

多接收天线时空分组码解码算法的研究

张朝柱, 李大鹏, 赵春晖

(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 针对时变瑞利衰落信道, 提出多接收天线两种新的时空分组码解码算法。由于多普勒频移和载频偏移, 引起信道的时间选择性衰落, 信道时间选择性衰落引起发送天线间互干扰(intertransmit antennas interference, ITAI)。所提方案中信道用一阶自回归模型建立, 在多接收天线时, 通过分集增益合并(diversity advantage combiner, DAC)后, 采用约束置零或 cholesky 分解的方法移除发送天线间互干扰。最后针对不同变化系数的衰落信道给出计算机仿真结果, 结果表明提出的方案表现出了更好的性能。

关键词: 时空分组码; 时变瑞利衰落信道; 多接收天线; 解码算法

中图分类号: TN991.7

文献标识码: A

Research on decoders for space-time block codes using multi-received antennas

ZHANG Chao-zhu, LI Da-peng, ZHAO Chun-hui

(School of Information & Communication Engineering, Harbin Engineering Univ., Harbin 150001, China)

Abstract: Two kinds of new decoders are proposed for space-time block codes using multi received antennas over time-selective Rayleigh fading channel that arise due to Doppler shifts and carrier frequency offsets. Time-selective fading causes the intertransmit antennas interference(ITAI). Modeling the channel as AR1 autoregressive model, the proposed decoder performs robust performance to remove ITAI by restricted zero-forcing method or cholesky decomposition after diversity advantage combining(DAC) at receiver. The better performance is shown by simulation results presented for various channel-fading rates.

Key words: space-time block codes; time-selective Rayleigh fading channel; multi-received antenna; decoder

0 引言

Alamouti 在 1998 年提出了著名的时空分组码^[1], 已经被 3GPP 标准采纳。使用两个发射天线, 一个接收天线, 通过简单的线性最大似然(ML)解码, 能够达到完全分集增益。但是这种解码方案只能用于准平坦瑞利衰落信道, 即信道至少在连续两个符号间隔内保持不变。在这种条件下, 只有信道矩阵 H 满足正交性, 才可以采用简单的线性译码方案。而在实际的无线通信中, 接收端通常是运动的, 例如行进汽车中的移动电话, 由接收端的这种高速移动所引起的信道时间选择性衰落, 就破坏了信道矩阵 H 的正交性, 从而产生发送天线间互干扰(intertransmit antennas interference, ITAI)^[8], 造成解码错误。差分时空编码(difference space-time codes, DSTC)^[2]的解码过程不需要掌握信

道信息, 并且允许信道是缓慢变化的, 但是它本身具有 3 dB 的性能损失, 同时在信道快速变化下, 性能急剧下降。卡尔曼递推方法^[6]利用 AR1 模型估计时变信道, 但是也采用了 Alamouti 方案中的准 ML 解码方法。计算机仿真和理论分析表明: 在信道快速变化和高信噪比(SNR)时这种解码方法将产生地板效应。决策反馈解码器(DF decoder)^[7], 改善了这种解码方法的性能。

时空码的译码问题是时空编码的基本问题, 其最优解码算法为最大似然译码, 但是时空分组码是多维空间编码, 如果对其进行穷举搜索的最大似然译码, 运算量太大, 无法实际应用。本文针对时变信道, 提出多接收天线两种新的时空分组码译码算法。该解码算法的性能优于文献^[8]给出的时变信道多接收天线下的解码算法, 并且具有和 Alamouti 解码算法相同的复杂度。

收稿日期: 2005-07-27; 修回日期: 2005-11-24。

基金资助: 哈尔滨工程大学基础研究基金资助课题(HEUF04103)

作者简介: 张朝柱(1970-), 男, 副教授, 博士研究生, 主要研究方向为智能天线技术。E-mail: zhangchaozhu@hrbeu.edu.cn

1 系统模型

1.1 Alamouti 的空时分组编码

Alamouti 方案中,采用一个接收天线,两个发射天线在两个符号周期内,传送两个符号。系统模型如图 1 所示。 $2n$ 时刻符号 $s(2n)$, $s(2n+1)$ 分别从天线 1, 2 发送出去, $2n+1$ 时刻符号 $-s^*(2n+1)$, $s^*(2n)$ 分别从天线 1, 2 发送出去。 $h_i(n)$ 代表从第 i 发射天线到接收天线的 n 时刻的信道。不同于文献[1],这里的 $h_i(n)$ 更符合真实情况,定为频率平坦,时间选择性衰落信道。那么在连续两个符号间隔内,接收的信号表示为

$$r(2n) = h_1(2n)s(2n) + h_2(2n)s(2n+1) + w(2n) \quad (1a)$$

$$r(2n+1) = -h_1(2n+1)s^*(2n+1) + h_2(2n+1)s^*(2n) + w(2n+1) \quad (1b)$$

定义接收信号向量为 $\mathbf{r}(n) = [r(2n), r^*(2n+1)]^T$, 发射信号向量为 $\mathbf{s}(n) = [s(2n), s(2n+1)]^T$, 噪声向量为 $\mathbf{w}(n) = [w(2n), w^*(2n+1)]^T$ 。代入式(1)中得到

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{H}(n)\mathbf{s}(n) + \mathbf{w}(n) \quad (2)$$

$\mathbf{H}(n)$ 定义为信道矩阵

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} h_1(2n) & h_2(2n) \\ h_2^*(2n) & -h_1^*(2n+1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

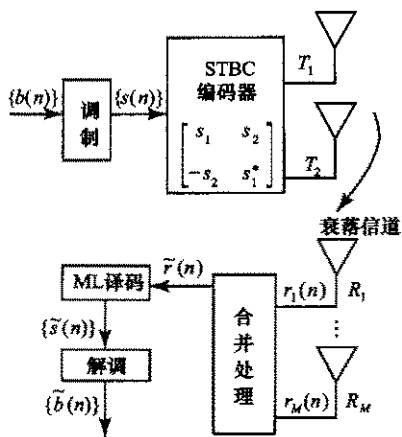


图 1 系统模型

1.2 任意接收天线时的系统模型

发射端仍采用两天线,接收端采用 M 根天线。系统模型如图 1 所示。与单接收天线时相类似,在连续的两个时间间隔内,第 m 个接收天线处的接收信号为 $\mathbf{r}_m(n) = [r_m(2n), r_m^*(2n+1)]^T$, 其矩阵形式为

$$\mathbf{r}_m(n) = \mathbf{H}_m(n)\mathbf{s}(n) + \mathbf{w}_m(n), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

式中: $\mathbf{H}_m(n) = \begin{bmatrix} h_{1m}(2n) & h_{2m}(2n) \\ -h_{2m}^*(2n+1) & h_{1m}^*(2n+1) \end{bmatrix}$, $h_{im}(n)$, $i = 1, 2, m = 1, 2, \dots, M$ ——从第 i 根发射天线到第 m 根接收天线的 n 时刻的信道。假设 $\mathbf{H}(n) = [\mathbf{H}_1^T(n), \dots, \mathbf{H}_M^T(n)]^T$, 所有接收天线所接收的信号为 $\mathbf{r}(n) = [\mathbf{r}_1^T(n), \dots, \mathbf{r}_M^T(n)]^T$, 则可以得到

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{H}(n)\mathbf{s}(n) + \mathbf{w}(n) \quad (5)$$

式中: $\mathbf{w}(n) = [w_1^T, \dots, w_M^T(n)]^T$ ——噪声向量。

1.3 信道模型

AR1 模型在模拟时变瑞利衰落信道时,能够提供足够的精确度[3]。所以在这里和文献[8]相同,采用 AR1 模型。在此模型中,信道变化满足式(6)

$$h_{im}(n) = \alpha h_{im}(n-1) + v_{im}(n) \quad (6)$$

式中: $v_{im}(n)$ ——零均值,各维方差均为 $\sigma_v^2/2$ 的复高斯随机变量,并且独立于 $h_{im}(n-1)$ 。文献[5]详细论述了变化系数 α 在接收端的估计方法。 $h_{im}(n)$ ——独立同分布循环复高斯随机变量,均值为零,方差 $\sigma_h^2 = 1$ 。

假设 α 对于所有发射天线到接收天线的信道是相同的。这一假设当接收端距离发射天线足够远时是有效的[4]。信道变化系数 α 和如下两个因素有关:

- (1) 发射端和接收端的相对运动引起的多普勒频移;
- (2) 载频的偏移(carrier frequency offset, CFO)。

这里用 f_0 表示 CFO, T_s 表示符号周期,则根据 JAKES 模型[4], α 可表示为

$$\alpha = J_0(2\pi f_d T_s) \exp(j2\pi f_0 T_s) \quad (7)$$

式中: J_0 ——第一类 0 阶贝塞尔函数, f_d ——最大多普勒频移。

2 时变信道下 ITAI 的产生

式(2)的最佳解码为最大似然解码,根据

$$\hat{\mathbf{s}}(n) = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{r}(n) - \mathbf{H}(n)\mathbf{s}\|^2 \quad (8)$$

可以解得 $\hat{\mathbf{s}}(n) = [\hat{s}(2n), \hat{s}^*(2n+1)]^T$ 。Alamouti 采用的解码方法是将式(2)两端同时乘以 $\mathbf{H}^H(n)$, 得到判决向量

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{H}^H(n)\mathbf{r}(n) \quad (9)$$

代入式(10)进行最大似然解码

$$\hat{\mathbf{s}}(n) = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{z}(n) - \mathbf{H}^H(n)\mathbf{H}(n)\mathbf{s}\|^2 \quad (10)$$

式(10)可以分解为两个独立的最大似然解码,将该解码方式称为准最大似然线性解码。设

$$\begin{aligned} \rho_1(n) &= |h_1(2n)|^2 + |h_2(2n+1)|^2 \\ \rho_2(n) &= |h_1(2n+1)|^2 + |h_2(2n)|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\varepsilon(n) = h_1^*(2n)h_2(2n) - h_1^*(2n+1)h_2(2n+1)$$

则

$$\mathbf{H}^H(n)\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \rho_1(n) & \varepsilon(n) \\ \varepsilon^*(n) & \rho_2(n) \end{bmatrix} \quad (12)$$

该解码方法在信道为准平坦瑞利衰落时,即 $\varepsilon(n) = 0$ 时,等同于最大似然解码。当信道为时变瑞利衰落时, $\varepsilon(n) \neq 0$ 就是产生 ITAI[8]的原因。

3 时变信道下多接收天线的空时分组码解码器

单接收天线时的约束置零方法[9]和决策反馈解码算法(DF)[9]能够很好地消除单接收天线下的 ITAI,但是并没有考虑到在多接收天线如何最大利用分集增

益并消除 ITAI。最近提出的分集增益置零解码算法(DAC-ZF)^[8]既能充分利用多天线接收时的分集增益,也能有效地消除时变信道下的 ITAI。本文把这种方法推广到两种多接收天线,提出两种针对时变信道的空时分组码解码算法。

3.1 分集增益置零解码算法(DAC-ZF)

采用前述多接收天线模型,参考式(5),其中: $\mathbf{r}(n)=[\mathbf{r}_1^T(n), \mathbf{r}_2^T(n), \dots, \mathbf{r}_M^T(n)]^T$, $\mathbf{H}(n)=[\mathbf{H}_1^T(n), \mathbf{H}_2^T(n), \dots, \mathbf{H}_M^T(n)]^T$, 定义 $\mathbf{R}=\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ 。在接收端采用如下合并方法

$$\mathbf{y}(n)=\mathbf{H}^H(n)\mathbf{r}(n)=\mathbf{R}(n)\mathbf{s}(n)+\mathbf{H}^H(n)\mathbf{w}(n) \quad (13)$$

这样的合并方法称为分集增益合并(diversity advantage combiner, DAC)^[8]。因为 \mathbf{R} 为埃尔米特矩阵,所以不妨设 \mathbf{R} 为

$$\mathbf{R}(n)=\begin{bmatrix} \rho_{11}(n) & \rho_{12}(n) \\ \rho_{12}^*(n) & \rho_{22}(n) \end{bmatrix}$$

式中: $\rho_{12}(n), \rho_{12}^*(n)$ ——合并后的 ITAI。

如果能求出矩阵 $\Phi(n)$ 满足如下条件

$$\Phi(n)\mathbf{R}(n)=\text{diag}(\lambda_1(n), \lambda_2(n))=\mathbf{A}(n) \quad (14)$$

式中: $\mathbf{A}(n)$ ——对角阵,则显然在解码过程中可以消除 ITAI。文献[8]根据 $\mathbf{A}(n)$ 为对角阵的条件,经过简单的推导得到置零矩阵 $\Phi(n)$

$$\Phi(n)=\begin{bmatrix} \rho_{22}(n) & -\rho_{12}(n) \\ -\rho_{12}^*(n) & \rho_{11}(n) \end{bmatrix} \quad (15)$$

得到 $\Phi(n)$ 后很容易求得

$$\lambda_1(n)=\lambda_2(n)=\lambda(n)=\rho_{11}(n)\rho_{22}(n)-|\rho_{12}| \quad (16)$$

噪声向量为 $\Phi(n)\mathbf{H}^H(n)\mathbf{w}(n)$, 各维方差为

$$\delta_w^2(2n)=\delta_w^2\lambda(n)\rho_{22}(n) \quad (17a)$$

$$\delta_w^2(2n+1)=\delta_w^2\lambda(n)\rho_{11}(n) \quad (17b)$$

把式(16)中的 $\lambda(n)$ 和式(15)中 $\Phi(n)$ 的代入式(18),得到判决向量,就可以进行线性最大似然解码

$$\mathbf{z}(n)=\lambda^*(n)\Phi(n)\mathbf{y}(n)=|\lambda(n)|^2\mathbf{s}(n)+\tilde{\mathbf{w}}(n) \quad (18)$$

分集增益置零解码算法(DAC-ZF),在分集增益合并后,根据把 \mathbf{R} 对角化的要求,推导出置零矩阵 $\Phi(n)$,从式(17)可以看到,这种置零方法虽然消除了 ITAI,但是却增加了噪声方差。

3.2 提出的分集增益约束置零解码算法(DAC-RZF)

单接收天线时的约束置零方法^[9],在求解置零矩阵的过程中增加了保证噪声方差不变的约束条件。本文把约束置零方法(restricted zero-forcing, RIF)用于文献[8]的分集合并方案中得到新的分集增益约束置零解码算法。仿真结果表明其性能在多接收天线时比文献[8]有所提高。

根据 3.1 节式(13),因为 \mathbf{R} 为埃尔米特矩阵,所以必定可以得到矩阵 $\mathbf{C}=\mathbf{AR}^{-1}$,使得 \mathbf{CR}^{-1} 等于实对角阵 \mathbf{A} 。

在多天线接收下恰当的选择矩阵 \mathbf{A} 可以不增加噪声方差。下面给出推导过程。

噪声 $\mathbf{CH}^H(n)\mathbf{W}(n)$ 的自相关矩阵为

$$\begin{aligned} E[(\mathbf{CH}^H\mathbf{W})(\mathbf{CH}^H\mathbf{W})^H] &= E[\mathbf{CH}^H\mathbf{W}\mathbf{W}^H\mathbf{CH}^H] = \\ E[\mathbf{AR}^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{W}\mathbf{W}^H\mathbf{HR}^{-1}\mathbf{A}^H] &= \\ \sigma_w^2\mathbf{AR}^{-1}\mathbf{R}^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}^H &= \sigma_w^2\mathbf{AR}^{-1}\mathbf{A} \end{aligned} \quad (19)$$

选择实对角阵 \mathbf{A} 使得 $\mathbf{AR}^{-1}\mathbf{A}$ 的对角线元素为 1,这样就不会权重噪声,由此就可以计算得出 \mathbf{A} 为

$$\mathbf{A}=\det(\mathbf{R})\begin{bmatrix} \rho_{11}(n)^{-1} & 0 \\ 0 & \rho_{22}(n)^{-1} \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: $\mathbf{R}(n)=\begin{bmatrix} \rho_{11}(n) & \rho_{12}(n) \\ \rho_{12}^*(n) & \rho_{22}(n) \end{bmatrix}$, $\det(\mathbf{R})$ ——矩阵 \mathbf{R} 的行列式。

利用式(20)中给出的 \mathbf{A} ,就可以得到新的判决向量为 $\mathbf{z}=\mathbf{AR}^{-1}\mathbf{y}(n)$,利用判决向量 \mathbf{z} 即可进行最大似然解码。

3.3 提出的分集增益决策反馈解码算法(DAC-DF)

本文进一步把单接收天线利用矩阵 cholesky 分解消除 ITAI 的决策反馈解码算法(DF)^[9],引入到文献[8]的分集方案中,得到另一种新的多接收天线下的解码算法,称为分集增益决策反馈解码算法(DAC-DF)。

根据第 3.1 节式(13),对 \mathbf{R} 进行 cholesky 分解 $\mathbf{R}=\mathbf{G}^H\mathbf{G}$, \mathbf{G} 为下三角矩阵,对角线元素为实数。式(13)两端同乘以 \mathbf{G}^{-H} ,得到合并后的判决向量

$$\mathbf{z}=\mathbf{G}^{-H}\mathbf{y}(n) \quad (21)$$

利用式(21)进行线性最大似然译码,因为 \mathbf{G} 为下三角矩阵,所以在判决 s_1 时,并不受 s_2 的影响。假定 s_1 的判决是正确的,再利用 s_1 做出 s_2 的判决。

下面的仿真结果验证了本文提出的新的解码算法的性能有所提高,说明本文的理论分析和实际结果一致。

4 仿真分析

使用蒙特·卡洛模型进行仿真。采用 QPSK 调制,发送 10 000 个符号。时变信道采用 AR1 模型。本文不考虑信道估计问题,接收端假设已知信道信息。仿真结果曲线为不同信噪比下,误比特率曲线。误码率取 1 000 次平均值。其中 DAC-ZF 为文献[8]提出的方法。

图 2、图 3 为单接收天线,时变信道下各种解码算法性能比较图,决策反馈解码算法^[9]性能优于置零解码算法^[8]和约束置零解码算法^[9]。但置零解码算法和约束置零解码算法在单接收天线时,性能无明显差别。

图 4 中 $\alpha=0.2$,采用两接收天线。信道变化很快,曲线显示出本文提出的 DAC-DF 在较高信噪比时的性能能够优于 DAC-ZF 大约 0.6~1 dB,提出的 DAC-RZF 的性能稍稍优于 DAC-ZF。

图 5 中 $\alpha=0.9$,采用两接收天线。信道变化较快,曲线显示出本文给出的 DAC-DF 在较高信噪比时的性能仍然能够优于 DAC-ZF 大约 0.6~1 dB, DAC-RZF 的性能在较高信噪比时比 DAC-ZF 提高了大约 0.3 dB。

图 6 中 $\alpha=0.998$,两接收天线。看到三种解码算法性能越来越接近,这是因为当 α 趋于 1 时信道逐渐接近于平坦信道。

- [28] Robert J, Parl Z. Comparison of filtering options for ballistic coefficient estimation[R]. ADA355740, 1998.
- [29] Cardillo G P, Mrstik A V, Plambeck T. A Track filter for re-entry objects with uncertain drag[J]. *IEEE Trans. on AES*, 1999, 35(2): 394 - 408.
- [30] Anil V R. Minimum-variance estimation of re-entry debris trajectories[J]. AIAA-99-4166, 1999: 410 - 423.
- [31] Simon J, Jeffrey K U, Hugh F D. A new method for the non-linear transformation of means and covariances in filters and estimators[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 2000, 45(3): 472 - 488.
- [32] Cuomo K M, Piou J E, Mayhan J T. Ultrawide-band coherent processing[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1999, 47(6): 1095.
- [33] Kathy B, Charles B. Intelligent fusion processing in BMD applications[J]. *SPIE* 1997, 3067: 190 - 196.
- [34] 王君, 姜寿春. 空袭目标流威胁评估与排序模型研究[J]. *现代防御技术*, 2001, 29(6): 29 - 33.
- [35] 温美娇, 刘谭军. 反战术弹道导弹(ATBM)防御系统指挥决策模型研究[J]. *现代防御技术*, 1997, 25(2): 9 - 20.

(上接第 1143 页)

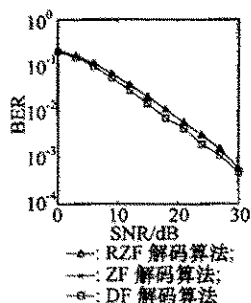


图 2 $\alpha=0.5, R_x=1$, 误码率比较图

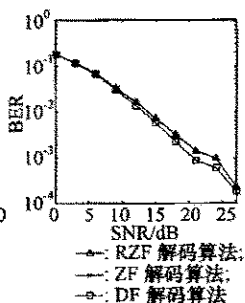


图 3 $\alpha=0.9, R_x=1$, 误码率比较图

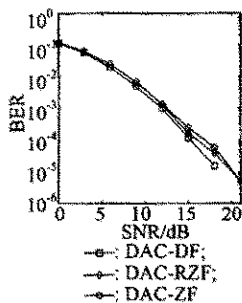


图 4 $\alpha=0.2$, 两接收天线 误码率比较图

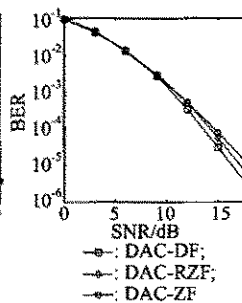


图 5 $\alpha=0.9$, 两接收天线 误码率比较图

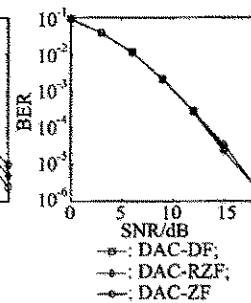


图 6 $\alpha=0.998$, 两接收天线 误码率比较图

5 结 论

本文方法在进行分集增益合并 DAC 后, 利用约束置零或 choelsky 分解来消除叠加后的 ITAI, 是种既可以利用分集增益又可以消除 ITAI 的有效而又简单的方法。从数学推导可以看出, 提出的两种解码算法, 和文献[8]具有相同的复杂度, 性能比文献[8]有所提高。本文提出的解码算法仅仅针对时变信道, 当信道静止时, 它们和 Alamouti 经典解码算法相同。文中没有考虑时变信道的估计问题, 那么在空时码联合信道估计和符号检测算法中使用本文译码算法, 有望获得性能提高。

参考文献:

- [1] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communication[J]. *IEEE J. Select Areas. Commun.*, 1998, 16: 1451 - 1458.
- [2] Tarokh V, Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity[J]. *IEEE J. Select Areas. Commun.*, 2000, 18(7): 1169 - 1174.
- [3] Wang Hongshen, Chang Paochi. On verifying the first order Markovian assumption for a Rayleigh fading channel model[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1996, 45(2): 353 - 357.
- [4] Jakes W C. Microwave mobile communication [M]. NY: Wiley, 1974.
- [5] Tsatsanis M K, Giannakis G B, Zhou G. Estimation and equalization of fading channels with random coefficients [J]. *Signal Processing*, 1996, 53(2/3): 211 - 228.
- [6] Liu Zhiqiang, Ma Xiaoli, Giannakis G B. Space-time coding and Kalman filtering for time-selective fading channels communication[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(2): 183 - 186.
- [7] Kyung Seung Ahn, Heung Ki Baik. Decision feedback detection and channel tracking for space-time block coded transmission systems over time-varying channel[J]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2004, 2: 309 - 312.
- [8] Tran Tuan A, Sesay Abu B. A generalized linear quasi-ML decoder of OSTBC for wireless communications over time-selective fading channels[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(3): 855 - 864.
- [9] Vielmon A, Barry Ye, Li J R. Performance of transmit diversity over time-varying Rayleigh-fading channels[J]. *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '01, IEEE*, 2001, 5(25 - 29): 3242 - 3246.

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>