

多天线OFDM系统空时频分组码的性能分析*

武 刚** 张 雷 唐友喜 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】针对多天线正交频分复用系统空时频分组码,通过分析其成对错误概率的Chernoff边界,揭示了多径时延特征影响空时频分组码性能的根本原因,给出了在快衰落信道中空时频分组码设计方法。并在ITU-R M.1225建议的车载信道模型下,利用仿真评估了空时分组码、空频分组码和空时频分组码在快衰落信道中的性能。仿真结果表明,在快衰落信道中,空频分组码性能优于空时分组码;多径时延特征是设计适合快衰落信道中具有最大分集增益空时频分组码的关键因素。

关 键 词 正交频分复用; 空时分组码; 空频分组码; 多入多出

中图分类号 TN957 文献标识码 A

Performance of Space-Time-Frequency Block Codes in Multiple-Antenna OFDM Systems

Wu Gang Zhang Lei Tang Youxi Li Shaoqian

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract Union upper bound of pairwise-error-probability (PEP) for space-time/frequency block codes in multiple-antenna based orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) systems is derived. And new design considerations were revealed. Then performance comparison between space-frequency block (SFBC) codes, space-time block codes (STBC) and space-time-frequency block codes (STFBC) is performed at different throughput by link-level simulations. The results show that SFBC is superior to STBC in fast fading channel. And power-delay profile of fading channel should be considered for designs of space-time-frequency codes as well as channel orders. SFBC with 4 transmit antenna is robust to both vehicular A and B channel environment of ITU-R M.1225.

Key words orthogonal frequency-division multiplexing; space-time block codes; space-frequency block codes; multiple-input multiple-output

在正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)系统的接收端和发射端同时布置多个天线构成的多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)OFDM系统受到越来越多的关注,联合信道编码和多天线信号处理的空时编码(Space-Time Coding, STC)成为其中一个极为活跃的研究分支^[1~8]。单载波系统中,无线衰落信道的频率选择性会导致字符间干扰, Agrawal首先将空时格码(Space-Time Trellis Codes, STTC)应用于OFDM系统^[3], 由于OFDM能将频率选择性衰落信道转化为一系列频率平坦衰落信道,空时码与OFDM的结合能保证在频率选择性衰落中的分集增益。目前,该领域主要有两个研究难点:一是最优编/解码方法与设计、译码复杂度的矛盾;二是设计适合快衰落信道的空时/频码(Space-Time-Frequency Coding, STFC)。与STTC类方案相比,由空时分组码(Space-Time Block Codes, STBC)衍生的空频分组码

2003年8月29日收稿

* 国家863计划资助项目, 编号: 2001AA123013

** 男 28岁 博士生 主要从事无线通信MIMO技术方面的研究

(Space-Frequency Block Codes, SFBC)、空时频分组码(Space-Time-Frequency Block Codes, STFBC)由于具有较低的解码复杂度^[2, 4-8], 而得到广泛的研究。文献[4]讨论了与低密度校验码(LDPC)级联的STBC编码OFDM系统的成对错误概率。文献[5]利用仿真比较了STBC和SFBC的性能, 文献[6]讨论了宽带MIMO衰落信道环境中, Ricean信道的 K 因子, 发射和接收角度扩展和天线间距等特征对空频编码性能的影响。为了降低编码复杂度, 文献[7]提出了在间距大于相干带宽的子信道间进行分组编码的理论。文献[8]提出了分组空时频(Group Space-Time-Frequency, GSTF)子系统概念和GSTF设计准则, 通过对子信道分组和在各个空时频子系统内应用STFBC, 在保证最大分集增益的同时简化编/解码过程。但是, 该设计准则必须在时域, 即连续发送的OFDM字符间也进行编码。因此, 这种编码方案将不能适应快衰落信道的要求。另一方面, 关于空时/频码设计准则的相关研究指出^[4, 6, 8], 影响STBC获得最大分集增益的主要因素是系统的接收天线数目和多径数目, 而关于多径衰落时延特征(Power-Delay Profile, PDP)对空时/频分组码性能的讨论较少, 也缺乏对快衰落信道中不同STBC、SFBC和STFBC的性能比较。本文从分析空时频分组码成对错误概率(Pairwise Error Probability, PEP)的Chernoff边界出发, 讨论多径时延特征对空时/频分组码影响的根本原因。

1 系统描述

采用空时/频分组码的MIMO-OFDM系统结构如图1所示, 从图中可看出, 发射端和接收端各布置了 M_T 和 M_R 个天线。串行二进制比特流经调制后, 形成的复信息字符流再进行空时/频分组编码, 得到 M_T 个并行数据流。若每输入ST/FBC编码器 N_S 个信息字符, 编码器输出 M_T 个长度为 KN 的并行数据流, K 为OFDM系统子载波个数, N 表示ST/FBC码字占用连续OFDM字符个数。则经OFDM调制后, 在第 n 个OFDM字符周期内、第 k 个子载波处, 待发送的 $M_T \times 1$ 维信号矢量 $X(k, n)$ 定义为

$$X(k, n) = [x_k^{(1)}(n), x_k^{(2)}(n), \dots, x_k^{(M_T)}(n)]^T \quad k = 1, \dots, K \quad (1)$$

式中 $x_k^{(m)}(n)$ 为OFDM调制后的复数据字符。从图中还可看出, 发送后的信号到达接收端, 假定接收机已完成理想的频率同步、时间同步和采样, 定义经OFDM解调后, 在第 k 个子载波处、第 n 个OFDM字符周期内输出 $M_R \times 1$ 维接收信号矢量 $Y(k, n)$ 为

$$Y(k, n) = H(k, n)X(k, n) + Z(k, n) \quad k = 1, \dots, K \quad (2)$$

式中 $H(k, n)$ 表示 $M_R \times M_T$ 维MIMO信道的瞬时衰落频率响应矩阵, 其第 (i, j) 个元素可表示为^[4, 8]

$$H_{i,j}(k, n) = \sum_{v=0}^{V-1} h_{i,j}(n; v) e^{-\sqrt{-1}(v \cdot k \cdot 2\pi / K)} \quad k = 1, \dots, K \quad (3)$$

式中 V 为第 j 个发射天线至第 i 个接收天线的无线信道采用离散等效表示后的非零抽头数目, 即多径数目, 也称为信道阶数。不失一般性, 假设所有收发天线对间 V 相同。 $h_{i,j}(n; v)$ 为第 n 个OFDM字符时刻第 v 径的复衰落值, 可视为对OFDM系统时变衰落信道 $h_{i,j}(t; v)$ 的离散采样结果。在 t 时刻、从第 j 个发射天线到第 i 个接收天线间第 v 径的时变无线信道衰落 $h_{i,j}(t; v)$ 可表示为^[4]

$$h_{i,j}(t; v) = \sum_{v=0}^{V-1} h_{i,j}(t; v) d(t - \frac{t_v}{K \Delta f}) \quad (4)$$

式中 $d(\bullet)$ 为第拉克(Dirac)函数, V 为信道阶数, Δf 为子载波间隔, 多径延迟按系统带宽 $K \cdot \Delta f$ 归一化后为整数 t_v 。复值衰落因子 $h_{i,j}(t; v)$ 均为独立同分布的, 幅度服从Rayleigh分布、相位服从均匀分布的随机变量。



图1 采用空时/频分组编码的MIMO-OFDM系统结构示意图

2 空时/频分组码解码的成对错误概率(PEP)及多径时延特征的影响

文献[2, 4, 6, 8]在讨论空时码、OFDM系统中的空时码和MIMO-OFDM系统中的空时频码的成对错误概率时, 都只是给出了一个简化的推导结果。并且上述文献[4, 6, 8]都假定了时变衰落信道模型为等间距的抽头

延迟线模型,而在不同的无线通信环境中,实际的衰落信道具有不同的多径时延特征(PDP),这将影响STFBC的PEP性能。在文献[4]中,将PDP对STFBC的影响因素其解释为最大有效长度,研究只针对空时分组编码的OFDM系统。因此,以下的推导中,更多地分析信道多径时延特征对空时频分组码性能影响的原因。

设 $X(n)=[X^T(1,n),\dots,X^T(K,n)]$ 表示在经过OFDM调制、第 n 个OFDM字符内的 $M_T K \times 1$ 发送码字矢量。

设 $E(n)=[E^T(1,n),\dots,E^T(K,n)]$ 为空时频解码器在第 n 个OFDM字符内输出的解码码字矢量,假定接收机器采用最大似然解码器,在已知信道状态信息时,对OFDM解调的输出矢量进行ML解码的输出可表示为

$$E(n) = \underset{X \in \mathcal{C}}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{K-1} \|Y(k,n) - H(k,n)X(k,n)\|^2 \quad (5)$$

式中 $\|\bullet\|$ 表示为Frobenius范数,则基于信道状态信息 $\{H(k,n), k=1,\dots,K\}$ 条件的PEP的Chernoff上界为^[9]

$$P(X(n) \rightarrow E(n) | H(1,n), L, H(K,n)) \leq \exp(-E_S \cdot d^2(X, E) / (4N_0)) \quad (6)$$

式中 $d^2(X, E)$ 表示为解码码字矢量与发送码字矢量的欧式距离差值,即

$$d^2(X, E) = \sum_{k=0}^{K-1} \|H(k,n)(X(k,n) - E(k,n))\|^2 \quad (7)$$

设 $V \times 1$ 维矢量 $w(k)=[1, \exp(-j2\pi k/K), \dots, \exp(-j2\pi(V-1)k/K)]^T$, I_{M_T} 为 $M_T \times M_T$ 维的单位矩阵,令 $W(k)$ 为 I_{M_T} 与 $w(k)$ 的Kronecker乘积,即 $W(k) = I_{M_T} \otimes w(k)$ 。当采用均匀间距的多径时延特征描述时变衰落信道时,对应第 i 个接收天线的信道衰落因子的矢量可表示为

$$h_i = [h_{i,1}(0), \dots, h_{i,1}(V-1), \dots, h_{i,M_T}(0), \dots, h_{i,M_T}(V-1)]^T \quad (8)$$

根据式(3),在第 n 个OFDM字符周期、第 k 个子载波处,从第 j 个发射天线到第 i 个接收天线间的频域信道衰落值 $H_{ij}(k,n)$ 可表示为 $H_{ij}(k,n) = h_{i,j}^T w(k)$,利用上述定义, $H(k,n)$ 可表示为

$$H(k,n) = \begin{bmatrix} h_{1,1}^T w(k) & \dots & h_{1,M_T}^T w(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}^T w(k) & \dots & h_{M_R,M_T}^T w(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1}^T & \dots & h_{1,M_T}^T \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}^T & \dots & h_{M_R,M_T}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(k) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & w(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^T \\ \vdots \\ h_{M_R}^T \end{bmatrix} \cdot I_{M_T} \otimes w(k) \quad (9)$$

由式(8)和式(9),类似文献[4]中的推导,利用范数定义($M \times N$ 维矩阵 A 的范数定义为 $\|A\|^2 = \sum_{i,j} |a_{ij}|^2 = \sum_i \|A_{i*}\|_2^2 = \sum_j \|A_{*j}\|_2^2 = \operatorname{trace}(A^* A)$,其中 $\|A\|_2$ 为矢量的二范数,也称欧氏范数,一个矢量 $V = [v_1, \dots, v_L]^T$ 的欧氏范数表示为 $\|V\|_2 = (\sum_{l=1}^L |v_l|^2)^{\frac{1}{2}}$),式(7)可进一步表示为

$$d^2(X, E) = \sum_{i=1}^{M_R} h_i^T \sum_{k=0}^{K-1} W(k)(X(k) - E(k))(X(k) - E(k))^H W^H(k) h_i^* = \sum_{i=1}^{M_R} h_i^T L h_i^* \quad (10)$$

式中 $M_T V \times M_T V$ 维矩阵 $L = \sum_{k=0}^{K-1} W(k)(X(k) - E(k))(X(k) - E(k))^H W^H(k)$ 。式(6)可进一步表示为

$$P(X \rightarrow E | H(1,n), \dots, H(K,n)) \leq \exp\left(-\frac{E_S}{4N_0} \sum_{i=1}^{M_R} h_i^T L h_i^*\right) \leq \prod_{i=1}^{M_R} \exp\left(-\frac{E_S}{4N_0} \cdot h_i^T L h_i^*\right) \quad (11)$$

由矩阵 L 结构可知, L 为非负定Hermitian矩阵,因此存在某个酉矩阵 U 和实对角矩阵 D ,使得 $ULU^H = D$,设矩阵 D 对角线上的 $M_T V$ 个元素依次为 $\{I_j, j=1, \dots, M_T V\}$ 。而需要指出的是,当实际衰落信道的多径延迟特征并不可能表示为等间距指数分布形式时,式(8)中的矢量 h_i 将包含零元素,从而导致矩阵 L 秩的亏损,因此矩阵 D 仅存在 r 个非零对角线元素,即 $D \triangleq \operatorname{diag}\{I_1, \dots, I_r, 0, \dots, 0\}$ 。定义矢量 $\bar{h}_i = U^* h_i = [\bar{h}_{i,1}, \dots, \bar{h}_{i,M_T V}]^T$ ($i=1, \dots, M_R$),将式(11)表示为

$$P(X \rightarrow E | H(1,n), L, H(K,n)) \leq \prod_{i=1}^{M_R} \exp\left(-\frac{E_S}{4N_0} \cdot \sum_{j=1}^r I_j |\bar{h}_{i,j}|^2\right) \quad (12)$$

利用式(12)给出的条件PEP,对所有可能的信道状态信息条件进行统计平均,即期望运算,可得到空时频分组码PEP的Chernoff上界的解析表达式为

$$P(X \rightarrow E) \leq \left(\prod_{j=1}^r \left(1 + \frac{E_S I_j}{4N_0}\right)\right)^{-M_R} \leq \left(\prod_{j=1}^r I_j\right)^{-M_R} \left(\frac{E_S}{4N_0}\right)^{-rM_R} \quad (13)$$

在式(13)的推导中,利用了关于信道状态因子服从独立同分布的Raleigh衰落分布的假设及不等式关系 $e^x > 1+x$ 。观察式(13),可直观地发现,信噪比、接收天线数目和信道阶数是影响空时频码PEP性能的主要因

素, 空时频分组码能取得的最大分集增益是 $M_T V M_R$, 这是由于矩阵 \mathbf{L} 的维度是 $M_T V \times M_T V$ 。但是, 值得注意的是, 式(13)的推导是由对矩阵 \mathbf{L} 进行特征分解而得到, $\mathbf{W}(k)$ 是构成矩阵 \mathbf{L} 的关键。文献[4,6,8]在分析空时频码的分集增益、编码增益和设计准则时, 均忽略了多径时延特征对矩阵 $\mathbf{W}(k)$ 的影响。实际上, 实际无线衰落信道中, 由于多径时延特征可能存在较大的差异, 从而导致矩阵 $\mathbf{W}(k)$ 的具体形式也存在较大的差别。在相同信道阶数条件下, 具有较长的时延扩展的多径衰落信道将使得矩阵 $\mathbf{W}(k)$ 成为稀疏矩阵, 导致矩阵 \mathbf{L} 的秩亏损; 而具有较短时延扩展的多径衰落信道则使得矩阵 $\mathbf{W}(k)$ 能保持较大的秩。因此, 衰落信道的多径时延特征会对空时/频码的性能产生较大的影响, 在不同的衰落信道特征下, 同一种空时频码将具有不同的性能。

另一方面, 从衰落信道的相干时间和相干带宽来看, 空时编码要求在跨越几个OFDM字符的一个码块周期内信道衰落时间响应保持近似不变, 即相干时间越大其性能越好; 而空频编码则要求跨越几个子载波的一个码块的信道衰落频率响应保持近似相等, 从约束条件上来看, 空频编码在快衰落信道中具有较好的性能。STFBC设计的具体方法可归纳为:

1) 在MIMO-OFDM系统中, 保证STBC获得最大分集增益的假设是信道衰落为块平坦衰落信道(Block Flat Fading Channel)。而实际上, 发射机是无法预知信道状态信息的, 在快衰落信道中, STBC的性能受限于信道衰落速率。在大发射天线数目时, 这一限制尤为突出。在MIMO-OFDM系统中应用STBC时, 应首先从增大接收天线数目出发保证最大分集增益;

2) 从信道衰落特征方面来看, 影响STFBC性能的主要因素为信道阶数和多径时延特征。目前得到实际应用的OFDM系统, 例如DAB、DVB和Hiperlan/II系统, 在参数选择时, OFDM字符周期均远大于衰落信道的最大相对时延, 即衰落信道的相干带宽为几个至几十个子载波间隔。在这种情形下, 为空频分组码获得最大分集增益提供了保证。此外, 从利用频域分集的角度, SFBC和STFBC都要优于空时分组码;

3) STFBC的分集增益都取决于具体编码矩阵的选取, 而不同编码速率的编码矩阵对发射天线数目以至信道衰落速率都有具体的要求。因此, 在快衰落信道中, 应联合考虑编码速率、发射天线数目和对信道衰落速率的要求进行合理设计, 以取得分集增益、数据速率和解码复杂度的折衷。

3 仿真结果与讨论

在本文仿真中, 首先比较了具有不同编码速率、不同发射天线数目和不同信道衰落速率的情形, 验证了所提出的设计方法。针对2 GHz载波频率、带宽为5 MHz、具有1 024个子载波的OFDM系统, 利用COSSAP®软件搭建了链路仿真平台。OFDM字符长度取为204.8 μs , 循环前缀为40.2 μs , 以包含了8个时隙的一个帧为独立仿真单位, 每个时隙包含5个OFDM字符, 在接收机中以理想信道状态信息用于解码。调制方式分别考察了QPSK、8PSK和16QAM, 编码矩阵采用文献[3]中的 G_2 、 G_4 和 H_4 , 另外本文根据 G_4 给出了一种修改方案 G'_4 , 若将 G_4 表示为 $G_4 = [G_4^1 G_4^2]^T$, 则 $G'_4 = [G_4^1 G_4^2]$, 仿真中, 将其用于STFBC。为比较性能, 考察了采用单接收天线情形, 2发射天线和4发射天线两种情形, 衰落信道模型采用了ITU-R M.1225, 建议的车载A和车载B两种信道^[10]。仿真中, 对每一个 E_b/N_0 点, 均以 2×10^7 bit评估比特误码率。

采用16QAM、 G_4 编码矩阵、4天线的SFBC和STBC在ITU-R M.1225车载A信道中的R性能如图2所示。从图中发现, 在两种衰落速率下SFBC的性能均要优于STBC。车速为250 km/h不同类型的SFBC和STFBC在快衰落信道(ITU-R M.1225车载信道A类)中的性能如图3所示, 图中除采用8PSK、 H_4 编码矩阵、4天线SFBC为2.25bit/symbol(BPS)外, 其他曲线所示编码方案均为2 BPS的频谱效率。从图中可发现, 采用QPSK、 G_2 编码矩阵、2天线SFBC在所有SFBC中性能最优, 而采用16 QAM、 G_4 编码矩阵、4天线SFBC稍逊。车速为250 km/h不同类型的SFBC和STFBC在快衰落信道(ITU-R M.1225车载信道B类)中的性能如图4所示。从图4中可发现, 采用16QAM、 G_4 编码矩阵、4天线SFBC性能最优, 其次是采用8 PSK、 H_4 编码矩阵、4天线SFBC。

通过图3和图4的仿真结果对比可发现, 采用16QAM、 G_4 编码矩阵、4天线SFBC由于充分利用了频率分集增益, 因此无论在短多径相对时延的车载信道A类中, 还是在长多径相对时延的车载信道B类中, 均能获得最大的分集增益, 是一种较稳健的空时频分组码方案。

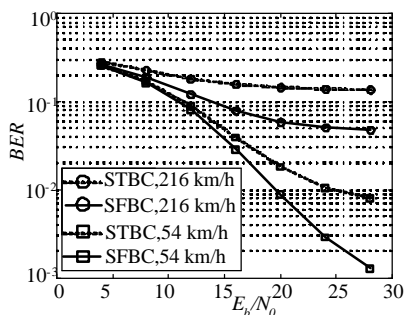


图2 采用16QAM调制、G2编码矩阵的SFBC和STBC的性能比较

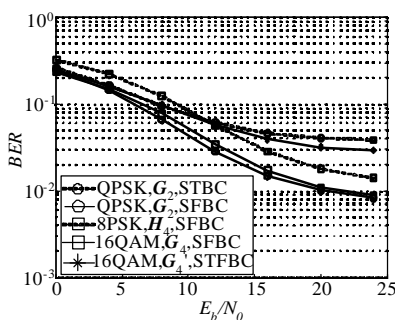


图3 不同SFBC在Veh.A快衰落信道下的性能比较

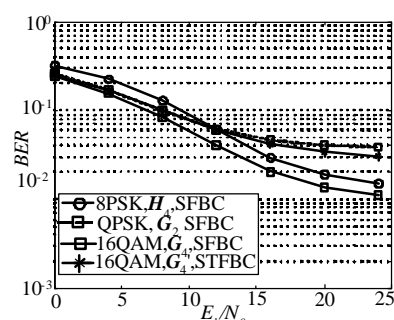


图4 不同ST/FBC在Veh.B快衰落信道下的性能比较

4 结束语

本文考察了多天线OFDM系统中空时频分组编码在快衰落信道中的性能, 给出了其成对错误概率上界。在ITU-RM.1225建议的长时延和短时延两种信道条件下, 对2天线、4天线的STBC、SFBC和STFBC进行了性能仿真和比较。其结果表明, 空频分组码在快衰落信道中具有较好的性能, 而多径时延特征对设计适合快衰落信道且具有最大分集增益的空时频分组码具有重要影响。此时, 空时频分组码设计不仅应考虑发射和接收天线数目、编码速率和信道阶数, 更应考虑多径时延特征的影响。

参 考 文 献

- [1] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE JSAC, 1998, 16(8): 1 451-1 458
- [2] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Trans Inform Theory, 1999, 45(5):1 456-1 467
- [3] Agrawal D, Tarokh V, Naguib A F, *et al*. Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels [C]. In Proc IEEE VTC, Ottawa, ON, Canada, 1998. 3: 2 232-2 236
- [4] Lu B, Wang X, Narayanan K R. LDPC-based space-time coded OFDM systems over correlated fading channels: performance analysis and receiver design [J]. IEEE Trans Commun, 2002, 50(1): 74-88
- [5] Lee K F, Williams D B. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems [C]. in Proc. IEEE. Globecom, San Francisco, CA,2000: 1 473-1 477
- [6] Bölcskei H, Borgmann M, Paulraj A J. Impact of the propagation environment on the performance of space-frequency coded MIMO-OFDM [J]. IEEE JSAC, 2003, 21(3): 427-439
- [7] Molisch A F, Win M Z, Winters J H. Space-time-frequency (STF) coding for MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Commun Lett, 2002, 6(9): 370-372
- [8] Liu Z, Xin Y, Giannakis G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels [J]. IEEE Trans SP, 2002,50(10):2 465-2 476
- [9] Simon M K, Alouini M S. Digital communication over fading channel: a unified approach to performance analysis [M]. New York, John Wiley & Sons. Inc. 2000
- [10] ITU-Recommendation, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000 [S]. Rec. ITU-R M.1225, 1998

编辑 刘文珍

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>