

基于辅助天线的目标极化散射矩阵估算方法*

李永祯^{1,2}, 王国玉², 汪连栋², 王雪松¹

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073; 2. 解放军 63880 部队, 河南 洛阳 471003)

【摘要】 探讨了利用雷达主天线变极化特性和辅助天线结合测量目标极化散射矩阵的可行性。首先给出了雷达主天线不同变极化方式下的接收信号模型和辅助天线的接收信号模型, 其次根据主天线变极化方式的不同, 提出了两种估计雷达目标极化散射矩阵的方法, 并简要分析了其估计的精度。最后, 结合暗室测量数据仿真分析了雷达目标极化散射矩阵估计的精度, 验证了本估计算法的有效性。

【关键词】 极化散射矩阵; 测量; 辅助天线; 雷达目标

中图分类号: TN820.8 文献标识码: A

Algorithm for Estimation of Polarization Scattering Matrix of Radar Targets Based on Sidelobe-canceller Antenna

LI Yong-zhen^{1,2}, WANG Guo-yu², WANG Lian-dong², WANG Xue-song¹

(1. School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha 410073, China)

(2. Unit 63880, PLA, Luoyang 471003, China)

【Abstract】 The feasibility of measurement of Polarization Scattering Matrix (PSM) of radar target using transmitting-antenna and sidelobe-canceller antenna is discussed in this paper. Firstly, received signal models of radar transmitting-antenna with sidelobe-canceller antenna are given. Then, two estimation algorithms of radar target's PSM, which are based on the differences of varied polarizations of transmitter-antenna are derived. Finally, the estimation accuracy and availability of radar target's PSM are analyzed through laboratory measured-data.

【Key words】 polarization scattering matrix; measurement; sidelobe-canceller antenna; radar target

0 引言

极化特性是雷达目标电磁散射的基本属性之一, 为雷达系统削弱恶劣电磁环境影响、对抗有源干扰、目标分类与识别等方面提供了颇具潜力的技术途径, 可以有效地提高现代雷达的性能。如何准确获取目标的极化特性信息, 并加以有效利用, 长期以来一直是雷达探测技术领域备受关注的的前沿问题^[1-5]。

目前, 雷达目标极化散射矩阵的测量方法主要有以下2种: (1) 分时极化测量, 即轮流发射极化正交信号, 以正交天线同时接收处理, 经过两个脉冲的测量, 雷达可以获取目标的全极化散射矩阵; (2) 瞬时极化测量, 即在两个正交的极化通道发射时域近似正交的波形, 采用极化编码的方式, 经过对一个脉冲回波信号进行处理即可获得目标的极化散射矩阵。无论那种测量方法, 均需要极化正交的2个天线系统及相应的后

续处理设备, 研制极化雷达代价较大。

现代雷达为了提高抑制旁瓣干扰的能力, 一般均备有旁瓣对消辅助天线, 用以抑制旁瓣有源压制式干扰。诸如美国“爱国者”武器系统中的 AN/MPQ-53 相控阵雷达有5个用于旁瓣对消的辅助阵, “宙斯盾”武器系统中的 AN/SPY-1D 雷达有6个辅助阵, 俄罗斯的 C-300 系统中的火控雷达也有2个辅助阵, 而且具有脉间极化捷变的能力^[6]。在国内, 有关单位已解决了雷达旁瓣对消技术的工程化问题, 部分雷达系统亦具备了旁瓣对消的能力^[7-8]。

在弹道导弹突防过程中, 通常使用自卫干扰辅助进行突防^[9], 此时辅助天线多数闲置。本文探讨了雷达系统利用辅助天线和主天线的变极化相结合来获取目标极化散射矩阵的可行性, 以期为目标分类与识别、抗有源假目标欺骗干扰等应用提供一重要依据。第1节给出了雷达主天线不同变极化方式下的接收信

* 收稿日期: 2007-02-10 修订日期: 2007-04-15

基金项目: 全国优秀博士论文专项资金资助项目(08100101)、“十五”国防预研计划项目

号模型和辅助天线的接收信号模型;第2节根据主天线变极化方式的不同,提出了两种估计雷达目标极化散射矩阵的方法,并简要分析了估计的精度;第3节结合暗室测量数据仿真分析了雷达目标极化散射矩阵的估计精度,表明本估计算法是可以有效获取目标的极化散射矩阵。

1 主辅天线的接收信号模型

不失一般性,不妨设主天线可在水平和垂直极化之间任意切换,而辅天线的极化形式为垂直极化,这也是目前变极化雷达常用的极化组态。

1.1 主天线的接收信号模型

在某一时刻,雷达当前发射信号的极化形式是水平极化,其在水平垂直极化基下可表示为

$$\mathbf{e}_i(t) = g_m A_m(t) \mathbf{h}_m \quad (1)$$

式中: g_m 为主天线的电压增益

$$A_m(t) = \sqrt{\frac{P_t}{4\pi L_t}} \exp(j2\pi f_c t) \nu(t)$$

式中: f_c 为发射信号的载频; $\nu(t)$ 为发射信号的复调制函数; P_t 为发射峰值功率; L_t 为发射综合损耗等; $\mathbf{h}_m = [1, \varepsilon]^T$ 为主天线的当前极化形式; ε 为天线的交叉极化分量,因为实际天线中交叉极化分量比主极化分量低15~30 dB^[6],这与辅天线的增益相接近,故不可忽略不计。

因此在雷达接收天线端口处,雷达目标的后向散射波为

$$\mathbf{e}_s(t) = \frac{g_m}{16\pi^2 R^2} A_m(t - \tau) e^{j2\pi f_d(t - \tau)} \mathbf{S} \mathbf{h}_m \quad (2)$$

式中: R 为目标与雷达之间的距离; f_d 为目标的多普勒频率; τ 为目标回波时延, $\tau = \frac{2R}{C}$, $C = 3 \times 10^8$ m/s; $\mathbf{S} =$

$\begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}$ 为雷达目标在当前姿态、当前频率下的极化散射矩阵,对于互易性目标而言, $S_{HV} = S_{VH}$ 。

那么,主天线的实际接收电压为

$$v_{m1}(t) = g_m^2 (S_{HH} + 2\varepsilon S_{HV} + \varepsilon^2 S_{VV}) \chi(t) + n_{m1}(t)$$

其中

$$\chi(t) = \frac{k_{RF}}{16\pi^2 R^2 L_R} A_m(t - \tau) e^{j2\pi f_d(t - \tau)} \quad (3)$$

式中: k_{RF} 为射频放大系数; L_R 为接收损耗等; $n_{m1}(t)$ 主天线接收通道的接收机噪声,服从正态分布,即有 n_{m1}

$\sim N(0, \sigma_m^2)$ 。

在下一脉冲,雷达发射天线的极化方式变为垂直极化 $\mathbf{h}_m = [\varepsilon, 1]^T$,不妨设天线的其他参数不变。在接收时,主天线的极化有垂直极化和水平极化两种情况可选。若为垂直极化,那么主天线的接收电压为

$$v_{m2A}(t) = g_m^2 (S_{VV} + 2\varepsilon S_{HV} + \varepsilon^2 S_{HH}) \chi(t - T_r) + n_{m2}(t) \quad (4)$$

若天线的极化为水平极化,那么主天线的接收电压为

$$v_{m2B}(t) = g_m^2 [(1 + \varepsilon^2) S_{HV} + \varepsilon (S_{HH} + S_{VV})] \chi(t - T_r) + n_{m2}(t) \quad (5)$$

式中: $n_{m2} \sim N(0, \sigma_m^2)$; T_r 为雷达脉冲重复周期,倘若目标的多普勒可以精确估计,那么由于 f_d 带来相位变化可以补偿,不妨仍记 $\chi(t - T_r) = \chi(t)$ 。

1.2 辅天线的接收信号模型

设主、辅天线相距为 d ,目标在天线上的方位为 (θ, Φ) ,为了简化分析,只考虑一个方位,目标位于 θ 方向,如图1所示。那么目标抵达主、辅天线的距离差和时间差分别为

$$\Delta R = d \sin \theta, \Delta \tau = \frac{2d \sin \theta}{C} \quad (6)$$

一般情况下, $R \gg d$, 故 $\frac{\Delta R}{R} = \frac{d \sin \theta}{R} \approx 0$, 即由距离差

引起回波功率的变化可以忽略不计;而由时间差引起目标回波的时延差异,是可以根据 d, θ 的值来补偿。为了简化分析,近似认为目标散射波同时到达主辅天线的。同时,主、辅天线的接收通道除了天线的极化形式和增益不一样外,其他诸如接收带宽和中心频率等参数是一致的。那么当雷达发射水平极化信号时,辅天线的接收电压可表示为

$$v_{c1}(t) = g_c g_c [S_{HV} (1 + \varepsilon^2) + \varepsilon (S_{HH} + S_{VV})] \chi(t) + n_{c1}(t) \quad (7)$$

式中: g_c 为辅天线的电压增益; $n_{c1}(t)$ 为辅助天线接收通道接收机噪声, $n_{c1} \sim N(0, \sigma_c^2)$, $\sigma_c^2 = \sigma_m^2$ 。

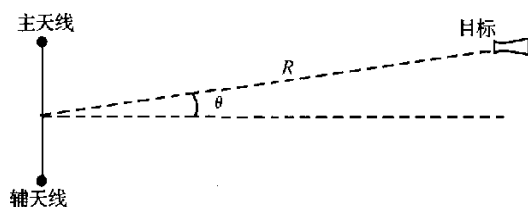


图1 目标与主辅天线的相对位置关系

在雷达发射垂直极化信号时,辅天线的接收电压为

$$v_{c2}(t) = g_m g_c [S_{VV} + 2\varepsilon S_{HV} + \varepsilon^2 S_{HH}] \chi(t) + n_{c2}(t) \quad (8)$$

其中, $n_{c2} \sim N(0, \sigma_c^2)$ 。

2 雷达目标极化散射矩阵的估计算法

由式(3)~式(8)分析可知,根据主天线的变极化方式不同,有两种估计雷达目标极化散射矩阵的方法,下面给出具体的估计公式及其估计精度的简要分析。

2.1 极化散射矩阵的估计——方案 A

在第二个脉冲,若雷达主天线发射和接收的极化方式均为垂直极化时,即由式(3)、式(4)、式(7)和式(8)可以联合解出目标极化散射矩阵的4个元素。事实上,根据雷达目标的互易性可知, $S_{HV} = S_{VH}$,那么只要式(3)、(4)、(7)就可得到目标的极化散射矩阵。

为了便于分析,暂不考虑噪声的影响,由式(3)和式(4)可得

$$v_{m1}(t) - v_{m2A}(t) = g_m^2 (1 - \varepsilon^2) (S_{HH} - S_{VV}) \chi(t) \quad (9)$$

即有

$$S_{HH} = m_A + S_{VV} \quad (10)$$

其中

$$m_A = \frac{v_{m1}(t) - v_{m2A}(t)}{g_m^2 (1 - \varepsilon^2) \chi(t)}$$

同理,式(3)和式(7)可得

$$g_c v_{m1}(t) - 2\varepsilon g_m v_{c1}(t) = g_c g_m^2 [S_{HH} (1 - 2\varepsilon^2) - \varepsilon^2 S_{VV}] \chi(t) \quad (11)$$

进而,有

$$S_{HH} (1 - 2\varepsilon^2) - \varepsilon^2 S_{VV} = m_B \quad (12)$$

其中

$$m_B = \frac{g_c v_{m1}(t) - 2\varepsilon g_m v_{c1}(t)}{g_c g_m^2 \chi(t)}$$

根据式(10)和式(12)可以推得极化散射矩阵共极化分量的估计值分别为

$$\hat{S}_{HH} \approx \frac{1}{g_m^2 \chi(t)} [v_{m1}(t) - 2\alpha \varepsilon v_{c1}(t) + \varepsilon^2 v_{m2A}(t)] \quad (13)$$

和

$$\hat{S}_{VV} \approx \frac{1}{g_m^2 \chi(t)} [v_{m2A}(t) - 2\alpha \varepsilon v_{c1}(t)] \quad (14)$$

式中: $\alpha = g_m / g_c$ 。

进而,由式(3)、式(13)和式(14)可知,极化散射分量 S_{HV} 的估计值为

$$\hat{S}_{HV} \approx \frac{1}{g_m^2 \chi(t)} [\alpha v_{c1}(t) - \varepsilon v_{m2A}(t)] \quad (15)$$

从式(13)~式(15)可见,极化散射矩阵共极化分量的估计精度主要由主天线接收信号的信噪比来决定,估计精度较高;而 S_{HV} 的估计精度是由辅天线接收的信噪比和主天线接收的信噪比共同决定,辅天线接收通道的信噪比一般较低, S_{HV} 的估计精度较差。

2.2 极化散射矩阵的估计——方案 B

在第二个脉冲,若雷达主天线发射和接收的极化正交时,即由式(3)、式(5)和式(8)可以联合解出目标极化散射矩阵的3个元素。类似的,在不考虑噪声的情况下,可以推得雷达目标极化散射矩阵的估计值分别为

$$\hat{S}_{HH} \approx \frac{1}{g_m^2 \chi(t) (1 - \varepsilon^2)^2} [v_{m1}(t) - 2\varepsilon v_{m2B}(t) + \alpha \varepsilon^2 v_{c2}(t)] \quad (16)$$

和

$$\hat{S}_{HV} \approx \frac{1}{g_m^2 \chi(t) (1 - \varepsilon^2)^2} [(1 + \varepsilon^2) v_{m2B}(t) - \varepsilon v_{m1}(t) - \alpha \varepsilon v_{c2}(t)] \quad (17)$$

以及

$$\hat{S}_{VV} \approx \frac{1}{g_m^2 \chi(t) (1 - \varepsilon^2)^2} [\alpha v_{c2}(t) - 2\varepsilon v_{m2B}(t) + \varepsilon^2 v_{m1}(t)] \quad (18)$$

从式(16)~式(18)可见,极化散射矩阵 S_{HH} 和 S_{HV} 分量的估计精度主要由主天线接收信号的信噪比来决定,而 S_{VV} 分量的估计精度是由辅天线接收的信噪比和主天线接收的信噪比共同决定。由于目标的共极化分量一般较 S_{HV} 分量大,因此方案 B 的整体估计精度略优。下面结合5类飞机缩比目标测量数据具体分析、说明本文方法的可行性。

3 基于测量数据的仿真分析

为了能够合理评价极化散射矩阵的估计精度,下面从极化散射元素和散射矩阵整体的角度分别进行刻

画,即定义如下 4 个参量: S_{HH} 的相对估计误差、 S_{HV} 的相对估计误差、 S_{VV} 的相对估计误差和 S 的相对估计误差为

$$\begin{aligned}\sigma_{HH} &= \frac{1}{M_1 M_2} \sum_{\theta, \varphi} \sum_f \frac{|\hat{S}_{HH} - S_{HH}|^2}{|S_{HH}|^2}, \\ \sigma_{HV} &= \frac{1}{M_1 M_2} \sum_{\theta, \varphi} \sum_f \frac{|\hat{S}_{HV} - S_{HV}|^2}{|S_{HV}|^2}, \\ \sigma_{VV} &= \frac{1}{M_1 M_2} \sum_{\theta, \varphi} \sum_f \frac{|\hat{S}_{VV} - S_{VV}|^2}{|S_{VV}|^2}\end{aligned}\quad (19)$$

和

$$\sigma_s = \frac{1}{M_1 M_2} \sum_{\theta, \varphi} \sum_f \frac{|\hat{S}_{HH} - S_{HH}|^2 + |\hat{S}_{HV} - S_{HV}|^2 + |\hat{S}_{VV} - S_{VV}|^2}{|S_{HH}|^2 + |S_{HV}|^2 + |S_{VV}|^2}\quad (20)$$

式中: M_1 为测量姿态 (θ, φ) 的点数; M_2 为测量频率 (f) 的点数。

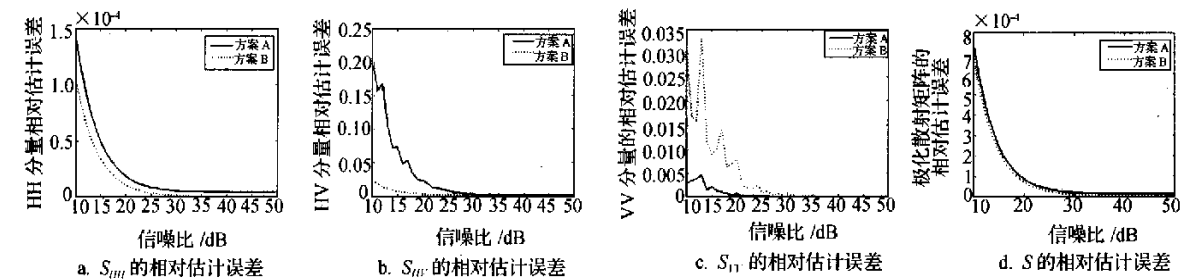


图2 F117A 隐形战斗机的极化散射矩阵估计精度随着信噪比的变化曲线

表1 极化散射矩阵的相对估计误差与信噪比的关系, $g_c = 20\text{ dB}$

S 的相对估计误差	SNR/dB					
	15	20	25	30	35	40
F117A	0.197 9 e-3	0.063 1 e-3	0.020 0 e-3	0.006 3 e-3	0.002 0 e-3	0.000 6 e-3
幻影 2000	0.194 8 e-3	0.060 9 e-3	0.019 4 e-3	0.006 1 e-3	0.001 9 e-3	0.000 6 e-3
歼轰七	0.171 6 e-3	0.054 5 e-3	0.017 2 e-3	0.005 5 e-3	0.001 7 e-3	0.000 5 e-3
无人机	0.202 0 e-3	0.063 7 e-3	0.020 1 e-3	0.006 4 e-3	0.002 0 e-3	0.000 6 e-3
预警机	0.166 3 e-3	0.052 6 e-3	0.016 6 e-3	0.005 3 e-3	0.001 7 e-3	0.000 5 e-3

表2 S_{VV} 的相对估计误差与信噪比的关系, $g_c = 20\text{ dB}$

S_{VV} 的相对估计误差	SNR/dB					
	15	20	25	30	35	40
F117A	0.008 0	0.004 9	0.001 1	0.000 2	0.000 1	0.000 08
幻影 2000	0.004 0	0.001 3	0.000 4	0.000 1	0.000 05	0.000 02
歼轰七	0.003 5	0.000 7	0.000 2	0.000 1	0.000 04	0.000 01
无人机	0.008 9	0.002 5	0.000 6	0.000 3	0.000 1	0.000 04
预警机	0.003 3	0.001 1	0.000 5	0.000 1	0.000 03	0.000 01

图2给出了 F117A 隐形战斗机(F)的极化散射矩阵估计精度随着信噪比(SNR)的变化曲线,其中, $g_m = 30\text{ dB}$, $g_c = 20\text{ dB}$, $\varepsilon = -20\text{ dB}$;图2a表示 S_{HH} 的相对估计误差随着信噪比的变化曲线,实线代表方案A的估计精度,虚线代表方案B的估计精度。图2b~d分别表示了 S_{HV} 的相对估计误差、 S_{VV} 的相对估计误差和 S 的相对估计误差。表1~表4给出了采用方案B的5类目标极化散射矩阵的相对估计误差和 S_{VV} 分量相对估计误差与信噪比的变化关系,其中, $g_m = 30\text{ dB}$, $\varepsilon = -20\text{ dB}$ 。本文中所用实验数据的测量条件为:测量雷达为阶梯变频体制雷达,工作频率范围是 $34.7\text{ GHz} \sim 35.7\text{ GHz}$,频率步进间隔为 2 MHz ;测试姿态为: 0° 横滚角, 0° 俯仰角,方位角范围为 $0^\circ \sim 30^\circ$, $70^\circ \sim 120^\circ$, $150^\circ \sim 180^\circ$,方位角采样间隔为 1° 。

需要说明的是,信噪比是根据主天线的信号噪声功率比而定义的。

表3 极化散射矩阵的相对估计误差与信噪比的关系, $g_c = 15\text{ dB}$

S 的相对 估计误差	SNR/dB					
	15	20	25	30	35	40
F117A	0.551 0 e-3	0.175 8 e-3	0.055 5 e-3	0.017 5 e-3	0.005 6 e-3	0.001 8 e-3
幻影 2000	0.543 6 e-3	0.171 3 e-3	0.054 3 e-3	0.017 1 e-3	0.005 4 e-3	0.001 7 e-3
歼轰七	0.480 6 e-3	0.152 3 e-3	0.047 9 e-3	0.015 1 e-3	0.004 7 e-3	0.001 5 e-3
无人机	0.559 8 e-3	0.177 4 e-3	0.055 8 e-3	0.017 8 e-3	0.005 6 e-3	0.001 8 e-3
预警机	0.461 6 e-3	0.146 0 e-3	0.046 3 e-3	0.014 6 e-3	0.004 6 e-3	0.001 5 e-3

表4 的相对估计误差与信噪比的关系, $g_c = 15\text{ dB}$

S_{vv} 的相对 估计误差	SNR/dB					
	15	20	25	30	35	40
F117A	0.038 4	0.012 5	0.002 6	0.001 1	0.000 2	0.000 1
幻影 2000	0.016 0	0.004 0	0.001 5	0.000 4	0.000 1	0.000 04
歼轰七	0.006 7	0.004 0	0.001 2	0.000 3	0.000 1	0.000 03
无人机	0.020 3	0.008 6	0.002 1	0.000 6	0.000 2	0.000 1
预警机	0.010 4	0.003 7	0.001 4	0.000 7	0.000 1	0.000 05

由图2及大量仿真可见,极化散射矩阵估计精度整体上而言方案B要优于方案A,在雷达能够有效检测目标(信噪比大于10 dB以上)的时候,估计精度足以满足后续的极化分类与识别、有源假目标的鉴别等处理的要求。由表1~表4及大量仿真可见,极化散射矩阵的估计精度与辅助天线与主天线的相对增益差值有关,在两者之间相差15 dB时,在较低信噪比的情况下依然能够有效估计目标的极化散射矩阵,说明本文提出的估计方法是可行的。

4 结 语

在现代雷达系统中,通常设有多个旁瓣对消辅助天线,用于对付远距离支援式干扰。对于弹道导弹突防而言,由于其飞行高度和距离等因素使得远距离支援式干扰难以成效,通常使用自卫式干扰,此时辅助天线多数闲置。在这种情况下,雷达系统能否利用辅助天线和主天线的变极化相结合来获取目标的极化散射矩阵?

本文根据主天线变极化方式的不同,提出了两种估计雷达目标极化散射矩阵的方法,并通过暗室测量数据仿真分析,验证了这种估计方法是有效的。这为雷达目标的分类与识别、有源假目标干扰的抑制等后续极化信号处理提供了条件。

当然,本文的分析是在理想情况下得到的结论,没有考虑主辅天线回波时延补偿和目标多普勒频率估计等误差对算法的影响,实际测量精度要低于本文的仿真结果,但是足以多假目标干扰的识别等后续处理提供一重要依据。

参 考 文 献

[1] Giuli D. Polarization diversity in radars[J]. Proc. of the IEEE, 1986,74(2):245-269.

[2] Boerner W M. Direct and inverse methods in radar polarimetry[M]. [s. l.]:Kluwer Academic publishers. 1992.

[3] 庄钊文,肖顺平,王雪松. 雷达极化信息处理及应用[M]. 北京:国防工业出版社,1999.

[4] Giuli D, Fossi M. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals[J]. IEE Proc. - F, 1993, 140(4):233-242.

[5] Giuli D, Facheris L, Fossi M, et al. Simultaneous scattering matrix measurement through signal coding[C]// [s. l.]: Radar Conference, 1990:258-262.

[6] 施莱赫 D C. 信息时代的电子战[M]. 成都:信息产业部电子第二十九研究所, 2000.

[7] 黄知涛,吕晓雯,周一宇. 相控阵雷达旁瓣对消工作模式研究[J]. 系统工程与电子技术,2000, 22(2):53-55.

[8] 宋海英,李立萍. 旁瓣对消(SLC)抗干扰技术在SPW上的实现[J]. 实验科学与技术,2004,2(1):5-7.

[9] 维利卡洛夫. 弹道导弹突防中的电子对抗[M]. 成都:信息产业部电子第二十九研究所, 2001.

李永桢 男,1977年生,讲师。研究方向为雷达极化信息处理、目标识别。

王国玉 男,1962年生,研究员。研究方向为电子信息系统仿真与评估。

汪连栋 男,1966年生,研究员。研究方向为雷达电子站仿真与评估。

王雪松 男,1972年生,教授。研究方向为雷达极化信息处理、仿真与评估、目标识别。

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>