

# 基于协方差反馈的多天线系统优化发送研究

金江<sup>1</sup> 汪俊芳<sup>2</sup> 朱光喜<sup>1</sup>

(1 武汉光电国家实验室 华中科技大学电子与信息工程系, 湖北 武汉 430074)

(2 烽火通信科技股份有限公司, 湖北 武汉 430074)

**摘要:** 为了克服多天线信道相关性的影响,提出一种新的自适应发送方案。应用空时分组码特征波束成型技术和格形编码调制(TCM)来获得分集增益和编码增益。针对采用和不采用交织器两种情况,基于成对差错概率(PEP)准则,分析了系统的统计性能,分别得到了使系统编码增益和分集增益最大化的TCM设计准则。根据注水法则和Lagrange乘子法求得波束间功率分配算法最优解。此外,码距作为优化功率加载算法中的权重因子,有效降低了获取波束成形分集的信噪比门限。分析和实验结果表明此方案复杂度低,能有效克服相关衰落。

**关键词:** 无线通信,特征波束成型,功率分配,协方差反馈,交织,格形编码调制

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2006)12-0004-04

## Optimal Transmission for Multiantenna System with Covariance Feedback

JIN Jiang<sup>1</sup>, WANG Jun-fang<sup>2</sup>, ZHU Guang-xi<sup>1</sup>

(1 National Lab. for Optoelectronics, Dept. of Elec. and Inf., Huazhong Univ. of Sci. and Tech., Wuhan 430074, China)

(2 FiberHome Telecommunication Technologies CO. Ltd, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** A novel adaptive transmissions system is proposed based on the covariance feedback of multi-antenna correlation channels. Eigen-beamforming(EBF) technique and trellis coded modulation(TCM) concatenated with space time block code (STBC) are used to achieve code gain and diversity gain. The error probability expressions and TCM design criteria are given in two cases with or without interleaving. And the correspondent optimal power allocation (OPA) algorithms are achieved by Lagrange multiplier method, which obey to water-filling principles. Code gain, beamforming diversity and/or build-in-time diversity are obtained respectively. Moreover, the code distance is used as a weight factor in OPA to lower the SNR threshold of achieving beamforming diversity. The results show that the proposed schemes can overcome the correlation fading effectively and have low decode complexity and good performance.

**Key words:** Wireless communication, Eigen-beamforming, Power allocation, Covariance feedback, Interleaving, Trellis coded modulation

### 1 引言

在多天线优化发送研究中,通常假设信道是独立非相关瑞利同分布的,并且优化策略基于完美瞬间信道信息反馈或均值反馈<sup>[1,2]</sup>。但实际情况中,如室外个人无线通信中,基站端天线无阻碍而不能接收到丰富的本地散射,导致高度的信道发送相关。接收相关通常比较弱且影响较小,因此本文不予考虑。瞬间信道信息或要求较为复杂的信道估计运算或较大的额外带宽开销。多天线相关信道协方差反馈中,仅需要信道相关矩阵的二阶统计信息,无需发

送导频训练序列,无需跟踪信道的快速变化和频繁反馈更新信道信息,容易获得且反馈开销小<sup>[3,4]</sup>。信道的相关衰落会严重影响多天线系统性能。如果发送端获得信道状态信息,可以结合空时编码技术利用波束成型和功率加载来克服这种影响。与空时格形码、分层空时码等相比,正交STBC<sup>[5]</sup>兼具高性能和低解码复杂度的优势而受到更多的关注<sup>[1,4,6]</sup>。但是STBC不提供编码增益,并且满速率的复星座图正交空时分组码仅在二发送天线情况下存在,在发送天线数较大情况下会导致空时编码速率损失。

针对已有机制的优劣,本文基于分组相关衰落信道,引入格形编码调制和交织器,提出联合TCM和正交STBC二维特征波束成形的优化发送机制。

收稿日期: 2005-10-19

基金项目: 国家自然科学基金项目(60496315)

国家“863”计划项目(2003AA12331005)

万方数据

由于二维特征波束成型的变换作用,本文机制在任意发送天线数和复星座图调制情况下可以获得满空时编码速率。由于空时编码矩阵具有正交结构和特征波束成型各方向间的互相垂直特性,使得空时解码仅具有线性复杂度。在此基础上,根据最小成对差错率准则分别获得有完美交织器和没有交织器两种情况的优化目标函数,并得到 TCM 优化设计准则和优化功率分配解。

## 2 信道及系统模型

为行文简洁,考虑  $N_t(N_t \geq 2)$  根发送天线,单接收天线的点对点多人单出(MISO)系统,所得到的结果可以直接扩展到多人多出(MIMO)系统。下行链路信道  $h=[h_1, h_2, \dots, h_{N_t}]^T$  可以描述为<sup>[3]</sup>:

$$h=R^{1/2}h_w \quad (1)$$

其中  $h_w=[h_{w,1}, h_{w,2}, \dots, h_{w,N_t}]^T$  为包含具有零均值单位方差复高斯分布  $CN(0,1)$  的独立同分布元素的随机信道矢量,  $R$  是  $N_t \times N_t$  维发送相关信道协方差矩阵。正半定矩阵  $R$  可通过特征值分解得到

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

其中,  $(\cdot)^H$  表示哈密特转置, 对角矩阵  $\Lambda$  包含  $N_t$  个按降序重新排列的非负特征值  $\lambda_i, 1 \leq i \leq N_t$ 。酉矩阵  $U_\Lambda=[u_{\Lambda,1}, \dots, u_{\Lambda,N_t}]$  包含与特征值对应的特征矢量。数据符号沿着较强的特征波束发送为最优波束成型<sup>[2,4,6]</sup>, 由式(2)可得优化二维特征波束成型矩阵  $U$  为:

$$U=[u_1, u_2], u_1=u_{\Lambda,1}, u_2=u_{\Lambda,2} \quad (3)$$

系统发送框图如图1所示,信息比特进入 TCM 编码器,产生复星座图符号后被送到两符号宽的交织器或绕过交织器得到  $s=[s_0, s_1, \dots, s_{2L}, s_{2L+1}, \dots, s_{2L-1}]$ , 其中  $2L$  表示 TCM 帧长,  $s$  中符号经过速率 2 的并串转换,每两个符号组成一个符号对,如  $\{s_{2l}, s_{2l+1}\}$ 。这些符号对经过交织(没有使用交织器可看作是交织宽度为 1 的特殊情况)、Alamouti 编码,功率分配

和二维波束成型产生  $2 \times N_t$  维空时发送矩阵, 对应第  $l$  个符号对的第  $l$  个空时发送矩阵可描述为:

$$X_l=S_l D_{f,l} U_l^H \quad (4)$$

其中  $S$  是 Alamouti 矩阵,  $D_f=\text{diag}[f_1^2, f_2^2]$  包含加载在对应特征波束成型矩阵  $U$  的两个基波束方向上的功率分配系数。根据式(1)的信道模型和式(4)的发送矩阵,在接收端,利用无差错信道信息进行最大比合并(MRC)解码<sup>[5]</sup>,可得到空时分组解码输出估计(为了描述简洁,忽略索引  $l$ ):

$$\hat{s}=h^H U D_f^2 U^H h s + \tilde{w} \quad (5)$$

其中  $\tilde{w}$  是等效噪声变量, 方差为  $N_0 h^H U D_f^2 U^H h$ ,  $N_0$  是高斯加性白噪声变量方差。然后通过解交织和维特比解码估计出发送的信息比特。由于二维波束成型的变换作用,任意发送天线数下可取得满空时发送速率。

## 3 优化发送机制及 TCM 设计准则

本节在性能分析基础上,进一步讨论在准静态相关信道中有交织器和无交织器两种情况下的功率加载算法、TCM 设计准则。

### 3.1 无交织情况的优化发送和 TCM 设计准则

在准静态相关衰落信道下,信道的衰落系数在一个 TCM 帧里保持不变,而在帧间允许独立变化。所以,  $\Lambda$ 、 $U$  和  $D_f$  也在一个 TCM 帧长内保持不变。由于  $h_w$  的向量元素的绝对值服从独立瑞利分布,利用高斯  $Q$  函数的契尔诺夫上界,由式(5),解码器端将符号序列  $s$  误判为  $e$  的平均成对差错率(PEP)上界可以表示为<sup>[2,6]</sup>:

$$\begin{aligned} p(s \rightarrow e) &= E_{h_w} \{p(s \rightarrow e | h_w)\} \\ &= E_{h_w} \left\{ Q \left( \sqrt{\|D_f \Theta \Lambda^{1/2} h_w\|^2 \sum_{l=1}^{2L-1} (s_l - e_l)^2 \varepsilon_l / 2N_0} \right) \right\} \\ &\leq \left( 1 + \frac{\varepsilon_1}{4N_0} \lambda_1 d_1^2 f_{1, \text{free}}^2 \right)^{-1} \left( 1 + \frac{\varepsilon_2}{4N_0} \lambda_2 d_2^2 f_{2, \text{free}}^2 \right)^{-1} \quad (6) \end{aligned}$$

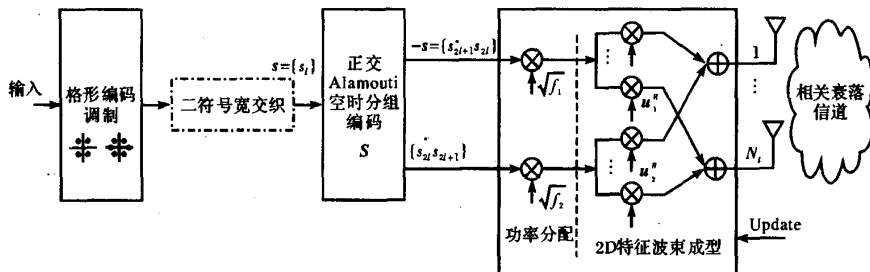


图1 系统发送框图

$$d_{free}^2 = \sum_{l \in \eta} |s_l - e_l|^2$$

其中  $\varepsilon_s$  是每个符号的平均发送功率,  $\eta$  是所有  $s_l \neq e_l$  的  $l$  的集合,  $\Theta$  数学表示为  $\Theta = [I_2, \mathbf{0}_{2 \times (N-2)}]$ ,  $d_{free}^2$  是两个符号系列间的归一化自由距。

本文采用常发送功率,且功率分配系数为非负数,否则对应的波束不能有效发送数据。为了求解系统最优功率加载系数  $f_1$  和  $f_2$ ,根据式(6)可建立如下优化模型及约束条件:  $\sum_{i=1}^2$

$$\begin{aligned} \max \psi &= \sum_{i=1}^2 \log_2 (1 + \lambda_i f_i d_{free}^2 \varepsilon_s / 4N_0) \\ \text{subject to c1)} & \theta = \sum_{i=1}^2 f_i - 1 = 0 \\ \text{c2)} & f_i \geq 0 \end{aligned} \quad (7)$$

令  $v$  表示拉格朗日因子,使  $\psi + v\theta$  对  $f_i$  ( $i=1,2$ ) 求导并令其为零,得到:

$$f_i = -\frac{1}{v \ln 2} - \frac{4N_0}{\varepsilon_s \lambda_i d_{free}^2} \quad (8)$$

利用式(7)的约束条件1,可得:

$$-\frac{1}{v \ln 2} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{4N_0}{\varepsilon_s d_{free}^2} \sum_{j=1}^2 \lambda_j^{-1} \right) \quad (9)$$

代入式(8)消掉  $v$ ,则此优化问题可由拉格朗日乘子法求得:

$$\begin{aligned} f_i &= \frac{4N_0}{\varepsilon_s d_{free}^2} (\tau - \lambda_i^{-1}) \quad i=1,2 \\ \tau &= \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\varepsilon_s d_{free}^2}{4N_0} + \sum_{j=1}^2 \lambda_j^{-1} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

由于  $\lambda_i$  ( $1 \leq i \leq N_t$ ) 是按降序排列,所以  $f_1 \geq f_2$ 。根据式(7)约束条件2,  $f_2$  为零或负时,令  $f_1=1, f_2=0$ 。这意味着第二个特征波束被抛弃,一维特征波束成型被包含作为特例。抛弃第二个波束不会导致空时解码机制失效。二维 EBF 退化成一维的可以保证功率不被浪费在不能有效发送数据的弱波束上。由于  $\tau$  是常量,本优化功率分配算法服从注水法则。在高信噪比(SNR)时,式(6)上界可进一步近似为:

$$P(s \rightarrow e) \leq (\sqrt{\lambda_1 f_1 \lambda_2 f_2} d_{free}^2 \varepsilon_s / 4N_0)^{-2} \quad (11)$$

由式(11)可见,可以获得二阶波束成型分集,TCM设计准则为最大化自由距。因此基于加性高斯白噪声信道的TCM优化设计<sup>[7]</sup>在基于相关衰落信道的本机制中同样是最优的。

### 3.2 有交织情况的优化发送和TCM设计准则

基于准静态信道衰减系数在一个TCM帧里保持不变的假设下,利用有足够深度的两符号宽交织器保证信道衰减在一个空时块长度中保持不变,而在空时块间独立变化。由于信道相关性反映信道的

二阶统计信息,由给定天线的波达角和角度扩展(与天线排列、间距有关)决定,这使得信道相关性变化比信道变化本身慢得多。因此可以合理的假设信道相关矩阵  $\mathbf{R}$  在一个交织器长度内是不变的。因而由信道相关矩阵  $\mathbf{R}$  决定的本征值、特征向量和功率分配系数在同一交织器内也是确定不变的。用类似于式(6)的推导过程,基于以上假设条件,可以得到应用TCM和有完美交织情况下平均PEP的契尔诺夫上界如:

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow e) &= E \left( Q \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_s}{2N_0} \sum_{l=0,2,4}^{2L-1} \left( \| D_l \Theta \Lambda^{1/2} \mathbf{h}_{w,l} \|^2 \sum_{i=0}^1 (|s_{2l+1} - e_{2l+1}|^2) \right) \right) \right) \\ &\leq \prod_{l \in \eta} \left( 1 + \frac{\varepsilon_s}{4N_0} \lambda_{1l} f_1 \left( |s_{2l} - e_{2l}|^2 + |s_{2l+1} - e_{2l+1}|^2 \right) \right) \\ &\quad \square \left( 1 + \frac{\varepsilon_s}{4N_0} \lambda_{2l} f_2 \left( |s_{2l} - e_{2l}|^2 + |s_{2l+1} - e_{2l+1}|^2 \right) \right) \end{aligned} \quad (12)$$

类似于式(10)的推导过程,可用拉格朗日乘子法得到交织情况下的最优功率分配解:

$$\begin{aligned} f_i &= \frac{4N_0}{\varepsilon_s d_{2,\min}^2} (\tau - \lambda_i^{-1}), \quad i=1,2 \\ \tau &= \frac{1}{2} \left( \frac{\varepsilon_s d_{2,\min}^2}{4N_0} + \sum_{j=1}^2 \lambda_j^{-1} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

$$d_{2,\min}^2 = \min \left( |s_{2l} - e_{2l}|^2 + |s_{2l+1} - e_{2l+1}|^2 \right), \forall l$$

当  $f_2 \leq 0, f_1$  也同样强制为1。不同的是,用  $d_{2,\min}^2$  代替了式(10)中的  $d_{free}^2$ ,表示在一个空时块中连续两符号的归一化最小欧氏距离。高信噪比情况下,式(12)所示的PEP上界可进一步近似为:

$$P(s \rightarrow e) \leq (\lambda_{1l} \lambda_{2l} f_1 f_2)^{-1/2} \frac{\varepsilon_s}{4N_0} (d_p^2(l_\eta))^{-2} \quad (14)$$

$$d_p^2(l_\eta) = \prod_{l \in \eta} \left( |s_{2l} - e_{2l}|^2 + |s_{2l+1} - e_{2l+1}|^2 \right)$$

其中  $\eta$  是满足  $s_{2l} \neq e_{2l}$  或  $s_{2l+1} \neq e_{2l+1}$  的所有  $l$  的集合;  $l_\eta$  表示  $\eta$  集合的元素个数,也被称之为有效长度;  $d_p^2(l_\eta)$  表示  $(s \rightarrow e)$  差错事件中,两个连续符号序列的跨二阶氏距,称之为和积距。

用  $P(s)$  表示发送符号序列  $s$  的先验概率,表示事件差错概率  $P_e$  的联合上界为  $P_e \leq \sum_e \sum_{s \neq e} P(s) P(s \rightarrow e)$ 。定义  $L_\eta = \min(l_\eta)$ ,  $d_{\min}^2(L_\eta) = \min(d_p^2(l_\eta))$ ,显然,  $L_\eta$  和  $d_{\min}^2(L_\eta)$  决定系统的差错概率。由式(14),累加所有可能的  $l_\eta$  和所有可能的  $d_p^2(l_\eta)$ ,事件差错概率可近似为:

$$p_e \cong \Xi L_\eta d_{\min}^2(l_\eta) (d_{\min}^2(l_\eta))^{-2} \left( \sqrt{\frac{\lambda_1 f_1 \lambda_2 f_2 \varepsilon_s}{4N_0}} \right)^{-2L_\eta} \quad (15)$$

其中,  $\Xi(l_\eta, d_{\min}^2(l_\eta))$  表示差错事件的平均数。由于事件差错概率对数与信噪比之比近似于随  $-2L_\eta$  线性变化, 所以可获得  $2L_\eta$  阶的总分集增益,  $L_\eta$  也称之为内置时间分集。

在单天线衰落信道情况下, TCM 的优化设计准则为最大化最小符号积距离。与之不同的是, 由式 (15) 可见, 本文有交织情况下 TCM 的优化设计准则为最大化最小和积距  $d_{\min}^2(L_\eta)$  和内置时间分集  $L_\eta$ , 显然应避免 TCM 分支的并行转移。应用于非相关信道的准规则 (quasi-regular) 码<sup>[8]</sup>设计亦适用于本情况。采用 2/3 速率, 8-PSK, 16 状态的 TCM 可以在高信噪比下获得 4 阶总分集增益和 6.69 的归一化和积距。

#### 4 实验与分析

假设波达角垂直天线阵列, 发送天线线形等距排列, 间距用  $d_t$  表示。传输信号波长和角度扩展分别表示为  $\lambda, \Delta$ 。根据 “One-Ring” 模型<sup>[9]</sup>, 第  $m$  根天线和第  $n$  根天线间的相关系数近似为:

$$[R]_{m,n} = E\{hh^H\}_{m,n} \approx J_0(2\pi\Delta d_t |m-n|/\lambda) \quad (16)$$

以发送天线数为  $N_t=4$ 、单接收天线的系统为例, 假设距离为二分之一波长, 角度扩展为  $5^\circ$ , 根据式 (2) 和式 (16), 协方差矩阵的两个最大特征值为:  $f_1=3.8184$  和  $f_2=0.1808$ 。采用 2/3 速率, 8-PSK, 16 状态的 TCM<sup>[7,8]</sup>。同样信道条件下的 STBC 预编码 (Precoding STBC) 机制<sup>[4,9]</sup>的结果也被列出作为比较。

图 2 给出了几种不同机制的波束间功率分配结果。通常, 在一维波束成型情况下, 所有功率分配给最强的波束; 而在等功率分配 (EPA) 情况下, 功率在波束间平均分配。图中也给出了本文两种情况和预编码 STBC (Precoding STBC) 方案中各波束的功率分配结果, 当信噪比较低时, 均舍弃了较弱的波束而将功率分配在最强的波束上, 从而退化成一维波束成型。通常, 获得波束成型分集所需 SNR 门限值与星座图最小点距有关, 如 STBC 预编码<sup>[6]</sup>。但本文建议的两种方案, 在功率分配计算中引入码距作为权重因子, 降低了获得波束成形分集所需的信噪比门限。由于引入不同码距作为权重因子, 无交织器情况比有交织器情况有更低的门限。

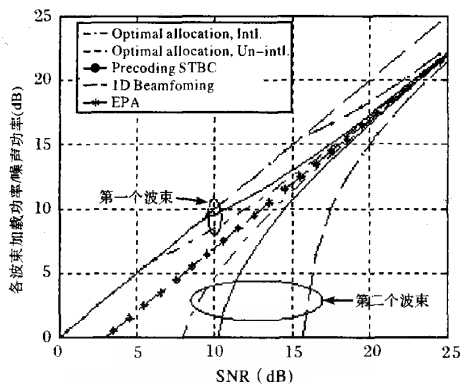


图2 不同机制的功率分配结果和二阶波束成型分类SNR门限比较

图 3 给出了本文中使用了交织器和不使用交织器两种方案下一维波束成型、等功率分配算法和本文中优化功率分配算法的二维波束成型三种情况的性能结果。STBC 预编码<sup>[4,9]</sup>的性能也被列出作为对照。在所给定条件和信噪比范围内, 有交织情况比无交织情况性能要好, 但交织器的使用要求信道相关在足够长的时间内保持不变以保证交织深度, 在非理想交织情况下, 性能将减弱。此外, 得益于编码增益、波束成型分集和 (或) 内置时间分集增益, 本文提出的两种方案性能均远优于 STBC 预编码方案。

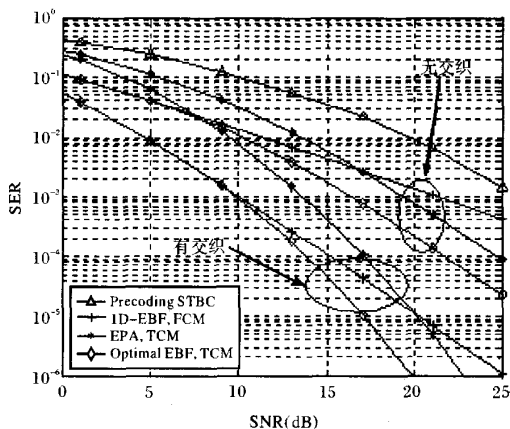


图3 相关信道中几种发送方案的性能比较

#### 5 结束语

针对相关信道, 本文提出了一种新的优化发送方案, 并考虑了有交织器和无交织器两种情况, 它们分别适用于不同信道条件。在差错概率性能分析基础上, 分别得到 TCM 设计准则和优化功率分配算法。分析和实验结果显示, 在任意发送天线下可以保证满空时编码速率、低解码复杂度, 并获得了

(下转第 11 页)

务 Min-Min 资源调度算法,主要针对军用网格一些特殊任务,采用优先调度与优化调度相结合的方法,其算法虽然不能获得最小的 Makespan,但可以较好地满足优先权任务的要求,适应军用网格任务调度的需求。

#### 参考文献:

- [1] 罗红,慕德俊,邓致群等. 网格计算中任务调度研究综述[J]. 计算机应用研究, 2005, 22(5): 16~19
- [2] 朱福喜,何炎祥. 并行分布计算中的调度算法理论与设计[M]. 武汉: 武汉大学出版社, 2003, 5
- [3] 张洁,高亮,李培根. 多 Agent 技术在先进制造中的应用[M]. 北京: 科学出版社, 2004, 10
- [4] 桂小林. 网格技术导论 [M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2005, 3
- [5] D Pisinger. Core problems in knapsack algorithms [Z]. Technical Report 94/26, DIKU: University of Copenhagen, Denmark, 1994
- [6] D Pisinger. A minimal algorithm for the 0-1 knapsack problem[Z]. Technical Report 94/23, DIKU: University of Copenhagen, Denmark, 1994
- [7] D Pisinger. A fast algorithm for the strongly correlated knapsack problems[J]. Discrete applied mathematics, 1998,

89: 197~21

- [8] D Pisinger. An expanding-core algorithm for the exact 0-1 knapsack problem[J]. European Journal of Operational Research, 1995, 87: 175~187
- [9] J Blythe, S Jain, E Declman, et al. Task scheduling strategies for workflow-based applications in grids [J]. CC-Grid2005, <http://grid.cs.tsinghua.edu.cn>
- [9] 马良,王龙德. 背包问题的蚂蚁优化算法 [J]. 计算机应用, 2001, 21(8): 4~5
- [10] 汪泽焱, 李宁. 一种求解背包问题的新的神经网络模型 [J]. 解放军理工大学学报, 2001, 2(5): 41~44
- [11] 霍红卫, 许进, 保铮. 基于遗传算法的 0-1 背包问题求解[J]. 西安电子科技大学学报, 1999, 26(4): 493~497
- [12] 王嫚, 徐惠民. 计算经济下的动态网格资源调度算法研究[J]. 微电子学与计算机, 2005, 22(4): 154~158

#### 作者简介:

曹耀钦 男, (1962-), 博士研究生。研究方向为网络与信息工程。

赵 霜 女, (1983-), 硕士研究生。研究方向为计算机网络应用。

宋建社 男, (1953-), 博士, 教授, 博士生导师。研究方向为网络信息处理、系统工程。

#### (上接第 7 页)

编码增益、波束成形分集增益或内置时间分集增益。功率优化加载算法中引入码距权重因子, 降低了获取波束成形分集增益所需的 SNR 门限。本文机制有效的克服了信道相关衰落的影响, 相较于 STBC 预编码显著提高了系统性能, 是具有吸引力的解决方案。

#### 参考文献:

- [1] Jongren G, Skoglund M, Ottersten B. Combining beam-forming and orthogonal space time block code. IEEE Trans. Inform. Theory, 2002, 48(3): 611~627
- [2] 宋文妙, 全庆一, 胡健栋. 多用户 MIMO 系统最优发送策略研究. 微电子学与计算机, 2005, 22(6): 116~119
- [3] Shiu D S, Foschini G J, Gans M J, et al. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. IEEE Trans. Wireless Commun., 2000, 48(3): 502~513
- [4] Zhao Y, Adve R, Teng J L. Precoding of orthogonal STBC with channel covariance feedback for minimum error probability. IEEE PIMRC'2004, Barcelona, 2004, 503~507

- [5] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time Block Codes from Orthogonal Designs. IEEE Trans. Inform. Theory, 1999, 45(7): 1456~1467
- [6] David J L, Robert W H. Diversity performance of precoded orthogonal space-time block codes using limited feedback. IEEE Commun. Lett., 2004, 8(5): 305~307
- [7] Alamouti S M, Tarokh V, Poon P. Trellis coded modulation and transmit diversity: Design Criteria and Performance Evaluation. IEEE ICUPC'98, Florence, 1998: 703~707
- [8] Tarasak P, Bhargava V K. Analysis and design criteria for trellis-coded modulation with differential space-time transmit diversity. IEEE Trans. Wireless Commun., 2004, 3(9): 1374~1378

#### 作者简介:

金 江 男, (1975-), 博士研究生。研究方向为宽带无线通信与多媒体通信。

汪俊芳 女, (1975-), 博士研究生。研究方向为宽带无线通信与光通信。

朱光喜 男, (1945-), 教授, 博士生导师。研究方向为无线通信系统、数字图像图形与多媒体信息处理。

## 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](http://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](http://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](http://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>