

室内分布发射天线 STBC 系统的发射天线位置优化

韩 亮 邵士海 唐友喜* 沈 莹

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘 要: 该文针对室内环境下分布发射天线 STBC 系统, 在考虑了路径损耗、阴影衰落和莱斯衰落的基础上推导了室内的平均误符号率(AASER), 通过使室内的平均误符号率最小得到了优化的发射天线位置。理论分析表明最优的发射天线位置与房间的长、宽、高以及移动台的高度有关。仿真结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 无线通信; 分布式天线系统; 空时分组码; 天线位置优化; 室内

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)05-1154-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01073

Antenna Location Optimization for STBC with Distributed Transmit Antennas in an Indoor Environment

Han Liang Shao Shi-hai Tang You-xi Shen Ying

(National key Lab of Science and Technology on Communications,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The Area Averaged Symbol Error Ratio (AASER) for indoor STBC downlink with distributed transmit antennas is derived, considering the effects of path loss, shadow fading and Rician fading. Then optimal antenna location can be obtained by minimizing AASER. Theoretical analyses show that the optimal antennas location is related to the room length, width, height and the height of the mobile station. Simulation results prove the correctness of the theoretical analysis.

Key words: Wireless communications; Distributed antennas systems; STBC; Antenna location optimization; Indoor

1 引言

为了解决室内无线通信的覆盖问题, Saleh 等人^[1]提出了分布式天线系统(Distributed Antennas Systems, DAS)。近年来, 分布式天线系统^[2]以其在提高系统容量^[3,4]和减少发射功率^[5,6]等方面的优势引起了人们的极大兴趣。

理论研究表明发射天线的位置会对系统的性能造成很大的影响^[7]。文献[8,9]分别针对 STBC-OFDM 系统和 V-BLAST 系统研究了使线型小区的平均误码率最小的发射天线位置, 文献[10]提出了一种使小区平均遍历容量最大的天线位置优化方法。现有研究主要针对的是 1 维的线型小区或者 2 维的圆形小区, 对于室内 3 维环境下采用分布式天线的情况, 目前还没有针对其发射天线位置优化的研究。

本文研究室内 3 维环境中分布发射天线空时分组码(Space Time Block Coding, STBC)^[11]系统的发

射天线位置优化问题, 考虑信号经历路径损耗、阴影衰落和莱斯衰落, 提出一种最小化室内平均误符号率的发射天线位置优化方法, 并进行了计算机仿真验证。

本文其余的部分是这样安排的: 第 2 节给出了系统及信道模型; 第 3 节进行了性能分析并且给出了优化问题; 第 4 节通过求解优化问题得到了最优的发射天线位置; 第 5 节给出了仿真验证; 最后是对全文的总结。

2 系统及信道模型

2.1 系统模型

室内分布式天线系统布局如图 1 所示, 在一个长宽高分别为 a, b, c ($a \geq b$) 的房间内, 两根发射天线分布在屋顶上的不同位置, 它们之间通过光纤或者同轴电缆与一个中心基站相连。为了表述方便, 以地面中心为原点建立 3 维坐标系, 设两根分布发射天线的位置分别为 (x_1, y_1, c) 和 (x_2, y_2, c) , 移动台的坐标为 (x, y, z) 。为了简化分析, 假设移动台的高度 $z = h$, 即移动台的坐标为 (x, y, h) , 那么两根发射天线到移动台的距离 d_1 和 d_2 可以表示为

2010-10-09 收到, 2010-12-06 改回

国家自然科学基金(60832007, 60902027, 60901018, 61001087)和
中兴通讯研究基金资助课题

*通信作者: 唐友喜 tangyx@uestc.edu.cn

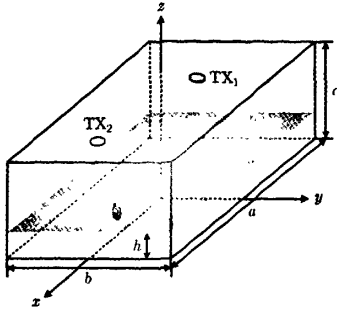


图1 室内分布式天线系统布局

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (c-h)^2} \\ d_2 &= \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (c-h)^2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

假设基站采用 Alamouti 提出的空时分组码 (Space Time Block Coding, STBC)^[11], 并令 s_1, s_2 为待发射信息符号。在第 1 个符号周期内, 发射天线 1 和发射天线 2 分别发送 s_1 和 s_2 ; 在第 2 个符号周期内, 发射天线 1 和发射天线 2 分别发送 $-s_2^*$ 和 s_1^* 。

基站发射的信号经过分布式信道后到达移动台接收天线, 为了简化分析, 本文假设移动台配备 1 根接收天线且能够获得理想的信道状态信息。从而, 移动台经过最大似然检测后的输出信号可以表示为^[12]

$$\hat{s}_k = \sqrt{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} s_k + n_k, \quad k=1,2 \quad (2)$$

其中 h_k 为第 k 根发射天线到移动台的复信道系数; n_k 是均值为 0, 每一维的方差为 $\sigma_n^2 = N_0/2$ 的加性复高斯白噪声。

2.2 信道模型

存在直射路径是室内信道的显著特点, 假设 ξ_k 代表从第 k 根发射天线到移动台的小尺度衰落, ξ_k 可建模成莱斯(Rician)分布的随机变量^[13], 其概率密度函数为

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (3)$$

其中参数 s 指主信号幅度的峰值, $I_0(\cdot)$ 是修正的零阶第 1 类贝塞尔函数。莱斯分布常用莱斯因子 K 来描述, K 定义为确定信号的功率与多径分量方差之比, K 的表示式为 $K = s^2/(2\sigma^2)$ 。

同室外环境类似, 室内环境下的大尺度衰落可建模为路径损耗和阴影衰落^[14], 假设 L_k 和 S_k 分别代表从第 k 根发射天线到移动台的路径损耗和阴影衰落, 有:

(1) L_k 与发射天线到移动台的距离、载波频率和天线辐射的近场远场等有关^[14]。如果电磁波的频率

为 1 GHz, 那么波长为 $\lambda = c/f = 0.3$ m, 由于 $d_1, d_2 \geq c-h > \lambda$, 因此我们可以假设移动台位于远场区。同时为了简化分析, 本文假设其服从自由空间路径损耗模型:

$$L_k = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_k}\right)^2 \quad (4)$$

(2) S_k 服从对数正态分布, 即 $10\lg(S_k)$ 服从均值为 0, 方差为 σ_k^2 的正态分布。在室内环境下 σ_k 一般取 3 dB^[14]。

综上, 第 k 根发射天线到移动台的复信道系数 h_k 表示为^[6,14]

$$h_k = \sqrt{L_k S_k} \xi_k \quad (5)$$

3 性能分析

3.1 误符号率分析

假设每根天线的发射功率为 E_s , 移动台接收到的第 k 根发射天线的瞬时信噪比为 $\gamma_k = (E_s \xi_k^2 S_k L_k) / N_0$ 。对于小尺度衰落有 $E(\xi_k^2) = 1$, 从而移动台接收到的第 k 根发射天线的平均信噪比为

$$\bar{\gamma}_k = \frac{E_s S_k L_k}{N_0} \quad (6)$$

假设基站采用 M-PSK 调制, 文献[15,16]的研究表明: 对于较大的 $\bar{\gamma}_k$ ($k=1,2$), 基于平均信噪比 $\bar{\gamma}_k$ 的误符号率可以近似表示为

$$\begin{aligned} \text{SER}(\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2) \\ \approx \frac{(1+K_1)(1+K_2)\exp(-K_1-K_2)C(2,M)}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2} \end{aligned} \quad (7)$$

其中

$$C(2,M) = \frac{1}{\sin^4(\pi/M)} \left[\frac{3(M-1)}{8M} - \sum_{m=1}^2 \frac{\sin(2\pi m/M)}{4\pi m} \right]$$

K_1 和 K_2 分别代表第 1 根和第 2 根发射天线到移动台的莱斯因子。

将式(6)代入式(7), 误符号率可以表示成

$$\begin{aligned} \text{SER} \approx (E_s/N_0)^{-2} \\ \cdot \frac{(1+K_1)(1+K_2)\exp(-K_1-K_2)C(2,M)}{S_1 L_1 S_2 L_2} \end{aligned} \quad (8)$$

S_k ($k=1,2$) 服从对数正态分布, $1/(S_1 S_2)$ 同样服从对数正态分布, 假设 S_1 和 S_2 相互独立, 那么 $10\lg(1/(S_1 S_2)) \sim N(0, \sigma_1^2 + \sigma_2^2)$ 。对阴影衰落求统计平均^[6], 可以得到

$$E\left(\frac{1}{S_1 S_2}\right) = \exp\left[\frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln^2 10}{200}\right] \quad (9)$$

从而式(8)可以表示为

$$\text{SER} \approx (E_s/N_0)^{-2} (1+K_1)(1+K_2) \cdot \exp \left[\frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln^2 10}{200} - K_1 - K_2 \right] \frac{C(2, M)}{L_1 L_2} \quad (10)$$

把式(4)代入式(10), 可以得到一个只与发射天线到移动台的距离有关的误符号率表达式

$$\text{SER} \approx (E_s/N_0)^{-2} (\lambda/(4\pi))^{-4} (1+K_1)(1+K_2) \cdot \exp \left[\frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln^2 10}{200} - K_1 - K_2 \right] C(2, M) d_1^2 d_2^2 \quad (11)$$

3.2 室内的平均误符号率

根据式(11)可以得到移动台在某一个固定位置的误符号率, 但是我们要研究的是最优的发射天线位置, 因此单纯考虑某一点的误符号率显然不够。这就需要我们得到室内的平均误符号率 (Area Averaged Symbol Error Ratio, AASER)^[8], 然后通过优化 AASER 来得到最优的发射天线位置。

为了简化分析, 假设移动台在平面 $z = h$ 上服从均匀分布, 将式(1)代入式(11), AASER 可以写成

$$\begin{aligned} \text{AASER} &= \frac{1}{ab} \int_{-b/2}^{b/2} \int_{-a/2}^{a/2} \text{SER} dx dy \\ &\approx (E_s/N_0)^{-2} (\lambda/(4\pi))^{-4} (1+K_1)(1+K_2) \\ &\quad \cdot \exp \left[\frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln^2 10}{200} - K_1 - K_2 \right] \frac{C(2, M)}{ab} \\ &\quad \cdot \int_{-b/2}^{b/2} \int_{-a/2}^{a/2} [(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (c-h)^2] \\ &\quad \cdot [(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (c-h)^2] dx dy \\ &\approx (E_s/N_0)^{-2} (\lambda/(4\pi))^{-4} (1+K_1)(1+K_2) \\ &\quad \cdot \exp \left[\frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln^2 10}{200} - K_1 - K_2 \right] C(2, M) \\ &\quad \cdot \left\{ \frac{1}{80} (b^4 + a^4) + \frac{1}{72} a^2 b^2 + [x_1^2 + y_1^2 + (c-h)^2] \right. \\ &\quad \cdot [x_2^2 + y_2^2 + (c-h)^2] + \frac{b^2}{12} [x_1^2 + y_1^2 + x_2^2 + y_2^2 \\ &\quad \cdot 4y_1 y_2 + 2(c-h)^2] + \frac{a^2}{12} [x_1^2 + y_1^2 + x_2^2 + y_2^2 \\ &\quad \cdot 4x_1 x_2 + 2(c-h)^2] \left. \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

通过求解优化问题

$$\left. \begin{aligned} (x_1^0, y_1^0, x_2^0, y_2^0) &= \arg \min_{\{x_1, y_1, x_2, y_2\}} \text{AASER}(x_1, y_1, x_2, y_2) \\ \text{s.t. } -a/2 &\leq x_1, x_2 \leq a/2, -b/2 \leq y_1, y_2 \leq b/2 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

即可得到最优的发射天线位置。

4 优化问题的求解

根据式(12), 使 AASER(x_1, y_1, x_2, y_2) 最小化等价于使

$$\begin{aligned} f(x_1, y_1, x_2, y_2) &= [x_1^2 + y_1^2 + (c-h)^2][x_2^2 + y_2^2 + (c-h)^2] \\ &\quad + \frac{1}{12} [x_1^2 + y_1^2 + x_2^2 + y_2^2 + 4y_1 y_2 + 2(c-h)^2] b^2 \\ &\quad + \frac{1}{12} [x_1^2 + y_1^2 + x_2^2 + y_2^2 + 4x_1 x_2 + 2(c-h)^2] a^2 \quad (14) \end{aligned}$$

最小化。根据多元函数的最优化理论, 首先求其驻点, 令

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial f(x_1, y_1, x_2, y_2)}{\partial x_1} &= 2[x_2^2 + y_2^2 + (c-h)^2] x_1 \\ &\quad + \frac{1}{6} x_1 b^2 + \frac{1}{6} x_1 a^2 + \frac{1}{3} x_2 a^2 = 0 \\ \frac{\partial f(x_1, y_1, x_2, y_2)}{\partial x_2} &= 2[x_1^2 + y_1^2 + (c-h)^2] x_2 \\ &\quad + \frac{1}{6} x_2 b^2 + \frac{1}{6} x_2 a^2 + \frac{1}{3} x_1 a^2 = 0 \\ \frac{\partial f(x_1, y_1, x_2, y_2)}{\partial y_1} &= 2[x_2^2 + y_2^2 + (c-h)^2] y_1 + \frac{1}{6} y_1 a^2 \\ &\quad + \frac{1}{6} y_1 b^2 + \frac{1}{3} y_2 b^2 = 0 \\ \frac{\partial f(x_1, y_1, x_2, y_2)}{\partial y_2} &= 2[x_1^2 + y_1^2 + (c-h)^2] y_2 \\ &\quad + \frac{1}{6} y_2 a^2 + \frac{1}{6} y_2 b^2 + \frac{1}{3} y_1 b^2 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

我们发现其驻点与 a, b, c, h 有关。接下来分两种情况进行讨论:

(1) 当 $a^2 - b^2 - 12(c-h)^2 < 0$ 时, 此时只有一个驻点为 $\mathbf{X}_0 = (0, 0, 0, 0)^T$; $f(x_1, y_1, x_2, y_2)$ 在 \mathbf{X}_0 处的二阶导数或者 Hessian 矩阵为

$$\nabla^2 f(\mathbf{X}_0) = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 12(c-h)^2 + b^2 + a^2 & 2a^2 & 0 & 0 \\ 2a^2 & 12(c-h)^2 + b^2 + a^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 12(c-h)^2 + b^2 + a^2 & 2b^2 \\ 0 & 0 & 2b^2 & 12(c-h)^2 + b^2 + a^2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

由于 $\nabla^2 f(\mathbf{X}_0)$ 正定,故 $\mathbf{X}_0 = (0,0,0,0)^T$ 是一个极小值点。通过与边界上的最小值相比,可得 $\mathbf{X}_0 = (0,0,0,0)^T$ 同时也是最小值点。

(2)当 $a^2 - b^2 - 12(c-h)^2 \geq 0$ 时,有3个驻点,分别为 $\mathbf{X}_0 = (0,0,0,0)^T$, $\mathbf{X}_1 = \left(\sqrt{\frac{a^2 - b^2}{12} - (c-h)^2}, 0, -\sqrt{\frac{a^2 - b^2}{12} - (c-h)^2}, 0 \right)^T$, $\mathbf{X}_2 = \left(-\sqrt{\frac{a^2 - b^2}{12} - (c-h)^2}, 0, \sqrt{\frac{a^2 - b^2}{12} - (c-h)^2}, 0 \right)^T$ 。由于 \mathbf{X}_1 和 \mathbf{X}_2 描述的实际上是一种情况,因此我们只考虑驻点 \mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 。根据式(16),此时 $f(x_1, y_1, x_2, y_2)$ 在 \mathbf{X}_0 处的Hessian矩阵不再正定,因此 $\mathbf{X}_0 = (0,0,0,0)^T$ 不是一个极小值点。 $f(x_1, y_1, x_2, y_2)$ 在 \mathbf{X}_1 处的Hessian矩阵为 $\nabla^2 f(\mathbf{X}_1)$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{3}a^2 & \frac{b^2}{3} + 4(c-h)^2 & 0 & 0 \\ \frac{b^2}{3} + 4(c-h)^2 & \frac{1}{3}a^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3}a^2 & \frac{1}{3}b^2 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3}b^2 & \frac{1}{3}a^2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

由于 $\nabla^2 f(\mathbf{X}_1)$ 正定,故 \mathbf{X}_1 是极小值点。通过与边界上的最小值相比,可得 \mathbf{X}_1 同时也是最小值点。

综合上面两种情况,我们可以得到结论:

(1)当 $a^2 - b^2 - 12(c-h)^2 < 0$ 时,最优的天线位置为 $(x_1, y_1, c) = (x_2, y_2, c) = (0, 0, c)$,即两根发射天线集中放置在屋顶的中心,此时分布式发射天线退化为集中式发射天线;

(2)当 $a^2 - b^2 - 12(c-h)^2 \geq 0$ 时,最优的天线位置为 $(x_1, y_1, c) = \left(\sqrt{\frac{a^2 - b^2}{12} - (c-h)^2}, 0, c \right)$, (x_2, y_2, c)

$$= \left(-\sqrt{\frac{a^2 - b^2}{12} - (c-h)^2}, 0, c \right), \text{此时两根天线分布在}$$

屋顶沿着房间长方向的中轴线上,并且关于屋顶中心对称。

5 仿真结果

为了验证分析结果的正确性,进行了计算机仿真。当 $a^2 - b^2 - 12(c-h)^2 < 0$ 时分布式发射天线退化为集中式天线,因此我们只针对 $a^2 - b^2 - 12(c-h)^2 \geq 0$ 的情况进行仿真。首先给出基本的仿真条件:长 $a = 20$ m,宽 $b = 7$ m,高 $c = 3.5$ m的会议室,移动台的高度 $h = 1.5$ m,阴影衰落标准差 $\sigma_1 = \sigma_2 = 3$ dB,莱斯因子 $K_1 = K_2 = 2$,波长 $\lambda = 0.3$ m,调制方式为BPSK。

根据第4节得到的结论,最优位置是 $(5, 0, 3.5)$, $(-5, 0, 3.5)$ 。由于优化问题有4个变量,没有办法给出一个直观的仿真图,因此我们分下面几种情况来验证分析的正确性。

(1)假设一根天线位于 $(-5, 0, 3.5)$,另一根天线位于 $(x_1, 0, 3.5)$,图2给出了 E_s/N_0 分别取60 dB和65 dB两种情况下 x_1 与AASER的关系,从图2中可以看出当 $x_1 = 5$ 时AASER最小。

(2)假设一根天线位于 $(-5, 0, 3.5)$,另一根天线位于 $(5, y_1, 3.5)$,图3给出了 E_s/N_0 分别取60 dB和65 dB两种情况下 y_1 与AASER的关系,从图3中可以看出当 $y_1 = 0$ 时AASER最小。

(3)假设两根天线的位置分别为 $(-x_1, 0, 3.5)$ 和 $(x_1, 0, 3.5)$,图4给出了 E_s/N_0 分别取60 dB和65 dB两种情况下 x_1 与AASER的关系,从图4中可以看出当 $x_1 = 5$ 时AASER最小。

综合图2,图3和图4,可以看出:仿真结果与理论分析结果很近似,尤其是在高信噪比的情况下;当两根天线的位置分别为 $(5, 0, 3.5)$ 和 $(-5, 0, 3.5)$ 时AASER最小,仿真结果证明了理论分析的正确性。

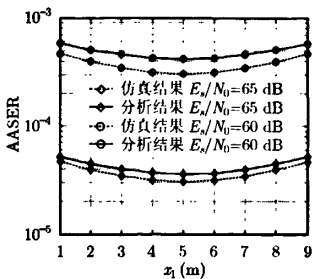


图2 一根天线位于 $(-5, 0, 3.5)$,另一根天线位于 $(x_1, 0, 3.5)$ 时 x_1 与AASER的关系

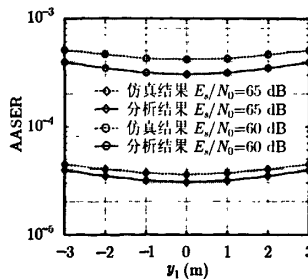


图3 一根天线位于 $(-5, 0, 3.5)$,另一根天线位于 $(5, y_1, 3.5)$ 时 y_1 与AASER的关系

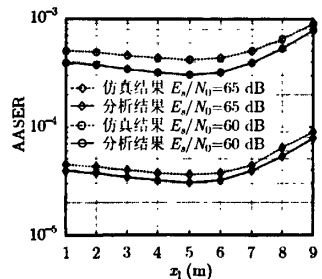


图4 两根的位置分别为 $(-x_1, 0, 3.5)$ 和 $(x_1, 0, 3.5)$ 时 x_1 与AASER的关系

6 总结

针对室内 3 维环境中分布发射天线 STBC 系统, 本文在考虑了路径损耗、阴影衰落和莱斯衰落的基础上首先得到了室内的平均误符号率, 然后通过使室内的平均误符号率最小得到了优化的发射天线位置。理论分析表明: 当房间的长 a , 宽 b , 高 c 和移动台高度 h 满足 $a^2 - b^2 - 12(c - h)^2 < 0$ 时, 分布式发射天线退化为集中式发射天线, 即两根发射天线集中放置在屋顶中心; 当 $a^2 - b^2 - 12(c - h)^2 \geq 0$ 时, 两根天线分布在屋顶沿着房间长方向的中轴线上, 并且关于屋顶中心对称, 距中心的距离为 $\sqrt{[(a^2 - b^2)/12] - (c - h)^2}$ 。本文的研究结论从系统误码率角度为室内 3 维环境中分布发射天线 STBC 系统的天线选址提供了一个可行的参考设计方案。

参考文献

- [1] Saleh A, Rustako A, and Roman R. Distributed antennas for indoor radio communication [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1987, 35(12): 1245-1251.
- [2] Zhou Shi-dong, Zhao Ming, and Xu Xi-bin, et al.. Distributed wireless communication system: a new architecture for future public wireless access [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108-113.
- [3] Zhong Cai-jun, Wong Kai-Kit, and Jin Shi. Capacity bounds for MIMO Nakagami- m fading channels [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(9): 3613-3623.
- [4] Castanheira D and Gameiro A. Distributed antenna system capacity scaling [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2010, 17(3): 68-75.
- [5] He Xin, Luo Tao, and Yue Guang-xin. Optimized distributed MIMO for cooperative relay networks [J]. *IEEE Communications Letter*, 2010, 14(1): 9-11.
- [6] Zhang Jun and Andrews J G. Distributed antenna systems with randomness [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(9): 3636-3646.
- [7] Zhuang Hai-ruo, Dai Lin, and Xiao Liang, et al.. Spectral efficiency of distributed antenna system with random antenna layout [J]. *IEEE Electronics Letters*, 2003, 39(6): 495-496.
- [8] Shen Ying, Tang You-xi, and Kong Ting, et al.. Optimal antenna location for STBC-OFDM downlink with distributed transmit antennas in linear cells [J]. *IEEE Communications Letters*, 2007, 11(5): 387-389.
- [9] 韩亮, 柳鑫, 唐友喜, 邵士海. 线型小区中 V-BLAST 两根分布发射天线的位置优化[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(4): 978-982.
Han Liang, Liu Xin, Tang You-xi, and Shao Shi-hai. Optimal antenna location for V-BLAST with two distributed transmit antennas in linear cells [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(4): 978-982.
- [10] Wang Xin-zheng, Zhu Peng-cheng, and Chen Ming. Antenna location design for generalized distributed antenna systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2009, 13(5): 315-317.
- [11] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [12] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block coding for wireless communications: performance results [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(3): 451-460.
- [13] Nikolopoulos V, Fiacco M, and Stavrou S, et al.. Narrowband fading analysis of indoor distributed antenna systems [J]. *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, 2003, 2(4): 89-92.
- [14] IST-4-027756 WINNER II, D1.1.2 V1.1 WINNER II Channel Models, 2007.
- [15] Abdel-Ghaffar H S and Pasupathy S. Asymptotical performance of M -ary and binary signals over multipath/multichannel Rayleigh and Rician fading [J]. *IEEE Transaction on Communications*, 1995, 43(11): 2721-2731.
- [16] Simon M K and Alouini M S. Digital Communications over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis [M]. New York: Wiley, 2000, Chapter 9.

韩亮: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为分布式 MIMO。
邵士海: 男, 1980年生, 博士, 副教授, 研究方向为分布式信号处理。
唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号处理。
沈莹: 男, 1980年生, 博士, 讲师, 研究方向为分布式信号处理。

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>