

文章编号 1005-0388(2007)05-0755-05

基于特征波束形成的 STBC 发射天线选择*

王伟 金荣洪 耿军平

(上海交通大学电子工程系, wang_w@sytu.edu.cn, 上海 200240)

摘要 相关信道下将特征波束形成(E-BF)与空时分组码(STBC)相结合,在保持分集阶数的同时可以获得阵列增益,但需配置更多的发射天线。根据该系统特点提出了统计的发射天线选择方案,在不增加天线数情况下通过自适应子阵选择来提高系统误码率性能,并给出了平均误码率最小的天线选择准则。天线选择与 E-BF 共享信道信息,算法也不用频繁更新。仿真结果证明了该天线选择方案可提高系统误码率的性能。

关键词 天线选择,特征波束形成,STBC

中图分类号 TN 911.22

文献标识码 A

STBC transmit antenna selection based on eigen-beamforming

WANG Wei JIN Rong-hong GENG Jun-ping

(Dept. of electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University,
wang_w@sytu.edu.cn, Shanghai 200240, China)

Abstract Although a combination of Eigen-beamforming (E-BF) and space-time block coding (STBC) can achieve the same diversity order as well as an additional array gain in correlated channels, more transmit antennas are needed. An antenna selection scheme based on channel statistical information was proposed to improve the average Bit Error Rate (BER) performance of this hybrid system without additional antennas. And also a selection criterion to minimize BER was presented. This selection algorithm shares the same channel information with the original hybrid system and does not necessitate frequent updates. Simulation results show BER performance improvement when adaptive antenna selection is employed.

Key words antenna selection, eigen-beamforming, STBC

1 引言

作为一种发射分集技术,空时分组码(STBC)^[1]能有效抵抗衰落,在独立信道下性能最佳。由于阵列尺寸限制和空间环境的影响,会引起天线间的空间相关性,从而降低分集性能^[2,3]。特征波束形成(E-BF)^[4]是一种有效地改善相关信道下系统性能

的预处理技术^[5]。它利用信道相关矩阵的特征向量承载发射符号,既实现了解相关,又能获得阵列增益,发射天线数越多则阵列增益越大,系统的误码率(二进制比特在数据传输系统中被传错的概率)性能也越好。但一味地增加天线数会导致系统前端 RF 链路复杂度、体积和成本的增加,还会加重信号处理的负担,这也是所有多天线系统由于天线数的增加

* 收稿日期:2006-05-01。
群体基金(No. 60521002)资助

基金项目:国家自然科学基金(No. FO10402/60501016);国家自然科学基金委创新研究

而面临的一个问题。于是,人们提出了天线选择技术^[6~8],即在发射和(或)接收端选择最优的子阵,以较小的性能损失来换取硬件成本和处理复杂度的大幅度降低。

前述 STBC+E-BF 混和系统有 2 个特点:(1)预处理技术(E-BF)基于信道相关矩阵信息;(2)外界散射环境一定时,性能与阵列结构(相关矩阵)有关。基于此,提出了一种仅利用信道相关矩阵信息的发射天线选择方案,在不增加天线数的情况下,通过自适应的子阵选择来提高系统的误码率性能,使系统在性能与成本、复杂度之间有一个很好的折中。在分析系统误码率基础上给出解析的天线选择准则,它是信道相关矩阵特征值的函数,因此在选择时仅需知道特征值即可。与原系统相比,天线选择并不需要增加额外的信息量,所用到的特征值信息恰好是原混和系统进行特征值分解时的“副产品”。外界散射环境一定时,信道的相关矩阵仅取决于天线的阵列结构^[9,10],数目相同而结构不同的子阵具有不同的相关矩阵,从而使系统呈现出不同的误码率性能,这也是天线选择的依据。

另外,在进行子阵搜索时,只需将阵列结构相同的子阵分为一组,在不同的组间进行选择,与基于瞬时信道信息的天线选择相比具有较低的搜索复杂度。即使在快衰落信道下,信道统计特性也是慢变的,因此算法无需频繁更新。

2 系统模型

2.1 总体结构

基于特征波束形成的 STBC 发射天线选择系统如图 1 所示,左侧虚线框内的部分为 STBC+E-BF 的混和结构,右侧虚线框内为天线选择部分。假设发射天线总数为 N , RF 链路数、即选择的子阵天线数为 L ,接收端采用单根天线。

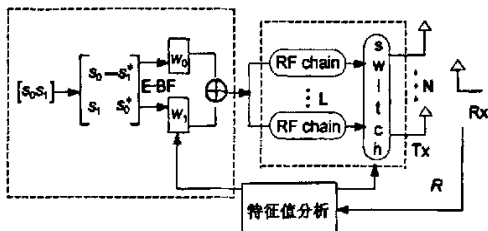


图 1 基于特征波束的 STBC 发射天线选择系统

这里的空时编码采用全速率的 Alamouti 编码

方案^[1], $\begin{bmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{bmatrix}$ 表示符号 $[s_0, s_1]$ 的空时编码矩阵

(“*”表示取共轭),第 i 行第 j 列的元素表示第 i 个发射天线在时隙 j 的发射符号。同一时刻的两个符号分别由波束形成向量 w_0 和 w_1 ($L \times 1$) 进行加权,通过选出的最优子阵同时发射出去。连续两个符号周期的接收信号 r_0, r_1 可以表示为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} r_0 & r_1 \end{bmatrix} &= H \begin{bmatrix} w_0 & w_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 & n_1 \end{bmatrix} \\ &= [h_{EBF0} \ h_{EBF1}] \begin{bmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 & n_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

这里 $H=[h_1, h_2 \dots h_L]$ 为 MISO 系统的信道向量,假定在连续的两个符号周期内不变。 n_0, n_1 表示接收端的噪声。为了对信道解相关, w_0 和 w_1 从最优子阵信道相关矩阵的特征向量中选取,称之为“特征波束形成”。由于发射相关矩阵 R 是 Hermite 矩阵,可以分解为

$$R = Q \Lambda Q^H \quad (2)$$

其中 Λ 为对角阵,对角元素 $[\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_N]$ 为 R 的特征值。 Q 为酉阵,其列向量 $[q_1, q_2 \dots q_N]$ 为对应的特征向量。由于 q_i 间相互正交,系统的等价信道 $[h_{EBF0} \ h_{EBF1}]$ 相互独立,即

$$E(h_{EBF0}^* h_{EBF1}) = w_0^H R w_1 = 0 \quad (3)$$

在接收端,以符号 s_0 的检测为例,类似文献^[1]的(13)式,根据下式对接收信号进行合并,再送入最大似然检测器进行判决

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_{EBF0}^* r_0 + h_{EBF1} r_1^* \\ &= (|h_{EBF0}|^2 + |h_{EBF1}|^2) s_0 + \\ &\quad h_{EBF0}^* n_0 + h_{EBF1} n_1^* \end{aligned} \quad (4)$$

2.2 天线选择步骤

下面第 3 部分的分析将会看到,系统的误码率性能与相关矩阵特征值有关。当外界散射环境(平均入射角和角度扩展)一定时,对于单元数相同的子阵,当结构不同时,其相关矩阵也不一样,因此选择不同结构的子阵将获得不同的系统性能。通过对它们进行特征值分析,根据平均误码率最小的准则选出的子阵将使系统的性能达到最优。对于频分双工系统,相关矩阵 R 可以在接收端对信道进行平均估计后反馈到发射端(如图 1 所示的反馈链路);对于时分双工系统,则可以由发射端直接估计得到。

下面给出图 1 所示带有反馈链路的天线选择的步骤:

1) 根据选择天线数 L 和阵列结构对发射天线进行分组。将具有 L 个单元、结构相同的子阵归为一组, 假设共有 M 组 $[g_1, \dots, g_m, \dots, g_M]$ 。

2) 在接收端对信道进行平均, 得到 N 个发射天线的相关矩阵 R 。对于第 m 组子阵, 其相关矩阵 R_{g_m} ($L \times L$) 为 R 的某一个子块。

3) 对每组子阵的相关矩阵进行特征值分析, 根据平均误码率最小的准则选出最优的子阵。将最优的子阵的波束形成向量提供给波束形成器, 同时将最优子阵标号提供给射频切换 (switch) 系统。这里为了减小信息反馈量, 特征值分析放在接收端, 仅反馈最优子阵的天线标号和特征向量。

只有当信道的统计特性发生变化时, 才对选择的子阵和波束形成权向量进行更新。

3 天线选择准则

3.1 系统平均误码率性能分析

文献[5]作波束形成时, 权向量的选取准则是使接收端 SNR 最大。对于天线选择系统, 准则是使系统的平均误码率最小, 下面的分析将会看到, 使接收端 SNR 最大的子阵并不能保证系统的平均误码率最小。系统的平均误码率不仅与接收端的总 SNR 有关, 还与分集分支 SNR 之间的平衡度有关, 因此在进行子阵选择时要综合考虑这两个因素。

从(4)式可以看出, 对于发射符号 s_0 , 其合并信号 \tilde{s}_0 的形式除了噪声分量的相位不同外, 与采用 2 副天线的接收 MRC^[11] (最大比合并) 的信号形式是相同的, h_{EBF0} 和 h_{EBF1} 可以看作两分集分支的信道衰落系数, 而噪声分量的相位不同不会影响实际的信噪比。因此, 系统的平均误码率可以通过 MRC 的误码率来分析。

在相关瑞利信道下, 对于采用 BPSK 调制 MRC 系统, 当两分支平均信噪比不相等时, 误码率公式为^[12]:

$$P_{\text{unequal}} = \frac{1}{2} - \frac{(\sigma_2^2 + \sigma_1^2) + \eta}{4\eta} \cdot \sqrt{\frac{(\sigma_2^2 + \sigma_1^2) + \eta}{1 + (\sigma_2^2 + \sigma_1^2) + \eta}} + \frac{(\sigma_2^2 + \sigma_1^2) - \eta}{4\eta} \cdot \sqrt{\frac{(\sigma_2^2 + \sigma_1^2) - \eta}{1 + (\sigma_2^2 + \sigma_1^2) - \eta}} \quad (5)$$

式中 $\eta = \sqrt{(\sigma_2^2 - \sigma_1^2)^2 + 4\sigma_2^2\sigma_1^2\rho_p}$, $2\sigma_i^2$ 为第 i 条分支的平均信噪比, $\sigma_2 > \sigma_1$, ρ_p 为两分支的相关系数。由于进行 E-BF 后, 两分集分支的等价信道衰落系数 h_{EBF0} 和 h_{EBF1} 是相互独立的, 因此相关系数 $\rho_p = 0$, 再令 $\text{SNR}_i = 2\sigma_i^2$, 并对(5)式进行简化可得

$$P_{\text{unequal}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{1}{(\text{SNR}_2 - \text{SNR}_1)} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}_2^2}{1 + \text{SNR}_2}} - \sqrt{\frac{\text{SNR}_1^2}{1 + \text{SNR}_1}} \right) \quad (6)$$

同理, 根据文献[12]的(22)式, 可以得到当两支路平均信噪比相等时的平均误码率

$$P_{\text{equal}} = \frac{1}{2} - \left(\frac{3}{4} \text{SNR}^{1/2} + \frac{1}{2} \text{SNR}^{3/2} \right) / (1 + \text{SNR})^{3/2} \quad (7)$$

为了反映分集分支的 SNR 平衡度, 定义了变量 k

$$k = 10 \log \left(\frac{\text{SNR}_2}{\text{SNR}_1} \right), \quad (k \geq 0) \quad (8)$$

$k=0$ 说明两分支 SNR 完全相等, k 值愈大, 两分支愈不平衡。图 2 对比了当接收端总 SNR 一定时, 不同 k 值下的误码率, 横轴表示接收端总的 SNR。

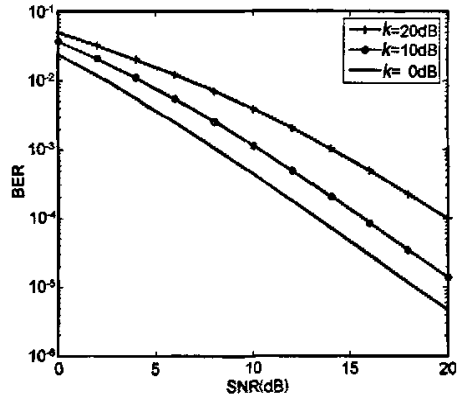


图2 不同 k 值下的误码率曲线

从图 2 可以看出, 两支路 SNR 平衡 ($k=0$) 时系统的误码率性能最好, 随着 k 值的增大, 误码率的性能越来越差。在相同的接收 SNR 下, 与平衡支路相比, $k=20$ dB 的非平衡支路在 $\text{BER}=10^{-4}$ 时会有高达的 6.5 dB 能损失。

3.2 平均误码率最小的天线选择准则

接下来分析一下 STBC+E-BF 系统的平均误码率性能, 进而给出使平均误码率最小的天线选择准则。假设发射符号平均功率为 1, 信道衰落系数服从零均值方差为 1 的正态分布。对于第 m 组子阵 g_m , 选取其相关矩阵 R_{g_m} 的最大两个特征值 $\lambda_{m1}, \lambda_{m2}$ 对应的特征向量 q_{m1}, q_{m2} 作为波束形成向量。于是对于发射符号 s_0 (或 s_1) 可以得到两分支的平均 SNR

$$\text{SNR}_{m1} = \frac{E[|h_{EBF0}|^2]}{\sigma_N^2} = \frac{w_0^H R w_0}{\sigma_N^2}$$

$$= \frac{\mathbf{q}_{m1}^H \mathbf{Q} \mathbf{A} \mathbf{Q}^H \mathbf{q}_{m1}}{\sigma_N^2} = \frac{\lambda_{m1}}{\sigma_N^2} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{m2} &= \frac{E[|h_{EBF1}|^2]}{\sigma_N^2} = \frac{\mathbf{w}_1^H \mathbf{R} \mathbf{w}_1}{\sigma_N^2} \\ &= \frac{\mathbf{q}_{m2}^H \mathbf{Q} \mathbf{A} \mathbf{Q}^H \mathbf{q}_{m2}}{\sigma_N^2} = \frac{\lambda_{m2}}{\sigma_N^2} \end{aligned} \quad (10)$$

接收端总的 SNR 为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{sum}} &= \text{SNR}_{m1} + \text{SNR}_{m2} \\ &= (\lambda_{m1} + \lambda_{m2}) / \sigma_N^2 \end{aligned} \quad (11)$$

式中 σ_N^2 表示噪声的方差。由 (9)、(10) 式, 两分支 SNR 平衡度为

$$k_m = 10 \log \left(\frac{\text{SNR}_{m2}}{\text{SNR}_{m1}} \right) = 10 \log \left(\frac{\lambda_{m2}}{\lambda_{m1}} \right) \quad (12)$$

它取决于最强和次强特征值之比。特征波束形成后的两个分集支路是相互独立的, 将 (9)、(10) 两式代入 (6) 式, 便得到选择子阵 g_m 时系统的平均误码率

$$P_{e_m} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2(\lambda_{m1} - \lambda_{m2})} \cdot \left(\sqrt{\frac{\lambda_{m1}^3}{\sigma_N^2 + \lambda_{m1}}} - \sqrt{\frac{\lambda_{m2}^3}{\sigma_N^2 + \lambda_{m2}}} \right) \quad (13)$$

因此, 在噪声功率一定时, 每个子阵的平均误码率性能取决于相关矩阵的特征值。

在进行子阵选择时只需对每组子阵进行特征值分析, 将最大的两个特征值代入 (13) 式, 使其最小的子阵即是最优的子阵。即选择准则为

$$g_{\text{opt}} = \arg \min_{g_m} (P_{e_m}), (1 \leq m \leq M) \quad (14)$$

M 为总的组数, g_{opt} 为最优的子阵 (组), P_{e_m} 表示子阵 (组) g_m 的平均误码率。从系统平均误码率最小的角度, 该准则是最优的。

4 仿真结果

假设发射端采用均匀直线阵, 信道为平坦衰落, 衰落系数服从零均值、双边方差为 1 的复高斯分布。噪声为独立同分布零均值、双边方差为 1 的高斯复变量。空间信道模型采用了 GWSSU (Gaussian Wide Sense Stationary Uncorrelated) 统计信道模型^[13]。该模型将散射体在空间分为不同的簇, 在每一个簇内, 多径信号的传播时延可以认为是相同的。入射波的到达角 φ 服从均值为 φ_0 、方差为 σ_φ^2 的高斯分布。假设来波共有 M 簇, 相关矩阵 \mathbf{R} 的元素 r_{ij} (即第 i 和第 j 个天线间的相关系数) 计算如下

$$r_{ij} = \sum_m^M |p_m|^2 e^{-j2\pi(i-j)d \cos(\varphi_{0m})} e^{-\frac{1}{2}[\pi(i-j)d \sin(\varphi_{0m})\sigma_{\varphi m}]^2} \quad (15)$$

p_m 表示第 m 簇的功率占来波总功率的比例, d 为均

匀阵的单元间距, 假设为 $1/2$ 波长。 φ_{0m} 和 $\sigma_{\varphi m}$ 为第 m 簇来波的平均到达角和角度扩展。

第一个仿真假设发射天线总数 $N=4$, 选择天线数 $L=3$, 来波有 3 簇, 具体参数为 $\varphi_0 = \{15, 80, 130\}$, $\sigma_\varphi = \{10, 4, 8\}$, $p = \{0.4, 0.2, 0.4\}$ 。对于基于阵元的天线选择, 需要进行 $C_4^3=4$ 次搜索, 而对于本系统, 将相同阵列结构的子阵分成一组, 因此选择方案只有 2 种: (1) 天线 (1, 2, 3), (2, 3, 4) 和 (2) 天线 (1, 2, 4), (1, 3, 4)。(括号内的数字为天线单元的标号)。该信道环境下两组子阵相关矩阵的两个最大特征值分别为: $\lambda_{g1} \approx [0.56 \ 1.90]$, $\lambda_{g2} \approx [1.37 \ 1.49]$ 。根据 (11) 和 (12) 式, 可知 $\text{SNR}_{g2-\text{sum}} > \text{SNR}_{g1-\text{sum}}$ 且 $k_{g2} < k_{g1}$, 即第 2 组总的 SNR 大于第 1 组, 且分集分支 SNR 的平衡度也远远优于第 1 组。将两组特征值代入 (13) 式, 在 σ_N^2 一定时, 得到平均误码率 $P_{g2} < P_{g1}$ 。图 3 给出了该信道环境下进行天线选择时最优组子阵的误码率性能, 并与该相关信道下 (1) 没有采用 E-BF 的 STBC 以及 (2) 只采用 E-BF 不作天线选择的 STBC 的性能进行了对比。从下图可以看出, 在 $\text{BER}=10^{-3}$ 时, 与相关信道下的 STBC 相比, 使用 E-BF 可以获得 0.6 dB 的性能增益, 如果使用天线选择, 性能可以比前两者分别高出 2.2 dB 和 1.6 dB。

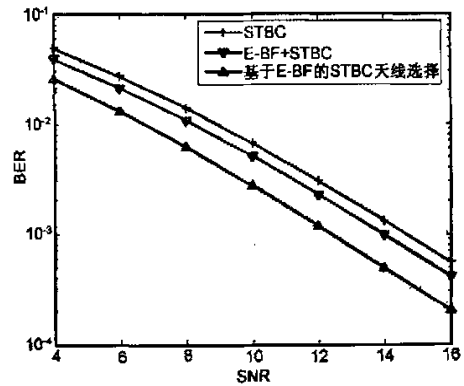


图 3 误码率性能对比 ($N=4, L=3$)

第二个仿真将天线总数增加为 $N=5$, 选择天线数保持 $L=3$, 选择方案有以下 4 组: (1) 天线 (1, 2, 3), (2, 3, 4), (3, 4, 5) (2) 天线 (1, 2, 4), (1, 3, 4), (2, 3, 5), (2, 4, 5) (3) 天线 (1, 2, 5), (1, 4, 5); (4) 天线 (1, 3, 5)。下面给出两个信道环境下的仿真结果, 具体参数为: (1) $\varphi_0 = \{35, 50, 50\}$, $\sigma_\varphi = \{3, 5, 8\}$, $p = \{0.4, 0.2, 0.4\}$ 。(2) $\varphi_0 = \{25, 50, 50\}$, $\sigma_\varphi = \{3, 5, 4\}$, $p = \{0.6, 0.2, 0.2\}$ 。

与 $N=4$ 相比, 由于天线总数的增加, 也增加了

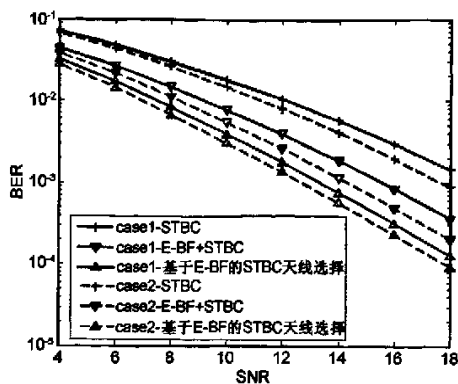


图4 误码率性能对比($N=5, L=3$)

天线选择的自由度。两种信道情况下最优的子阵分别为第3组和第4组。从图4中可以看出,与仅采用E-BF的情况相比,在 $BER=10^{-3}$ 时,在两种信道环境下,通过天线选择可以分别获得2.2 dB和1.7 dB的性能增益。

5 结论

根据基于特征波束形成的STBC系统的预处理特点给出了一种统计的发射天线选择方案,用于克服系统性能与复杂度之间的矛盾。它可以在不增加天线数和反馈信息量的情况下,通过自适应的子阵选择来提高系统的误码率性能,且选择算法不必频繁地更新,有利于硬件的实现,适用于快衰落信道下的信息反馈。

参考文献

- [1] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. [J]. IEEE. Sel. Areas Commun., 1998, 16 (8):1451-1458.
- [2] 万燕,周文胜,朱洪波. 空间分集相关信道中信号误比特率研究[J]. 电波科学学报, 2000, 15(1):37-40.
Wan Y, Zhou W S, Zhu H B. Bit error rate for non-coherent binary FSK with special diversity on correlated channels[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2000, 15 (2):37-40.
- [3] 李忻,聂在平. 双分集最大比合并相关瑞利衰落的误码性能[J]. 电波科学学报, 2005, 20(2):151-153.
Li X, Nie Z P. Bit-error rates for two-branch diversity reception and maximal ratio combining in correlated rayleigh fading [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(2):151-153.
- [4] S Hammerschmidt, C Brunner, and C Drewes. Eigenbeamforming-A novel concept in space and spacetime processing [C]. European Wireless 2000, Dresden, Germany, 2000.
- [5] Z Lei, F P S Chin, and Y C Liang. Combined beamforming with space-time block coding for wireless downlink transmission[C]. VTC 2002-Fall, Vancouver, BC, Canada, 2002; 24-28.
- [6] S Sanayei, A Nosratinia. Antenna Selection in MIMO Systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(10):68-73.
- [7] A Gorokhov. Antenna selection algorithms for MEA transmission systems[C]. Proc. IEEE Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002;2857-2860.
- [8] 庄铭杰,郭东辉. 多发射天线选择的无线信道序统计特性研究[J]. 电波科学学报, 2005, 20(6):789-794.
Zhuang M J, Guo D H. Investigation of order statistics characteristic of wireless fading channels of multiple transmit antennas selection [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(6):789-794.
- [9] 王自力,龚耀寰. MIMO 宏小区窄带信道模型的相关性能分析[J]. 电波科学学报, 2005, 20(1):37-42.
Wang Z L, Gong Y H. Correlation characteristic analysis of MIMO macro-cell narrowband channel model [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(1):37-42.
- [10] S Durrani, M Bialkowski E. Effect of angular energy distribution of an incident signal on the spatial fading correlation of a uniform linear array[C]. 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2004, v2:493-496
- [11] J G Proakis. Digital Communications[M]. New York: McGraw-Hill, 1989, 591-595.
- [12] K Dietze, C B Dietrich, W L Stutzman. Analysis of a two-branch maximal ratio and selection diversity system with unequal SNRs and correlated inputs for a Rayleigh fading channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002, 1(2):274-281.
- [13] R B Ertel, P Cardieri, K W Sowerby, et al.. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems[J]. IEEE Personal Communications Magazine 1998, 5(1):10-22.



王伟 (1977—), 男, 河南人, 上海交通大学电子工程系博士生, 主要从事 MIMO 系统中的天线技术及空时编码等方面的研究工作。

金荣洪 (1963—), 男, 江苏人, 博士, 上海交通大学电子工程系教授, 博士生导师。主要从事现代通信天线理论和设计、数字波束形成技术、多波束天线、数值分析技术等领域的研究工作。

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>