

文章编号:1001-506X(2008)02-0197-04

电大涂覆载体天线间宽频带干扰快速分析

袁军^{1,2}, 邱扬¹, 刘其中², 郭景丽², 谢拥军²

(1. 西安电子科技大学机电工程学院电磁兼容实验室, 陕西 西安 710071;

2. 西安电子科技大学天线与微波技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 分析电大尺寸涂层体天线间的宽带干扰, 必须解决电大尺寸涂层体电磁快速计算问题和宽带参数计算问题。首先建立了天线间干扰分析模型, 并提出了一种混合单元级矢量有限元/自适应多层快速多极子算法, 算法中有限元部分的计算可在单元级上完成, 无须生成总体系数矩阵, 因此可大大节省内存及计算时间; 将多层快速多极子算法中的基函数和权函数分别用不同空间位置上的点源函数展开, 使各部分的积分计算得到大大简化, 所有转移过程可由快速傅里叶变换计算完成。最后结合波形渐进估计技术实现了宽带干扰参数的快速计算。数值结果说明了方法的有效性。

关键词: 有限元; 多层快速多极子; 天线; 干扰; 波形渐进

中图分类号: TN 802 **文献标志码:** A

Fast analysis of broad band interference coupling of antennae on electrically large coated targets

YUAN Jun^{1,2}, QIU Yang¹, LIU Qi-zhong², GUO Jing-li², XIE Yong-jun²

(1. EMC Lab of School of Electromechanical Engineering, Xidian Univ., Xi'an 710071, China;

2. National Key Lab of Antennas and Microwave Technology, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: Electrically large electromagnetic fast computation and broad band parameter fast calculation are the core technique in the broad band interference analysis of antennae on electrically large coated targets. The analytic model of interantenna interference is introduced first, a novel hybrid algorithm based on the element level vector-finite element method (ELVFEM) and the adaptive multilevel fast multipole algorithm (AMLFMA) is introduced simultaneously. The calculation of the section of ELVFEM can be finished at elementary level and no need to form the global coefficient matrix, so the CPU time and memory capacity can be reduced significantly. By expanding the basis functions and testing functions with Dirac functions on different position, the integration calculation of the AMLFMA can be simplified and all the transformation calculation can be finished by FFT. Combining this algorithm with asymptotic wave form evaluation (AWE) techniques, the broad band interference parameter can be calculated fast. Numerical results show the effectiveness of the presented method.

Keywords: FEM; MLFMA; antenna; interference; AWE

0 引言

随着隐形技术的发展, 越来越多的大型目标, 如飞行器等都会具有隐身功能, 同时根据任务需求这些载体上往往上装一定数量的无线设备, 设备之间不可避免的会产生较为严重的电磁干扰, 天线作为无线发射与接收系统中不可或缺的组成部分, 是整个系统电磁能量的主要出口与入口, 干扰现象尤为突出。为了较好的实现这些载体天线间的电磁兼容性, 实现天线的优化配置, 干扰的预估分析成为一项

十分重要的工作。

由于涂层隐身技术最为成熟也最为通用, 所以本文将重点针对大型全涂层载体展开讨论。对于复杂的涂层体问题, 矢量有限元法与多层快速多极子法的混合算法^[5-6]比较有效。矢量有限元方法具有处理任意介质复杂结构方面的灵活性, 得到的稀疏系数矩阵易于存储和求解。边界积分自动满足辐射边界条件, 是最精确和有效的边界条件, 还可最大限度压缩有限元计算区域, 减小计算量。积分方程离散后所得的稠密矩阵的计算和存储问题也被近几年迅速发

收稿日期:2007-03-01; 修回日期:2007-11-20。

基金项目: 国防预研基金资助课题(41306010402B)

作者简介: 袁军(1977-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为抗干扰与电磁兼容技术, 计算电磁学。E-mail:ken9527@163.com

展的快速多极子算法及其多层算法^[1-2]所解决。本文建立了天线间干扰分析模型,并提出了一种新型的快速算法,即混合单元级矢量有限元/自适应多层快速多极子算法(hybrid ELVEM/AMLFMA),结合波形渐进预估技术^[10]实现了电大涂层飞行器上天线间宽带干扰的快速预估分析。

1 天线干扰分析模型

对于如图1所示的涂覆载体上的任意一对收/发天线,其干扰的严重程度可以用耦合度的大小进行衡量。耦合度的定义为接收天线净输出功率 P_{out} 与发射天线净输入功率 P_{in} 之比。

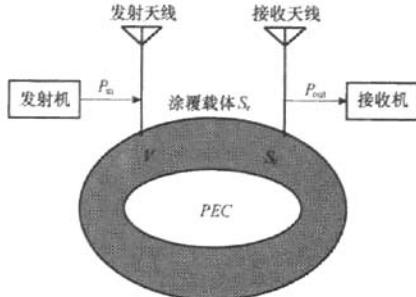


图1 涂覆载体上天线耦合示意图

任意一对收/发天线被数值离散后,发射天线的激励段和接收天线加载段可视为如图2所示的二端口网络,当求解天线间的耦合度时,必须求得二端口网络的导纳参数 Y_{ii} 、 Y_{ij} 及 Y_{ji} ,进而按照式(1)求出两段天线之间的耦合度。

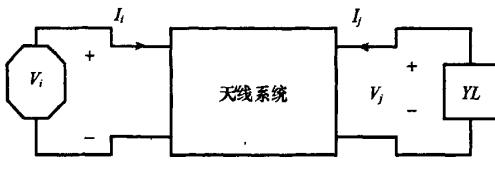


图2 天线段组成的二端口网络

$$CP = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \right) = 10 \lg \left(\frac{|Y_{21}|^2 \cdot \operatorname{Re}(Y_L)}{|Y_{22} + Y_L|^2 \cdot |\operatorname{Re}(Y_{in})|} \right) \quad (1)$$

$$Y_{in} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \quad (2)$$

根据电路知识可知二端口网络的导纳参数可以在获得端口电流后由开路、短路法求得。因为耦合特性分析涉及宽频带耦合度计算,所以获得涂层体表面的宽带电流分布是计算天线耦合度过程中最关键也是工作量最大的一步。

2 快速混合算法

在表示涂层的有效区域 V 中,电场满足的变分为

$$F(E) = \frac{1}{2} \int_V \left[\frac{1}{\mu_r} (\nabla \times E) \cdot (\nabla \times E) - k_0^2 \epsilon_r E \cdot E \right] dV + jk_0 \int_{S_c} (E \times H) \cdot n dS \quad (3)$$

为消除内谐振的影响,根据等效原理,在外边界面上采用等效面电流 $J(J = \hat{n} \times H)$ 和面磁流 $M(M = E \times n)$ 所满足的组合积分方程(CFIE)作为辐射边界条件,其表达式为

$$\alpha \cdot EFIE + (1-\alpha) \cdot MFIE \quad (0.2 \leq \alpha \leq 1) \quad (4)$$

EFIE为电场积分方程,MFIE为磁场积分方程,具体表达式如下

$$\begin{aligned} EFIE: E(r) = & -jk_0 \eta \int_{S_c} J(r') \bar{G}(r, r') dr' - \\ & \nabla \times \int_{S_c} M(r') G(r, r') dr' \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} MFIE: H(r) = & -j \frac{k_0}{\eta} \int_{S_c} M(r') \bar{G}(r, r') dr' + \\ & \nabla \times \int_{S_c} J(r') G(r, r') dr' \end{aligned} \quad (6)$$

$G(r, r')$ 和 $\bar{G}(r, r')$ 为三维自由空间的格林函数和并矢格林函数。

对有限元部分的离散,采用四面体矢量边缘元进行离散(矢量有限元),此四面体矢量边缘元在边界上可退化为三角形矢量边缘元,这种矢量基函数的表达式为

$$N_i = (L_{i_1} \nabla L_{i_2} - L_{i_2} \nabla L_{i_1}) l_i \quad (7)$$

L 为体积坐标, l_i 为四面体第 i 条边的长, i_1 和 i_2 为四面体第 i 条边的两个顶点。可以发现,对于三角形面元来说 $n \times N$,实际上就是 RWG 基函数。因此,采用矢量边缘元基函数使有限元方程和边界积分方程的离散在一定程度上具有了一致性,使电磁建模过程得到简化。

将方程(3)和(4)离散后,得到如式(8)所示的矩阵方程。 $\{E_i\}$ 是区域 V 内的未知离散电场参量, $\{E_s\}$ 和 $\{H_s\}$ 分别是边界面 S_c 上的未知离散电场和磁场参量。矩阵 K_H 、 K_{IS} 、 K_{SI} 、 K_{SS} 、 B 都是稀疏矩阵,而且 K_{II} 、 K_{SS} 是对称的, B 是反对称的,且 $K_{IS} = K_{SI}^T$ 。 P 、 Q 分别是边界积分方程离散后与 $\{E_s\}$ 和 $\{H_s\}$ 相对应的系数矩阵。

$$\begin{bmatrix} K_{II} & K_{IS} & 0 \\ K_{SI} & K_{SS} & B \\ 0 & P & Q \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} E_i \\ E_s \\ H_s \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{Bmatrix} \quad (8)$$

用迭代法求解矩阵方程式(8)时不可避免的要涉及到矩阵与向量乘积的计算,传统的有限元方法中,有限元的整体系数矩阵(设为 K)都是显式存在的,求解电大目标的散射问题时整体系数矩阵的往往十分巨大,向量积的运算的规模也是很可观的。本文提出的单元级矢量有限元算法的计算思想是将一个总体矩阵向量积计算转化到一组单个矩阵向量积的运算,无须生成整体系数矩阵。当用边界积分法求解实际问题时,有限元整体系数矩阵 K (此处 K 实际上为四面体单元的单元系数矩阵所构成的总体系数矩阵,暂时不考虑积分边界上的单元,即式(8)中的 P 、 Q 可先视为零阵)有式(9)所示的分裂形式,即

$$K = \sum_{i=1}^N K_i \quad (9)$$

K_i 表示与第 i 号单元相应的对应整个问题的全局矩阵,

这个矩阵中与第 i 号单元有关的行和列上的元素不为零, 这些不为零的元素就是第 i 个单元的单元系数矩阵中的元素。 N 为单元总数。则 ELVFEM 算法中总体系数矩阵向量积的计算过程可由以下式表示

$$\begin{aligned} \langle b \rangle &= K\{x\} = (\sum_i K_i)\{x\} = \\ &\sum_i (K_i, x) = \sum_i K_i x_i = \sum_i \langle b_i \rangle \\ \langle b \rangle &= \langle 0, 0, b \rangle^T, \{x\} = \{E_t, E_s, H_s\}^T \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中 x_i 是与 K_i 相应的向量, $\{x_i\}$ 中的非零元素就是 $\{x\}$ 中的元素。假设第 i 个单元与第 p_1, p_2, \dots, p_m 号自由度有关, 则 $\{x_i\}$ 就是这样一个向量

$$\begin{cases} x_i(p_j) = x(p_j), (j = 1, 2, \dots, m) \\ x_i(q) = 0, q \neq p_j, (j = 1, 2, \dots, m) \end{cases} \quad (11)$$

可以发现 $K_i\{x\}$ 完全由第 i 号单元决定, 因此可同时在“单元级”上计算稠密矩阵 K^i 与相应向量 $\{x^i\}$ 的乘积。这里 K^i 为第 i 号单元的单元系数矩阵, $\{x^i\}$ 表示与之相应的向量, 为了与 K_i 和 $\{x_i\}$ 有所区别采用上标。

在矩阵方程式(8)中, 积分方程离散后所得的线性方程组为

$$\sum_{i=1}^{N_s} P_{ij} e_s + \sum_{i=1}^{N_s} Q_{ji} S_s = b_j \quad (12)$$

式中: N_s 为表面单元的总数, $j = 1, 2, \dots, N_s$ 。对于介质体, 在采用 RWG 矢量基函数 f_i 展开, 伽辽金匹配的情况下, 上式左边两部分的多层快速多极子表达式如下

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_s} P_{ji} e_s &= \sum_{i \in G_s} P_{ji} e_s + \oint d^2 \hat{k} V_{f_{ji}}^p(\hat{k}) \cdot \\ &\sum_{m' \in G_s} T_L(\hat{k} \cdot \hat{r}_{sm'}) \sum_{i \in G_s} V_{m'i}(\hat{k}) e_s \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_s} Q_{ji} h_s &= \sum_{i \in G_s} Q_{ji} h_s + \oint d^2 k V_{f_{ji}}^Q(\hat{k}) \cdot \\ &\sum_{m' \in G_s} T_L(\hat{k} \cdot \hat{r}_{sm'}) \sum_{i \in G_s} V_{m'i}(\hat{k}) h_s \end{aligned} \quad (14)$$

以上两式中, 右边第一部分表示近区耦合作用, 第二部分表示远区耦合作用, 公式中

$$T_L = \sum_{l=0}^L j^l (2l+1) h_l^{(1)}(kr_s) p_l(\hat{k} \cdot \hat{r}_{sm'}) \quad (15)$$

$$V_{f_{ji}}^p(\hat{k}) = \frac{-k_0^2}{16\pi^2} \int_s (a \eta f_i(r) \cdot (\vec{l} - \hat{k} \hat{s}) + (1-a)f_i(r) \times \hat{k}) e^{-\hat{k} \cdot \hat{r}_{sm'}} ds \quad (16)$$

$$V_{f_{ji}}^Q(\hat{k}) = \frac{-k_0^2}{16\pi^2} \int_s \left(\frac{1-a}{\eta} f_i(r) \cdot (\vec{l} - \hat{k} \hat{s}) - a f_i(r) \times \hat{k} \right) e^{-\hat{k} \cdot \hat{r}_{sm'}} ds \quad (17)$$

$$V_{m'i}(\hat{k}) = \int_s f_i(r') e^{-\hat{k} \cdot \hat{r}_{sm'}} ds \quad (18)$$

$V_{m'i}, T_L, V_{f_{ji}}$ 分别为聚合、转移及配置因子。

对多层快速多极子算法来讲, 比较耗费机时的运算过程有: 积分的计算、转移过程的计算和转移因子的计算。本文针对以上计算过程提出了自适应多层快速多极子

算法, 该算法主要在以下几方面进行了改进。

对于配置因子 $V_{f_{ji}}$ 表达式中的权函数 f_i , 用高斯积分节点上的点源函数展开

$$g_i \approx \tilde{g}_i = \sum_{s=1}^{I_G} p_{is} \delta^3(r - r_s) \quad (19)$$

$$g_i \in \{f_{ix}, f_{iy}, f_{iz}\}$$

上式中 I_G 为高斯积分的点数, 展开系数 p_{is} 可以用以下公式求得

$$\int (x - x_{is})(y - y_{is})(z - z_{is})(g_i - \tilde{g}_i) ds = 0 \quad (20)$$

(x_{is}, y_{is}, z_{is}) 为基函数 f_i 定义域中心的坐标。由 δ 函数的性质可知这样, 配置因子 $V_{f_{ji}}$ 表达式中形如式(21)部分的积分可以得到大大简化。

$$\int f_i(r) \cdot F(r, r') ds = \sum_{s=1}^{I_G} w_s p_{is} F \quad (21)$$

对近场阻抗表达式中的基函数和权函数分别用高斯积分节点上的点源函数展开, 则形如式(22)部分的积分也可以得到大大简化。

$$\int f_i(r') \cdot f_j(r) \cdot F(r, r') ds = \sum_{i=1}^{I_G} \sum_{j=1}^{I_G} w_s p_{is} w_s p_{js} F \quad (22)$$

上两式中 F 为积分核函数, w_s 为高斯积分节点的权值。

将聚合因子中的基函数 f_i 用位于多层快速多极子均匀分组网格中心的一组点源函数展开, 令

$$g_i \approx \tilde{g}_i = \sum_{r' \in C_i} \beta_{ir'} \delta^3(r - r') \quad (23)$$

$$g_i \in \{f_{ix}, f_{iy}, f_{iz}\}$$

式中 C_i 是 f_i 周围 $(M+1)^3$ 个网格中心的集合。上式中的展开系数 $\beta_{ir'}$ 可以用以下公式求得

$$\int (x - x_{is})(y - y_{is})(z - z_{is})(g_i - \tilde{g}_i) dy = 0 \quad (24)$$

(x_{is}, y_{is}, z_{is}) 为基函数 f_i 定义域中心的坐标。通过这一展开, 除了使积分过程可以得到如前面所述的简化外, 这一操作实际上是将基函数映射到其周围的网格中心, 使原有的空网格和非空网格都用点源函数进行了填充。因为转移因子具有平移不变性, 这样在多层快速多极子算法中, 多极聚合和多极配置后的多极转移过程的计算式是一离散圆卷积表达式, 可以用快速傅里叶变换计算

$$\sum_{m' \in G_s} T_L S_{m'} = FFT^{-1}\{FFT([S_{m'}]) \times FFT([T_L])\} \quad (25)$$

$S_{m'}$ 为聚合量, 其表达式为

$$S_{m'}(\hat{k}) = \sum_i V_{m'i}(\hat{k}) a_i, a_i \in \{e_s, h_s\} \quad (26)$$

对于转移因子, 在采用射线传播近似^[3] 和远场近似^[4] 的基础上, 应用文献[9]中的方法, 只计算八分之一球面上的角谱分量, 其他的分量由对称关系得到, 其计算量和存储量可以降到传统方法的八分之一左右。

通过以上的几方面改进, 使原有的多层快速多极子算法具有了以下自适应计算功能: 面元积分在保证精度可控前提下可自适应调整高斯积分点数, 减少计算量; 对网格进行填充, 满足自适应积分计算的同时, 转移过程自动满足快速傅

里叶计算要求;采用适当近似和优化存储方式,转移因子的计算复杂度和存储量也可根据精度要求实现自适应调整。

波形渐进预估技术(AWE)是通过将式(8)中待求解的电场和磁场场量展开成关于中心频率点 k_0 的泰勒级数,得到频带内的电磁场 R (R 代表电场或磁场),即

$$R_n(k) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{R_n^{(i)}(k_0)}{i!} (k - k_0)^i \quad (27)$$

如果将式(8)简写为

$$[Z](R) = (V)$$

则

$$[R_n^{(i)}(k_0)] = [Z_{nn}]^{-1} [V_n^{(i)}(k_0)] \quad (28)$$

为了扩大泰勒级数的收敛半径,需要将式(27)转化为Pade有理函数,即

$$\sum_{i=0}^{\infty} \frac{R_n^{(i)}(k_0)}{i!} (k - k_0)^i = P_n(L/M) + o(k^{L+M+1}) \quad (29)$$

$$R_n(k) \approx P_n(L/M) = \frac{\sum_{i=0}^L a_n^i (k - k_0)^i}{\sum_{m=0}^M b_n^m (k - k_0)^m} \quad (30)$$

式中,整数 L 和 M 分别为有理函数分子、分母多项式的最高次数,系数 a_n^i 和 b_n^m 由下式决定

$$a_n^i = \sum_{j=0}^{i-1} \frac{R_n^{(j)}(k_0)}{i!} b_n^{i-j} = \frac{R_n^{(i)}(k_0)}{i!} \quad (31)$$

式中: $j=0, 1, 2, \dots, L+M$ 。求得系数 a_n^i 和 b_n^m 后,应用式(30)便可以频带内任意频点的电磁场分布,由 $J=n \times H$ 可以求得目标表面的电流分布,进而应用第二部分介绍的耦合度模型可最终求得天线间的宽带干扰耦合。

3 数值结果

应用本文方法对国外F117隐身轰炸机上两对UHF(200~400 MHz)通信天线间的干扰耦合度进行预估,并与缩比模型的实际测试结果进行对比。计算与测试用的飞机模型为1:13的全缩比模型。计算与测试所采用的频段为2.6~5.2 GHz。图3为位于座舱两侧的一对通信天线间的耦合度曲线的计算值与测试值,图4为位于飞机背部的一对通信天线间的耦合度曲线的计算值与测试值,可以发现计算值和测试值吻合良好,说明方法具有较高精度。表1给出了本文方法与传统矢量有限元/多层快速多极子算法结合波形渐进预估技术在计算以上算例时计算时间和内存占用量的对比,可以发现本文方法性能优于传统方法。

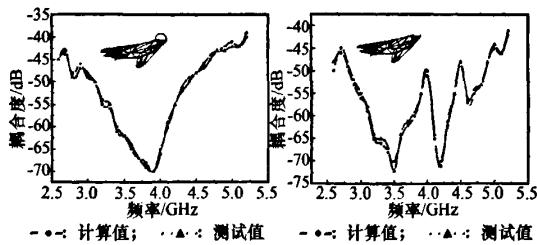


图3 F117 座舱两侧通信天

线耦合度曲线

图4 F117 背部通信天

线耦合度曲线

表1 本文方法与传统方法性能对比

(时间单位为秒(s),内存单位为兆字节(MB))

	未知量	CPU时间	内存占用量
传统方法	39 175	54 874	415
本文方法	39 175	38 412	308

4 结束语

本文建立了电大涂覆载体天线间的干扰耦合模型,并用混合ELVFEM/AMLFMA算法结合AWE技术对这一模型进行了求解,本文介绍的方法是一种宽带快速算法。经数值计算表明本文方法的核心算法混合ELVFEM/AMLFMA算法的计算和存储复杂度相对传统方法要降低30%左右,约为 $O(0.7 \times (N_s + N_l \lg N_s))$, N_s 是有ELVFEM的未知数个数, N_l 是AMLFMA方法的未知数个数。此法可用于电大涂覆载体天线间的干扰分析与优化配置。这种方法同样可以用于电大尺寸涂覆散射体的其他电磁特性分析,如天线方向图预估,RCS预估等。

参考文献:

- [1] Rokhlin V. Rapid solution of integral equations of scattering theory in two dimension[J]. *J. Comput. Phys.* 1990, 86(2): 414~439.
- [2] Song J M, Chew W C. Multilevel fast multipole algorithm for solving combined field integral equations of electromagnetic scattering[J]. *Microwave Opt Tech Lett*, 1995, 10(1): 14~19.
- [3] Wagner R L, Chew W C. A ray propagation fast multipole algorithm[J]. *Microwave Opt Tech Lett*, 1994, 7(10): 435~438.
- [4] Chew W C, Cui T J, Song J M. A FAFFA-MLFMA algorithm for electromagnetic scattering[J]. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2002, 50(11): 1641~1649.
- [5] Sheng X Q, Yung E K N. On the computing algorithms of the hybrid FEM/MLFMA[J]. *Microwave Opt Tech. Lett.*, 2002, 33(4): 265~268.
- [6] Sheng X Q, Yung E K N. Implementation and experiments of a hybrid algorithm of the MLFMA-enhanced FE-BI method for open-region inhomogeneous electromagnetic problems[J]. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2002, 50(2): 163~167.
- [7] Bleszynski E, Bleszynski M, Jaroszewicz T. Adaptive integral method for solving large-scale electromagnetic scattering and radiation problems[J]. *Radio Sci., Sep.-Oct.* 1996, 31(5): 1225~1251.
- [8] Guo Jing-Li, Li Jian-Ying, Liu Qi-Zhong. Analysis of arbitrarily shaped dielectric radomes using adaptive integral method based on volume integral equation[J]. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2006, 54(7): 1910~1916.
- [9] 王浩刚,聂在平,王军.对三维多层快速多极子方法中不变项计算的优化[J].电子学报,2000,28(9):105~107.
- [10] Reedy C J, Deshpande M D, Cockrell C R, et al. Fast RCS computation over a frequency band using method of moments in conjunction with asymptotic wave form evaluation technique [J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, 1998, 46(8): 1229~1233.

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>