

复杂飞行器 RCS 快速预估的方法

刘春阳^{1,2}, 焦永昌¹, 张朋², 张福顺¹

(1. 西安电子科技大学 天线与微波技术重点实验室, 陕西, 西安 710071;
2. 西北工业大学 第365研究所, 陕西, 西安 710072)

摘要: 对整机雷达散射截面(RCS)进行快速预估分析。将飞行器散射总场分成两部分进行估算, 对于机体表面单元散射场贡献采用电磁场的高频模拟计算方法即物理光学算法(PO), 对于机体外延及面相交部所形成的棱边绕射场贡献采用改进的等效电磁流(IMEC)算法分析。为了验证该算法的有效性, 完成了对两种飞行器目标模型 RCS 的模拟计算。模拟结果与暗室实测结果对比, 表明该算法可以满足工程估算要求。

关键词: 隐身设计; 雷达散射截面; 物理光学; 等效电磁流

中图分类号: TP 391. 9 文献标志码: A 文章编号: 1001-0645(2011)03-0353-05

The Fast Computing Method Searching for RCS of Complicated Aircraft

LIU Chun-yang^{1,2}, JIAO Yong-chang¹, ZHANG Peng², ZHANG Fu-shun¹

(1. Key Laboratory of Antenna and Microwave Technology, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;
2. Institute No. 365, Northeastern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China)

Abstract: The fast computing method of radar cross section (RCS) for military aircraft stealth designing is an important research subject. The proposed method employs physical optics calculation (PO) to compute the scattering contribution of the surface unit cells and uses the improved method of equivalent currents (IMEC) algorithm to compute the wedge scattering contribution of target edge consisted of the crossing surface. The scattering field of total target includes above two parts of contribution. Having the models of calculation, RCS of aircraft can be simulated. The simulation results are compared with the testing ones and show the satisfied outcome. The proposed method of calculating RCS can be used in engineering application.

Key words: stealth designing; radar cross section (RCS); physical optics calculation; the improved method of equivalent currents

现代战争的发展要求各种军用飞行器能够具有快速突防的电磁隐身能力, 因此在对飞行器, 尤其是对电大、超电大飞行器目标进行机体综合隐身布局设计时, 对其雷达散射面积(RCS)数值的快速估算方法的研究成为了一项重要的研究课题。

在以往对于电大、超电大目标的 RCS 计算碍于计算硬件资源的限制很难以数值方法求解。随着目前电子技术的发展硬件计算资源得到了很大的改

善, 数值计算以其极高的精准性被广泛用于对目标 RCS 的分析, 但是硬件成本及大量时间的耗费, 很难完成在飞行器设计的同时即对设计方案进行快速预估分析, 保证设计时的实时性。虽然采用普通的高频算法可以基本解决快速预估的问题, 但是由于计算目标几何结构的复杂多变性及不连续性造成计算结果与测试结果存在无法容忍的较大误差。因此出现了如文献[1]中所示的将高频算法与普通数值

收稿日期: 2010-05-19

基金项目: 国家部委基金资助项目(H142005D001)

作者简介: 刘春阳(1965—), 男, 高级工程师, E-mail: liucy365@nwpu.edu.cn.

算法相结合的方法,但是这种将数值与高频算法相混合的模式也存在计算高频区、数值区及耦合区三部分结果的状况,其计算效率未见明显提高。另一种技术是基于计算机图形显示学基础之上的高频计算方法称为图形电磁计算方法(GRECO)^[2],这种算法以像素为计算单元,采用硬件图形显示技术获取法向量和像素消隐,然后采用高频算法计算各像素散射数值,但是该算法直接受限于显示硬件所引起的像素和显示分辨率,要求各像素代表的面积要远小于 λ^2 才能应用,且目标棱边的影响很难单独提取计算。

作者针对计算复杂飞行器目标 RCS 数值快速预估的要求进行一体化计算,将物理光学法(PO)用于估算表面散射贡献,将改进的等效电磁流法(IMEC)用于估算棱边绕射场的作用,快速获取复杂目标的 RCS 数值。

1 三角面元电磁模型

计算复杂目标的 RCS 前需将目标表面用三角面元离散化,其具体的离散过程可以参考文献[3-4],离散化后将得到目标表面三角网格节点坐标、位置等相关拓扑关系。2 个三角面元的关系示意图如图 1,图 1 中包含 2 个三角形($\triangle ABC, \triangle ACD$),以 $\triangle ABC$ 为例其面元上的外法线 n_{ABC} 大小^[5]为

$$\begin{aligned} n_{ABC} = & \begin{bmatrix} y_i - y_{i+2} & z_i - z_{i+2} \\ y_{i+1} - y_i & z_{i+1} - z_i \end{bmatrix} i + \\ & \begin{bmatrix} z_i - z_{i+2} & x_i - x_{i+2} \\ z_{i+1} - z_i & x_{i+1} - x_i \end{bmatrix} j + \\ & \begin{bmatrix} x_i - x_{i+2} & y_i - y_{i+2} \\ x_{i+1} - x_i & y_{i+1} - y_i \end{bmatrix} k. \end{aligned} \quad (1)$$

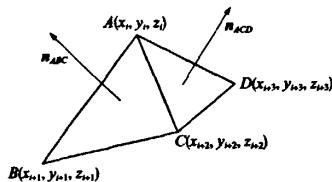


图 1 理论计算模型
Fig. 1 Model of theoretic calculation

考虑自遮挡问题时,令

$$\Delta = \begin{bmatrix} x_i - x_{i+2} & y_i - y_{i+2} \\ x_{i+1} - x_i & y_{i+1} - y_i \end{bmatrix}. \quad (2)$$

当 $\Delta > 0$ 时未遮挡;当 $\Delta < 0$ 时遮挡。互遮挡的问题其示意图如图 2 所示,引入参量 α ,其表达

式为^[5-6]

$$\alpha = \frac{\mathbf{r}_P \mathbf{n}_2 - \mathbf{r}_T \mathbf{n}_2}{|\mathbf{r}_2|}. \quad (3)$$

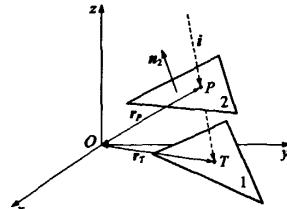


图 2 互遮挡示意图
Fig. 2 Illustration of mutual shelter

在图 2 中面元 1 与面元 2 上, i 为入射波单位矢量; \mathbf{n}_2 为面元 2 上的单位外法线矢量; P 为入射波在面元 2 上的入射点; T 为入射波在面元 1 上的入射点; \mathbf{r}_P 为点 P 与坐标原点的位置矢量; \mathbf{r}_T 为点 T 与坐标原点的位置矢量。

如果 $\alpha \geq 0$,面元 1 未被面元 2 遮挡,否则 $\alpha < 0$ 时,引入参量 β_i, \mathbf{r}_i ($i=1,2,3$)为面元 2 顶点到坐标原点的位置矢量,因此

$$\beta_i = [(\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_P)(\mathbf{r}_{i+1} - \mathbf{r}_P)] \mathbf{n}_2, (i=1,2,3). \quad (4)$$

当 $\beta_i > 0$ ($i=1,2,3$)时,面元 1 未被面元 2 遮挡,否则遮挡。对于边界棱的判断,采用门限识别法,对于相邻的 2 个三角形面元(在相邻 2 个三角形的 6 个节点中有 2 个公共节点,即存在 1 条公共边)上的外法线矢量的加角值 θ_i 设置门限值 θ_g 。如果 $\theta_i > \theta_g$ 判定相邻三角形面元所加公共边为棱边,否则为非棱边。

由图 1 所描述的三角形面元情况可以清楚地看到,当入射平面波照射到目标物体上时,引起的后向散射总场将分为由物理光学计算区域与棱边绕射场计算区域共同组成的,因此散射总场(电场形式)可以表示为

$$\mathbf{E}_{\text{all},S} = \sum_{i=1}^N (\mathbf{E}_{\text{PO},S})_i + \sum_{j=1}^M (\mathbf{E}_{\text{MEC},S})_j, \quad (5)$$

式中:($\mathbf{E}_{\text{PO},S}$),为任意三角面元中散射场;($\mathbf{E}_{\text{MEC},S}$),为任意棱边元中的散射场; N 为遮挡判决后三角面元数; M 为棱边元数; $\mathbf{E}_{\text{all},S}$ 为散射总场。故由雷达散射截面的定义,其混合场 RCS 数值的表达式为

$$\sigma_{\text{all}} = 4\pi \lim_{r \rightarrow \infty} r^2 \frac{\left| \sum_{i=1}^N (\mathbf{E}_{\text{PO},S})_i + \sum_{j=1}^M (\mathbf{E}_{\text{MEC},S})_j \right|^2}{|\mathbf{E}_i|^2}. \quad (6)$$

式中: r 为远场观察点到散射目标的距离; \mathbf{E}_i 为第 i

个面元的入射电场.

2 三角面元上散射场计算

采用物理光学法(PO)模拟图 1 所示的任意三角面元 ABC 上的后向散射场, 根据物理光学电流假设和导体表面切向电场为 0 而得出的后向散射场可以写为^[7]

$$E_{PO,S} = -j2kZ_0\Phi_0 \int_S [s \times [s \times (n \times H_i)] \times \exp[jkr(i-s)] dS. \quad (7)$$

式中: k 为自由空间的传播常数; $\Phi_0 = \exp(jkr)/(4\pi R)$ 为远场格林函数; s 为散射方向的单位矢量; n 为表面的法向量; Z_0 为自由空间的波阻抗; H_i 为表面单元感应出的磁场分量; r 为单元 dS 的位置矢量; i 为入射波单位矢量; S 为照射面区域(即为三角形面元区域).

对式(7)中面积积分的计算, Ludwig 给出了基于三角形面元求解式(7)积分的算法, 但是对于 Ludwig 算法, 由于其初始假设的限制使得最终求解的散射场在一些特定的情况下将出现无穷大或无解的情况, 一种解决办法就是对积分结果进行级数展开, 并根据不同的情况逐项进行求解, 这使得最终的求解过程变得异常繁琐. 另一种求解算法是基于 Gordon 面积积分求解法^[8-9]. Gordon 算法是基于一种任意多边形的面积积分求解法, 其基本思想是在子面域上进行坐标变换, 将式(7)中对面的积分变化为对围绕面域的围线进行线积分. 从 Gordon 算法的求解过程来看, Gordon 算法避免了在 Ludwig 算法中可能出现的无解的情况. 假如仍以三角形面元为例剖分整个模型表面, 由 Gordon 算法计算获得的单站 RCS 数值为^[6,10]

$$\sqrt{\sigma_{PO}} = \frac{e^{2jkr}}{2\sqrt{\pi} \tan \theta} \sum_{n=1}^3 (p \cdot a_n) e^{2jkr_n} \operatorname{sinc}(ki \cdot a_n). \quad (8)$$

式中: θ 为三角形面元法线 n 与入射波矢量 i 之间的夹角; $p = (i \times n) / |i \times n|$; r_n 为面元第 n 条边中点的位置矢量; a_n 为第 n 条边的长度和方向. 假设目标体消隐后由 N 个三角形面元组成, 由 PO 计算获得的 RCS 最终可写为

$$\sigma_{PO} = \left| \sum_{i=1}^N (\sqrt{\sigma_{PO}})_i \right|^2. \quad (9)$$

3 棱边散射场计算

投射到目标的边沿及目标各结合部的入射波将

发生电磁绕射现象, 传统的高频算法如几何绕射、一致绕射理论等在使用时将受到很大的限制. 按照任何有限电磁流分布的远区辐射场可通过积分求解, 其结果为一个有限值, 不存在发散的规定, 人们提出了等效电磁流(MEC)辐射的假设. A. Michaeli 进一步完善了等效电磁流算法使之能够计算焦散区外及 Keller 锥外的场, 按照 MEC 算法的原理对于机体边沿绕射场的贡献可以由一个线积分表示, Michaeli 提出的严格电磁流表达式为

$$E_{MEC,S} = -jk\Phi_0 \int_C [I_m(s \times t) + Z_0 I_s s \times (s \times t)] \times \exp(jkr \cdot s) dt. \quad (10)$$

等效电流 I_m 和磁流 I_s 分别为

$$I_m = j \frac{2(t \cdot E_i) D_e}{kZ_0 \sin^2 \beta_i} + j \frac{2(t \cdot H_i) D_{em}}{ksin \beta_i}, \quad (11)$$

$$I_s = -j \frac{2(t \cdot H_i) D_m}{kY_0 \sin \beta_i \beta_s}. \quad (12)$$

式中: β_i 和 β_s 为边缘切向单位矢量与入射及散射方向的夹角; Y_0 为自由空间的波阻抗的倒数.

对于绕射系数 D_e , D_{em} 和 D_m , Michaeli 给出了 1 组解, 但是对于 Michaeli 解, 当在阴影和反射边界区域时, Michaeli 解将变为无穷大(即 Michaeli 绕射系数解中分母变为 0), 为了克服上述缺点消除奇异点的影响, 采用类似一致绕射理论中(UTD)的做法引入过渡函数, 对奇异点直接乘以过渡函数以保证它们在入射和反射边界上的有限性, 求取经过修正后的绕射系数计算表达式的方法称为改进的等效电磁流算法(IMEC)^[11]. 在计算中应用的是单站散射的 RCS 数值, 假设内外劈角分别为 α 和 γ , 外劈角因子为 $n = \gamma/\pi$, 入射波与散射波矢量 $i = -s$, 则单站绕射系数变为

$$D_e = -\frac{\exp(-j\pi/4)}{2n(2\pi k^{\frac{1}{2}}) \sin \beta_i} \left\{ \left[\cot\left(\frac{\pi - \beta_i}{2n}\right) \times F[kL, a_1^-(\beta_i)] + \cot\left(\frac{\pi + \beta_i}{2n}\right) F[kL, a_1^-(\beta_i)] \right] - \left[\cot\left(\frac{\pi + \beta_i}{2n}\right) F[kL, a_2^+(\beta_i)] + \cot\left(\frac{\pi - \beta_i}{2n}\right) F[kL, a_2^+(\beta_i)] \right] \right\}, \quad (13)$$

$$D_{em} = -\frac{\exp(-j\pi/4)}{2n(2\pi k^{\frac{1}{2}}) \sin \beta_i} \times \left\{ \left[\frac{\sin \varphi_1}{\sin \alpha_1} \cot\left(\frac{\pi - \beta_i}{2n}\right) F[kL, a_1^-(\beta_i)] + \frac{\sin(\gamma - \varphi_1)}{\sin \alpha_2} \cot\left(\frac{\pi + \beta_i}{2n}\right) F[kL, a_2^-(\beta_i)] \right] + \right. \quad (14)$$

$$\begin{aligned} & \left[\frac{\sin(n\pi - \varphi_s)}{\sin \alpha_2} \cot\left(\frac{\pi + \beta_2^+}{2n}\right) F[kL_{r,n} \alpha_2^+(\beta_2^+)] + \right. \\ & \left. \frac{\sin \varphi_s \cot\left(\frac{\pi - \beta_1^+}{2n}\right) F[kL_{r,0} \alpha_1^+(\beta_1^+)] \right] \}, \quad (14) \\ D_m &= \frac{\exp(-j\pi/4)}{2n(2\pi k)^{\frac{1}{2}}} \frac{1 + (t \cdot i)^2}{(\sin \beta_i)^2} [2(t \cdot i)] \times \\ & \left\{ \left[\frac{\cos \varphi_s \cot\left(\frac{\pi - \beta_1^-}{2n}\right) F[kL_{r,0} \alpha_1^-(\beta_1^-)] - \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{\cos(\gamma - \varphi_s) \cot\left(\frac{\pi + \beta_2^-}{2n}\right) F[kL_{r,n} \alpha_2^-(\beta_2^-)] \right] + \right. \\ & \left. \left[-\frac{\cos(\gamma - \varphi_s) \cot\left(\frac{\pi + \beta_2^+}{2n}\right) F[kL_{r,n} \alpha_2^+(\beta_2^+)] + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{\cos \varphi_s \cot\left(\frac{\pi - \beta_1^+}{2n}\right) F[kL_{r,0} \alpha_1^+(\beta_1^+)] \right] \right\}. \quad (15) \end{aligned}$$

式中 $F[\cdot]$ 为过渡函数, 其余参量定义见文献[11]. 以三角形面元剖分时, 假设棱长为 l_i , 棱边矢量可由面元顶点坐标确定, 即 $s \times t$ 及 $s \times (s \times t)$ 变为常量, 单站散射时式(10)近似变为

$$(E_{MEC,S})_i = -jk\Phi_0 l_i [I_m(t \times i) - Z_0 I_s i \times (t \times i)] \times \exp(-jkr \cdot i). \quad (16)$$

根据以上的分析, 得到混合算法模拟的流程框图如图 3 所示.

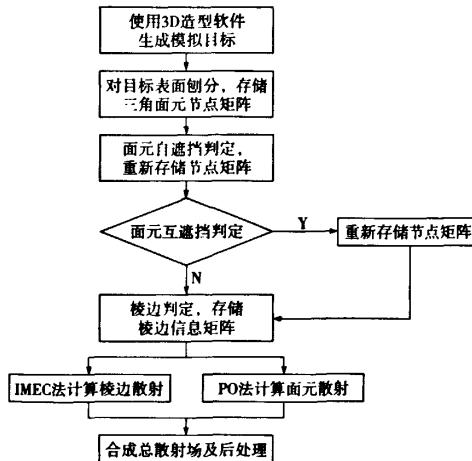


图 3 混合算法模拟框图
Fig. 3 Flow chart of the blending algorithm

4 模拟实验

4.1 模拟实验 1

为了验证理论算法, 以一型原型机的缩比模型为研究目标, 模型缩比关系近似为 1:12.5, 长×宽近似值为 1.9 m×1.5 m. 其三维造型建模如图 4 所示, 其面剖分关系图如图 5 所示.



图 4 原型机缩比模型三维造型示意图
Fig. 4 3-D digital model of target



图 5 面剖分示意图
Fig. 5 Section plane of models

模拟计算时, 仿真的频率为 8.3 GHz, 计算采用 1 台 IBM 工作站, 内存 8 GB, 双 CPU 频率为 2.3 GHz, 剖分单元为 142 560 个三角形面单元, 运算总耗时为 50 min. 为了验证该算法的有效性, 在微波暗室中对模型进行了 RCS 测量, 测试频率与模拟仿真频率相同, 采用水平极化, 测量与计算的对比结果如图 6 所示, 统计结果如表 1 所示, 表 1 中各部位计算角均为 $\pm 30^\circ$.

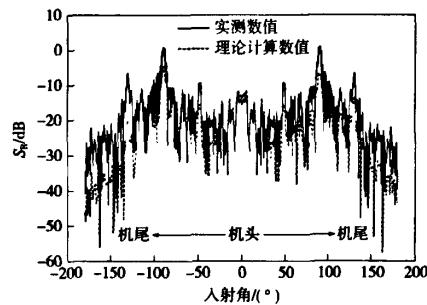


图 6 测量与计算结果对比
Fig. 6 Counting and testing results

表 1 HH 极化模型计算与测量数据 ($f=8.3$ GHz)

Tab. 1 Counting and testing results of HH polarization

($f=8.3$ GHz)

部位	$S_{R,\max}/\text{dB}$	$S_{R,\min}/\text{dB}$	$S_{R,\text{avg}}/\text{dB}$
	计算/实测	计算/实测	计算/实测
尾部	-22.46/-19.97	-39.97/-43.22	-28.73/-29.26
机翼	0.01/1.20	-34.41/-36.48	-16.08/-18.32
头部	-10.42/-13.53	-36.24/-33.78	-18.75/-20.24

从表 1 及图 6 所示的结果可以看出, 模型计算结果与暗室实测结果曲线趋势基本相符, 均值起伏在 3 dB 以内. 根据曲线结果分析模型在机翼方向由于受到垂尾构成的角反射作用使得模拟及测试结果偏大, 在机头部分由于制作三维模型的曲线过渡

问题造成实测与测量结果偏差大于 3 dB,但这问题并未影响模型整体计算的效果。

4.2 模拟实验 2

在模拟实验 2 中,以一种 UAV 模型为研究对象,模型翼展 2.86 m,机身长 0.93 m,高 0.43 m, UAV 模型三维视图及暗室设置图如图 7 所示。在模拟及测试实验中,使用的频段为 Ku 波段(15 GHz),极化方式为垂直极化(VV 极化),模拟结果如图 8 所示。表 2 为 VV 极化模型计算与测量数据,其中各部位计算角均为 $\pm 30^\circ$ 。



图 7 UAV 三维视图
Fig. 7 UAV 3-D model

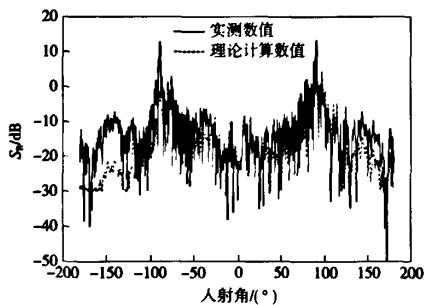


图 8 UAV 测量与计算结果对比
Fig. 8 Counting and testing results of UAV

表 2 VV 极化模型计算与测量数据($f=15$ GHz)

Tab. 2 Counting and testing results of VV polarization ($f=15$ GHz)

部位	$S_{R,\max}/\text{dB}$	$S_{R,\min}/\text{dB}$	$S_{R,\text{avg}}/\text{dB}$
	计算/实测	计算/实测	计算/实测
尾部	-20.96/-9.52	-29.94/-49.80	-22.09/-19.56
机翼	11.92/13.20	-29.51/-32.77	-4.40/-1.86
头部	-16.64/-9.94	-32.94/-38.02	-18.50/-16.42

从模拟实验 2 的对比结果来看,计算结果与测试结果误差在 6 dB 以内,且预估结果与测试结果趋势一致性较好。

5 结 论

介绍了一种采用物理光学法(PO)和改进的等效电磁流算法(IMEC)对复杂飞行器目标的 RCS 数值进行快速预估的方法。为证明该算法的有效性对

两种飞行器的缩比模型进行了验证,将暗室中测试的结果与理论计算结果进行了对比。从对比结果来看理论计算与实测数据基本相符,说明该方法可以作为对飞行器机体 RCS 预估的手段。

参 考 文 献:

- [1] Jakobus U, Meyer F J C. A hybrid physical optics method of moments numerical technique theory investigation and application[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1996, 44(2): 282 - 287.
- [2] Rius J M, Ferrando M. High frequency RCS of complex radar targets in real time[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1993, 41(9): 1308 - 1318.
- [3] Sun Din Kow, Cendes Zoltan. Adaptive mesh refinement, h -version for solving multiport microwave devices in three dimensions[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 15(4): 1596 - 1599.
- [4] Golias N A, Papagiannakis A G. Efficient mode analysis with edge elements and 3-D adaptive refinement[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1994, 42(1): 99 - 107.
- [5] Bhattacharyya A K. High frequency techniques: recent advance and applications [M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [6] Bhattacharyya A K, Sengupta D L. Radar cross section analysis and control [M]. Norwood, USA: Artech House, 1991.
- [7] Ludwig A C. Computation of radiation patterns involving numerical double integration[J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1968, 16(6): 767 - 769.
- [8] Gordon W B. Far field approximation to the Kirchhoff-Helmholtz representation of the scattered field[J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1975, 23(7): 590 - 592.
- [9] Gordon W B. High frequency approximations to the physical optics scattering integral [J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1994, 42(3): 427 - 432.
- [10] Michaeli A. Elimination of infinities in equivalent edge currents, part I: fringe current components [J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1986, 34(7): 912 - 918.
- [11] 续树均,赵维江,汪茂光.用数值方法分析一致性等效电磁流公式[J].西安电子科技大学学报,1995,22(3): 285 - 289.
Xu Shujun, Zhao Weijiang, Wang Maoguang. Numerical analysis of an uniform equivalent edge currents [J]. Journal of Xidian University, 1995, 22(3): 285 - 289. (in Chinese)

(责任编辑:刘芳)

雷达散射截面 (RCS) 分析培训课程

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, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、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。

雷达散射截面 (Radar Cross Section, 简称 RCS) 是雷达隐身技术中最关键的概念, 也是电磁理论研究的重要课题, 使用 HFSS 软件可以很方便的分析计算各种目标物体的 RCS。

由易迪拓培训推出的《HFSS 雷达散射截面分析培训课程套装》是从零讲起, 系统地向您讲授如何使用 HFSS 软件进行雷达散射截面分析的全过程。该套视频课程由专家讲授, 边操作边讲解, 直观易学。

HFSS 雷达散射截面分析培训课程套装



套装包含两门视频培训课程, 其中: 《两周学会 HFSS》培训课程是作为 HFSS 的入门培训课程, 帮助您在最短的时间内迅速熟悉、掌握 HFSS 的实际操作和工程应用; 《HFSS 雷达散射截面(RCS)分析》培训课程是专门讲授如何使用 HFSS 来分析计算雷达散射截面, 包括雷达散射截面、单站 RCS、双站 RCS 等的定义, 实例讲解使用 HFSS 分析单站 RCS、双站 RCS 和宽频 RCS 的相关设置和实际操作等。视频课程, 专家讲授, 从零讲起, 直观易学...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/130.html>

● 更多培训课程:

● HFSS 培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

● CST 培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

● 天线设计培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>