F'_o$ , 同时 FDTD 迭代过程中可获得  $F''_c$  和  $F''_o$  (除圆柱坐标网格的最外层和直角坐标网格的最里层)。最后将场值取为  $F_c = 1/2(F'_c + F''_c)$  和  $F_o = 1/2(F'_o + F''_o)$ 。

在选用上面的办法时, 第一个办法最好不要选用, 因为它是以增加存储量和延长计算时间为代价的。笔者在计算过程中同时使用了方法 2 和方法 3, 最终获得了良好的效果, 计算结果与实测结果很吻合。由于微带天线是谐振型的, 且同轴线又比较细, 因此对这个问题使用带网格重叠的子域连接法的成功, 表示该方法的使用具有很大的普遍性。

## 3 其余技术综述

文中还用到有关 FDTD 的其余的一些技术, 综述于下:

### 3.1 非均匀网格

非均匀网格划分方法仍保持了 FDTD 方法的简洁性, 同时可大幅度减少所用的计算机内存和计算时间。另外, 该方法具有很大的灵活性, 在复杂区域或在场量快变化区域采用细网格, 而在其它地方用粗网格。本问题的微带贴片边缘附近场量快变化区域要采用细网格。还有, 该方法粗细网格的搭配, 可以在不占用更多计算机资源的情况下, 将吸收边界推至更远处, 当吸收边界条件不良时, 这一点尤其重要。

在采用这种技术时, 网格增大率 (相邻网格空间尺寸的比率) 应该保持在 1.2 到 1.3 之间, 以免带来因网格尺寸的变化而引起的人为的不连续性。非均匀网格划分已不再具备均匀网格划分的二阶精度, 但是, 在空间网格缓变化的情况下, 其精度要优于一阶精度, 更接近于二阶精度。采用这种方法后, 通常可以将网格空间缩小 40% 到 80%, 大大节省了计算机资源。

### 3.2 Prony 外推法

在 FDTD 计算过程中, 模拟迭代过程往往需要持续很长时间, 以获得精确的频率响应。当计算的是低频响应或是谐振结构时, 这一要求尤其迫切, 否则将使谐振峰值不够尖锐。Prony 外推法首先对 FDTD 运算出来的相对短的时间里的数据进行曲线拟合, 然后以  $N$  个阻尼振荡的复指数形式表示出来, 求出振荡频率和阻尼因子, 最后由求出的振荡频率和阻尼因子算出以后时间内的数据。这些数据用 FDTD 法需要几小时甚至几十小时才能完成, 而用

外推法几十秒就可以完成。由 FDTD 算出的数据可以表示为:

$$g(t_n) = \sum_{i=1}^N A_i e^{i\alpha_i \cdot i\beta_i t_n \Delta t} \quad (3)$$

式中,  $g(t_n)$  是从取样 FDTD 时间记录中获取的已知量,  $A_i$ 、 $\alpha_i$  和  $\beta_i$  是未知量。通过使用最小二乘法并求解多项式的复根, 可求出  $A_i$ 、 $\alpha_i$  和  $\beta_i$ 。以后时间内的数据可由下式算出:

$$g(t_n) = \sum_{i=1}^N A_i e^{i\alpha_i + i\beta_i^2 (t_n - n_{initial}) \Delta t} \quad (4)$$

式中,  $n_{initial}$  表示外推时跳过未用的、起始数据的数目。另外, 由于最终的响应为零, 因此  $\alpha_i$  必须严格为负。

### 3.3 PML 技术

虚拟构造这样一种有耗媒质, 该虚拟媒质满足下列关系式:

$$\sigma/\epsilon_0 = \sigma^*/\mu_0 \quad (5)$$

式中,  $\sigma$  和  $\sigma^*$  表示 PML 中的电导率和磁损耗, 它的波阻抗与入射波的角度和频率无关, 和相邻计算域的媒质波阻抗相等。使入射波可以无反射地进入该媒质并在该媒质中逐渐耗散掉, 从而达到完全吸收的目的。PML 吸收边界条件要比二阶 Mur 条件精确 40dB 以上。

## 4 计算结果

本文以一个同轴馈电的耦合微带天线为例, 用上述方法进行计算。把计算结果和已有结果进行对比, 以验证方法的正确性。如图 4 所示馈电贴片的尺寸为:  $x_1 = 25.2\text{mm}$ ,  $y_1 = 22.06\text{mm}$ ; 辐射贴片的

尺寸为:  $x_2 = 25.2\text{mm}$ ,  $y_2 = 17.72\text{mm}$ 。层间距  $d = 7.08\text{mm}$ ,  $h_1 = 3.175\text{mm}$ ,  $h_2 = 2.35\text{mm}$ ;  $\epsilon_{r1} = 2.33$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.33$ 。馈电点距离馈电贴片左下端  $(12.5, 5)\text{mm}$ 。同轴线尺寸为: 内导体外径  $2a = 1.5\text{mm}$ , 外导体内径  $2b = 3.3\text{mm}$ 。  $b/a = 2.2$ , 特性阻抗  $Z_0$  约为  $47\Omega$ 。

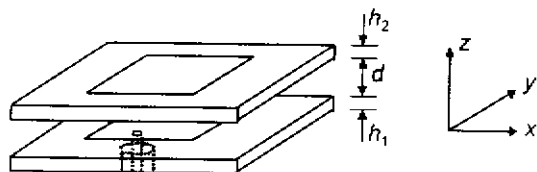


图 4 耦合微带天线三维示意图

实际计算中, 输入的高斯脉冲信号要在离接头较远处加入, 以保证该处只有 TEM 模。此同轴线区域采用圆柱坐标网格后, 场量矩阵为  $2 \times 2 \times 120$ 。如果采用阶梯逼近的方法, 该矩阵大致是  $22 \times 22 \times 120$ 。再计入时间步长的增加, 整个计算时间约为阶梯逼近时的五分之一。在天线区域, 我们采用直角坐标网格, 以便和该处结构相吻合并保持吸收边界处迭代公式的简洁性。另外, 在该处采用非均匀网格, 微带贴片边缘附近场量快变化区域采用细网格, 而在其他地方用粗网格。在不占用更多计算机资源的情况下, 将吸收边界推至更远处。在天线远区, 采用 PML 吸收边界。如图 2 所示, 我们设置一个过渡区, 从而把两个区域有机地结合在一起。迭代时间步数为 4000, 然后用外推法算 15000 步, 最终得到的反射系数曲线如图 5 所示。

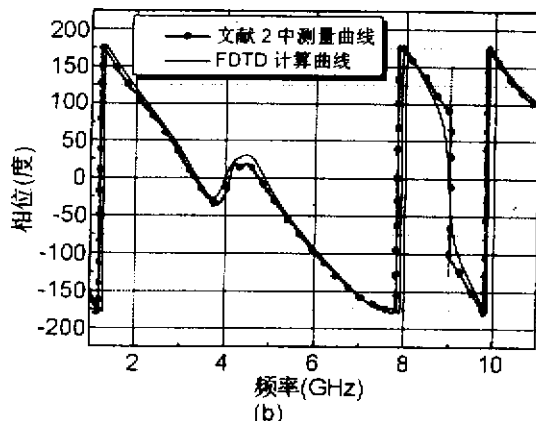
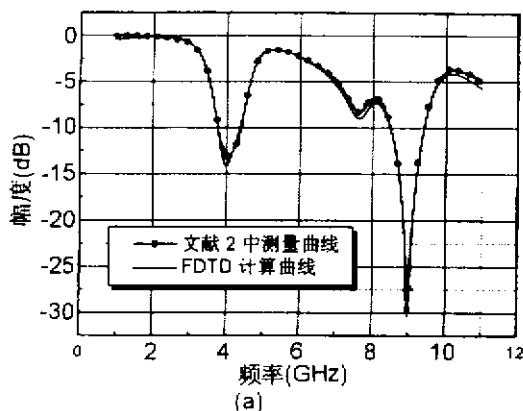


图 5 耦合微带天线的反射系数

从图中可以看出, 在 4GHz 和 9GHz 附近, 计算

与实测的反射系数的幅度曲线均有两个谐振峰值,

而相位曲线约为零度。计算曲线与实测曲线相当吻合,充分说明了文中所用方法的正确性和有效性。此外,天线第一谐振点附近的带宽约为 16%。如果把辐射贴片去掉,叠层微带天线退化为单层微带天线。

对这种情况也进行了计算,结果示于图 6。从图 6 中可以发现,天线第一谐振点附近的带宽不再被展宽。对比图 5,可得出结论:叠层微带天线通过辐射贴片和馈电贴片的相互耦合,从而展宽了天线频带。

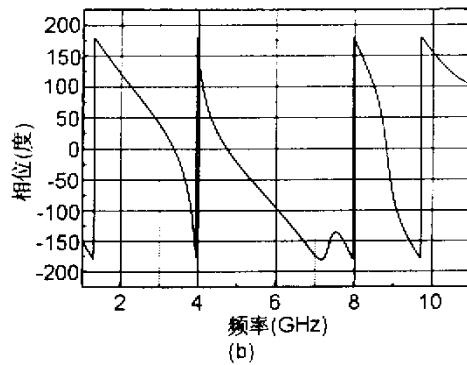
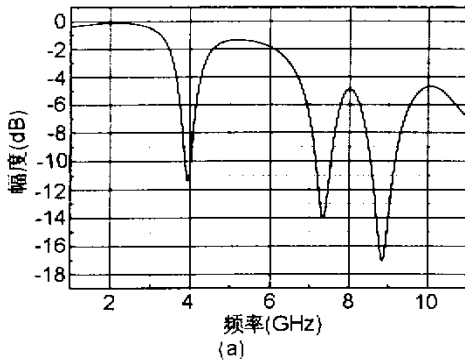


图 6 单层微带天线的反射系数

## 5 结论

本文通过对一个耦合微带天线进行 FDTD 计算,验证了文中所提出的带网格重叠的子域连结方法的正确性和有效性。该方法对不同结构的问题进行研究时,易于共形,可以大量节省计算机的存储量和计算机迭代时间。而且该方法仍保持了计算公式的简洁性,使用简便易行,且精度较高。使用过程中,结合应用其余一些新技术,可以便利地解决许多实际问题。

## 参考文献

- [1] Siva Chebolu, Raj Mittra. The Analysis of Microwave Antennas Using the FDTD Method[J]. Microwave Journal, 1996, 1: 134~150.
- [2] Chen Wu, *et al.*. Accurate Characterization of Planar Printed Antennas Using Finite-Difference Time-Domain Method[J]. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1992, 40(5): 526~534.
- [3] Daniel S. Katz, *et al.*. Validation and Extension to Three Dimensions of the Berenger PML Absorbing Boundary Condition for FD-TD meshes[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1994, 4(8): 268~270.

- [4] Wai Lee Ko, Raj mittra. A Combination of FD-TD and Prony's Method for Analyzing Microwave Integrated Circuits[J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1991, 39(12): 2176~2181.
- [5] B. Chen, *et al.*. Modified Berenger PML Absorbing Boundary Condition for FD-TD Meshes[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1995, 5(11): 399~401.
- [6] Xiaolei Zhang, K. K. Mei. Time-Domain Finite Difference Approach to the Calculation of the Frequency-Dependent Characteristics of Microstrip Discontinuities[J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1988, 36(12): 1775~1787.
- [7] C. M. Furse, O. P. Gandhi. Why the DFT is Faster Than the FFT for FDTD Time-to-Frequency Domain Conversions[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1995, 5(10): 326~328.

许锋 (1963-),男,江苏人。目前正在东南大学攻读博士学位。研究方向是电磁场时域方法数值计算,电磁散射和电路分析。

## 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](http://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](http://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](http://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>