

基于信道编码的 MIMO-OFDM 非迭代自适应资源分配算法

徐 雷, 徐大专

(南京航空航天大学信息科学与技术学院, 江苏南京 210016)

摘 要: 针对空时编码级联波束形成的 MIMO-OFDM 系统, 研究了考虑信道编码的自适应传输方案. 本文首先从编码增益的角度出发, 利用统计信道状态信息, 推导了保证用户 QoS 星座距离的表达式; 然后证明了研究的优化问题是凸规划问题, 并根据库恩-塔克条件推出了最优功率和比特加载的封闭形式解; 最后提出了一种非迭代的自适应资源分配算法. 仿真结果表明, 本文提出算法在保证用户 QoS 的情况下, 能够有效逼近系统吞吐量的理论值, 同时该算法具有计算复杂度低的特点, 可以满足实时通信的要求; 并且采用 LDPC 码的码率越低, 系统吞吐量越大.

关键词: 多输入多输出; 正交频分复用; 统计信道状态信息; 库恩-塔克条件; 信道编码

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0791-07

Adaptive Non-Iterative Resource Allocation Algorithm for MIMO-OFDM System Based on Channel Coding

XU Lei, XU Da-zhuan

(College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: A transmission scheme based on channel coding was proposed for multiple-input multiple-output orthogonal frequency-division multiplexing system concatenating space-time block code with beamforming. Firstly, the constellation distance which guaranteed user's QoS was derived utilizing the statistical channel state information from the perspective of coding gain. Secondly, it was proved that this optimization problem was convex programming problem and the closed form solution for optimal power and bit loading was deduced according to Karush-Kuhn-Tucker conditions. Finally, an adaptive non-iterative resource allocation algorithm was put forward. The simulation results demonstrate that the algorithm is close to the theoretical value of the system throughput and has very low computational complexity which can meet the requirement of real-time communication. The lower the code rate of LDPC is, the higher the system throughput becomes.

Key words: multiple input multiple output; orthogonal frequency division multiplexing; statistical channel state information; karush-kuhn-tucker conditions; channel coding

1 引言

MIMO 技术利用了无线信道的空间特性, 在不增加频率资源和发射功率的前提下, 大大提高了系统的容量和可靠性; 另一方面, OFDM 作为一种能够有效对抗频率选择性衰落的技术, 得到了广泛的应用^[1]. MIMO 与 OFDM 技术的结合可以提供更高的传输速率, 更加满足未来多媒体业务的要求. 空时编码级联波束形成是 MIMO 技术一种实现方案, 空时编码能够获得完全的分集增益, 但是没有获得额外的编码增益. 因此, 系统需要级联信道编码来获得编码增益^[2]. LDPC 码是目前信道编

码研究的热点, LDPC 码是用稀疏校验矩阵来定义的线性分组码, 这种码是能渐近逼近 Shannon 限的好码^[3,4].

文献[5]在假设发射端完全知道信道状态信息情况下研究了空间复用 MIMO-OFDM 系统中基于 LDPC 编码的自适应传输. 文献[6]在同样的假设情况下研究了级联 LDPC 码的 V-BLAST 系统自适应传输. 文献[7,8]研究了利用过期反馈统计信道状态信息的自适应传输方案. 在自适应调制方面已经有很多研究人员提出了有效的算法. 文献[12]从贪婪算法的思想出发, 逐次以最小功率代价加载 1 比特, 得到了整数比特加载的最优解, 但是计算量太大而且随着信噪比的增长而增长. 文献

[13]通过搜索满足功率约束的注水线来得到次优的功率和比特分配方案.文献[14]针对多用户 OFDM 系统通过给予载波上的信道增益排序提出了一种快速子载波、比特和功率分配算法.文献[15]研究多用户 MIMO-OFDM 下行链路中的基于延时信道状态信息的自适应传输,提出了一种结合正交空时分组码与特征波束形成的多用户 MIMO-OFDM 自适应传输方案.

文献[9]研究了空时编码级联波束形成的 MIMO-OFDM 系统中自适应传输方案,但是文献[9]没有考虑信道编码对系统性能的影响.本文在文献[9]的基础上,考虑了信道编码对系统性能的影响,并提出了一种非迭代的自适应资源分配算法.本文有两个创新点:(1)发射机利用统计信道状态信息,设计了保证用户服务质量(Quality of Service)的星座距离,该星座距离包含了信道编码信息、统计信道状态信息和用户的 QoS 信息;(2)证明了研究的优化问题是凸规划问题,根据库恩-塔克条件(Karush-Kuhn-Tucker conditions)推出了比特和功率加载的封闭表达式,并提出了一种低复杂度非迭代资源分配算法.

标识说明: $(\cdot)^H$ 表示矩阵 Hermite 转置; $CN(u, \Sigma)$ 表示均值为 u 、协方差矩阵为 Σ 的复高斯分布; $\text{round}(x)$ 表示最接近 x 的整数; $E\{x\}$ 表示 x 的期望, \mathbf{I} 表示单位矩阵.

2 MIMO-OFDM 系统模型和资源优化问题描述

2.1 MIMO-OFDM 系统模型

MIMO-OFDM 系统如图 1 所示,系统有 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线,子载波数为 K .信道编码器采用 LDPC 码;在每个子载波上,我们采用 Alamouti 空时编码级联波束形成的传输方案,自适应调制器一次处理两个 OFDM 符号.子载波 k 上 MIMO 信道矩阵为 $\mathbf{H}[k] = \{\mathbf{H}_{uv}[k]\}$, $1 \leq u \leq N_t$, $1 \leq v \leq N_r$,假设天线间距足够远,则 $\mathbf{H}_{uv}[k]$ 之间互不相关.发射端得到反馈信道状态信息为 $\mathbf{H}^f[k]$, $\mathbf{H}^f[k]$ 与当前的信道状态信息服从同一复

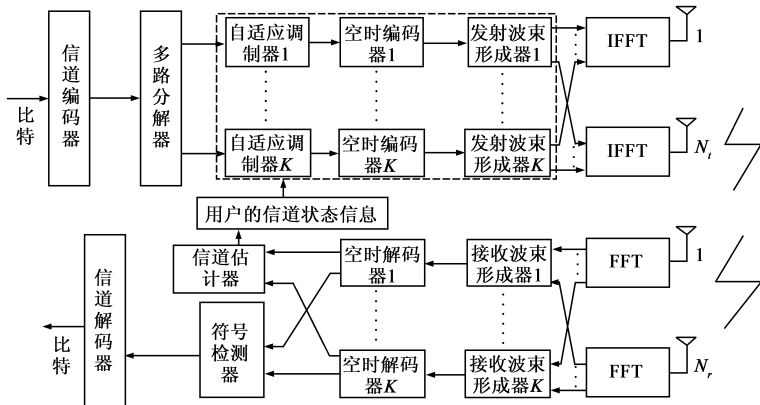


图1 MIMO-OFDM系统模型

高斯分布,它们之间的相关系数 $\rho = J_0(2\pi f_d \Delta\tau)$,其中 $\Delta\tau$ 是反馈时延, f_d 是多普勒频移, $J_0(\cdot)$ 是第一类零阶贝塞尔函数^[9].发射端估计当前信道为

$$\hat{\mathbf{H}}[k] = \overline{\mathbf{H}}[k] + \mathbf{\Xi}[k] \quad (1)$$

$$\overline{\mathbf{H}}[k] = E\{\hat{\mathbf{H}}|\mathbf{H}^f\} = \rho \mathbf{H}^f[k] \quad (2)$$

式(1)中 $\overline{\mathbf{H}}[k]$ 是统计信道信息, $\mathbf{\Xi}[k]$ 是复高斯分布矩阵,服从 $CN(\mathbf{0}_{N_t \times N_r}, N\rho\sigma_\epsilon^2[k]\mathbf{I}_{N_t})$, $\sigma_\epsilon^2[k] = (1 - \rho^2)\sigma_h^2$,其中 σ_h^2 是无线链路的平均功率.

2.2 资源优化问题描述

在发射功率恒定和保证用户 QoS 的情况下,优化目标是使系统吞吐量最大化.因此,可用如下的数学模型来描述:

$$\text{Max: } \sum_{k=1}^K b[k] \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \text{S.t.: } & C1. \sum_{k=1}^K p[k] = P_{\text{total}} \\ & C2. \text{BER}[k] \leq \text{BER}_o[k], \quad k = 1, 2, \dots, K \\ & C3. b[k] \in \{0, 1, 2, 3, \dots\}, \quad k = 1, 2, \dots, K \end{aligned}$$

式(3)中, $C1$ 保证了总功率的约束; $C2$ 是每个子载波上的误比特率约束; $C3$ 是子载波 k 加载比特的取值范围.为了后面的分析,目标函数 $\text{Max: } \sum_{k=1}^K b[k]$ 改写为

$$\text{Min: } -\sum_{k=1}^K b[k].$$

3 基于信道编码的非迭代自适应资源分配算法

3.1 保证用户 QoS 星座距离的设计

首先对子载波 k 上统计信道状态信息 $\mathbf{H}^f[k]$ 进行奇异值分解(SVD)

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{H}}[k] &= \overline{\mathbf{U}}[k]\mathbf{\Lambda}[k]\overline{\mathbf{V}}^H[k] \\ \mathbf{\Lambda}[k] &= \text{diag}(\lambda_1[k], \dots, \lambda_{N_c}[k]) \\ \overline{\mathbf{V}}[k] &= [\overline{v}_1[k], \dots, \overline{v}_{N_c}[k]] \\ \overline{\mathbf{U}}[k] &= [\overline{u}_1[k], \dots, \overline{u}_{N_c}[k]] \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)中, $\overline{u}_i[k]$ 是发射端波束形成加权向量, $\overline{v}_i[k]$ 是接收端波束形成加权向量, $N_c = \min(N_t, N_r)$ 是子载波 k 上的空间子信道数目.由于空时编码器采用的是 Alamouti 空时码,因此波束形成器采用二维波束形成.

在没有信道编码情况下子载波 k 的误比特率为

$$\text{BER}[k] \approx 0.2 \exp\left(-\frac{h_{eq}^2[k] d^2[k]}{N_o}\right) \quad (5)$$

式(5)的有效性在文献[8]已经被验证.由于在 MIMO-OFDM 系统中级联了信道编码,引入变量 Γ_k , Γ_k 表示子载波 k 上的编码增益, Γ_k 的

定义见附录 A^[3], 式(5)做如下修改

$$\text{BER}[k] \approx 0.2 \exp\left(-\frac{h_{\text{eqv}}^2[k] d^2[k] \Gamma_k}{N_o}\right) \quad (6)$$

$$h_{\text{eqv}}^2[k] = \delta_1[k] \|\hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,1}}[k]\|^2 + \delta_2[k] \|\hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,2}}[k]\|^2 \quad (7)$$

$$d^2[k] = g(b[k]) p[k] (T_s - T_g) \quad (8)$$

$$g(b[k]) = \frac{1.6}{2^{b[k]} - 1} \quad (9)$$

式(6)中, N_o 是高斯白噪声功率, $h_{\text{eqv}}^2[k]$ 是子载波 k 上的 MIMO 等效信道, $d^2[k]$ 是子载波 k 的星座调制距离^[9]; 式(7)中 $\delta_1[k]$ 和 $\delta_2[k]$ 表示每个子载波上的功率在两个波束形成方向的分配比例^[9]; 式(8)中, T_s 表示 OFDM 符号持续时间, T_g 是循环前缀的持续时间; 式(9)的有效性, 在文献[11]中得到验证. 由于 $h_{\text{eqv}}^2[k]$ 是随机变量, 所以用统计特性来描述子载波 k 的平均误比特率

$$\overline{\text{BER}}[k] \approx 0.2 E \left[\exp\left(-\frac{h_{\text{eqv}}^2[k] d^2[k] \Gamma_k}{N_o}\right) \right] \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}}[k] &\approx 0.2 E \left[\exp\left(-\frac{(\delta_1[k] \|\hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,1}}[k]\|^2 + \delta_2[k] \|\hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,2}}[k]\|^2) d^2[k] \Gamma_k}{N_o}\right) \right] \\ &\approx 0.2 E \left[\exp\left(-\frac{\delta_1[k] \|\hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,1}}[k]\|^2 d^2[k] \Gamma_k}{N_o}\right) \right] E \left[\exp\left(-\frac{\delta_2[k] \|\hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,2}}[k]\|^2 d^2[k] \Gamma_k}{N_o}\right) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

令 $a = \sqrt{(\delta_1[k] d^2[k] \Gamma_k) / N_o} \hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,1}}[k]$,

$$b = \sqrt{(\delta_2[k] d^2[k] \Gamma_k) / N_o} \hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,2}}[k],$$

则 a 和 b 服从复高斯分布. 式(13)改写为 $\overline{\text{BER}}[k] \approx 0.2 E[\exp(-|a^H a|^2)] E[\exp(-|b^H b|^2)]$, 应用引理 1 得到式(12). 证毕. \square

式(7)中的 $\delta_1[k] = \min(\overline{\delta_1[k]}, 1)$, $\delta_2[k] = \max(\overline{\delta_2[k]}, 0)$, 并且 $\delta_1[k] + \delta_2[k] = 1$. 文献[10]给出了 $\overline{\delta_i[k]}$ 求的解方法, 表达式如下

$$\overline{\delta_i[k]} = \frac{m_i[k]}{Z[k]} + \frac{m_i[k]}{d^2[k] \sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k} \left(\frac{X[k]}{Z[k]} - \frac{1}{1 + \kappa_i[k]} \right) \quad (14)$$

$$\frac{\partial \overline{\text{BER}}[k]}{\partial d^2[k]} = -0.2 \frac{\left[\left(\frac{1}{\alpha} \right)^{N_r} m_2[k] (N_r \beta + \lambda_2^2[k]) + \left(\frac{1}{\beta} \right)^{N_r} m_1[k] (N_r \alpha + \lambda_1^2[k]) \right] \Gamma_k \exp[-(\gamma_1 + \gamma_2)]}{Z[k] N_o} \leq 0 \quad (15)$$

式(15)表明 $\overline{\text{BER}}[k]$ 是 $d^2[k]$ 的单调递减函数, 证毕.

由于 $\overline{\text{BER}}[k]$ 是 $d^2[k]$ 的单调递减函数, 式(3)中的条件 C2 转化为设计星座距离 $d^2[k] \geq d_o^2[k]$, 其中 $d_o^2[k]$ 是误比特率为 $\text{BER}_o[k]$ 时子载波 k 上的星座距离. 由于式(12)是单调函数, $d_o^2[k]$ 可以通过两分法搜索得到, 但这样的计算量很大; 下面来求解其封闭表达式. 根据式(12)的特点, 用 Nakagami 分布来近似代替

引理 1 对任意的复高斯分布的向量 $a \sim CN(u, \Sigma)$, 有下面的式子成立^[9]

$$E\{\exp(-a^H a)\} = \frac{\exp(-u^H (\mathbf{I} + \Sigma) u)}{\det(\mathbf{I} + \Sigma)} \quad (11)$$

定理 1 基于信道编码的 MIMO-OFDM 系统中, 子载波 k 上的平均误比特率如下

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}}[k] &\approx 0.2 \prod_{i=1}^2 \left[\left(\frac{1}{1 + \frac{\delta_i[k] d^2[k] \sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k}{N_o}} \right)^{N_r} \right. \\ &\quad \left. \cdot \exp\left(-\frac{\frac{\lambda_i^2[k] \delta_i[k] d^2[k] \Gamma_k}{N_o}}{1 + \frac{\delta_i[k] d^2[k] \sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k}{N_o}}\right) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

证明 $\hat{\mathbf{H}}[k]$ 服从复高斯分布, $\overline{\mathbf{U}}[k]$ 是酉矩阵, 所以 $\hat{\mathbf{H}}[k] \overline{u_{H,i}}[k]$ 服从复高斯分布 $CN(\overline{\mathbf{H}}^H[k] \overline{u_{H,i}}[k], \sigma_\epsilon^2[k] \mathbf{I}_{N_r})$, 并且有 $\overline{\mathbf{H}}^H[k] \overline{u_{H,i}}[k]^2 = \lambda_i^2[k]$, $i = 1, 2$ ^[9]. 式(7)代入式(10)得到

式(14)中

$$Z[k] = \sum_{i=1}^2 m_i[k], X[k] = \sum_{i=1}^2 \frac{m_i[k]}{1 + \kappa_i[k]},$$

其中

$$\kappa_i[k] = \frac{\lambda_i^2[k]}{N_r \sigma_\epsilon^2[k]}, m_i[k] = \frac{(1 + \kappa_i[k])^2}{1 + 2\kappa_i[k]}, i = 1, 2.$$

定理 2 基于信道编码的 MIMO-OFDM 系统中, $\overline{\text{BER}}[k]$ 是 $d^2[k]$ 的单调递减函数.

证明 令 $\alpha = 1 + (\delta_1[k] d^2[k] \sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k) / N_o$, $\beta = 1 + (\delta_2[k] d^2[k] \sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k) / N_o$, $\gamma_i = [(\lambda_i^2[k] \delta_i[k] d^2[k] \Gamma_k) / N_o] / [1 + (\delta_i[k] d^2[k] \sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k) / N_o]$, $i = 1, 2$, 则式(12)改写为 $\overline{\text{BER}}[k] \approx 0.2 (1/\alpha)^{N_r} \exp(-\gamma_1) (1/\beta)^{N_r} \exp(-\gamma_2)$. $\overline{\text{BER}}[k]$ 对 $d^2[k]$ 求导数, 得到如下

Rice 分布^[9], 式(12)改写为

$$\overline{\text{BER}}_o[k] \approx 0.2 \prod_{i=1}^2 \left(1 + \frac{\delta_i[k] (1 + \kappa_i[k]) d_o^2[k] \sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k}{m_i[k] N_o} \right)^{-m_i[k] N_r} \quad (16)$$

当 $\delta_2[k] > 0$ 时, 式(14)代入式(16), 得到式(17); 当 $\delta_2[k] = 0$ 时, 得到式(18).

$$d_o^2[k] = \left(\frac{Z[k](5BER_o[k])^{-\frac{1}{Z[k]N_r}}}{\prod_{i=1}^2 (1 + \kappa_i[k])^{-\frac{1}{Z[k]}}} - X[k] \right) \frac{N_o}{\sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k} \quad (17)$$

$$d_o^2[k] = \frac{(5BER_o[k])^{-\frac{1}{m_1[k]N_r}} - 1}{1 + \kappa_1[k]} \frac{N_o}{\sigma_\epsilon^2[k] \Gamma_k} \quad (18)$$

3.2 非迭代自适应资源分配算法

3.2.1 非迭代自适应资源分配算法

采用 $d_o^2[k]$ 为子载波 k 星座调制距离, 优化问题的约束条件 C2 能够得到满足. 在不考虑子载波加载比特为整数约束的情况下, 式(3)的优化问题写为

$$\text{Min: } - \sum_{k=1}^K b[k] \quad (19)$$

$$\text{S.t: C1. } \sum_{k=1}^K p[k] = P_{\text{total}}$$

定理 3 式(19)是凸规划问题, 并且其 Karush-Kuhn-Tucker(KKT)点是全局最优解.

证明 很明显优化目标 $-\sum_{k=1}^K b[k]$ 是凸函数, 式(8)、(9)代入约束条件 C1 为

$$P = \sum_{k=1}^K \frac{2^{b[k]} - 1}{1.6} \frac{d_o^2[k]}{T_s - T_g} - P_{\text{total}} \quad (20)$$

式(20)对 $b[k]$ 求两次导数, $\frac{\partial^2 P}{\partial (b[k])^2} = \frac{(\ln 2)^2 2^{b[k]}}{1.6}$

$\frac{d_o^2[k]}{T_s - T_g} \geq 0$, 所以式(20)是凸函数. 因此, 式(19)的 KKT 点是全局最优解. 证毕.

根据定理 3, 式(19)的全局最优解就是求其 KKT 点. 根据 KKT 条件, 有如下表达式

$$\lambda \frac{2^{b[k]} \ln 2}{1.6} \frac{d_o^2[k]}{T_s - T_g} - 1 = 0 \quad (21)$$

式(21)中, λ 是拉格朗日乘子, 子载波 k 加载的比特 $b[k]$ 为

$$b[k] = \log_2 \left(\frac{1.6 T_s - T_g}{\ln 2 d_o^2[k] \lambda} \right) \quad (22)$$

式(22)代入式(19)的条件 C1 得到

$$\lambda = \frac{1}{\left[\frac{1}{1.6K} \sum_{k=1}^K d_o^2[k] + \frac{P_{\text{total}}}{K} \right] \ln 2} \quad (23)$$

式(23)代入式(22)得到子载波 k 加载的比特 $b[k]$ 的封闭表达式

$$b[k] = \log_2 \left[\frac{\sum_{k=1}^K d_o^2[k] + 1.6 P_{\text{total}} (T_s - T_g)}{K d_o^2[k]} \right] \quad (24)$$

由于子载波 k 上加载比特要满足整数的约束, 式(24)

改写为

$$b[k] =$$

$$\max \left(0, \text{round} \left(\log_2 \left[\frac{\sum_{k=1}^K d_o^2[k] + 1.6 P_{\text{total}} (T_s - T_g)}{K d_o^2[k]} \right] \right) \right) \quad (25)$$

式(25)代入式(8)得到子载波 k 上加载的功率 $p[k]$ 为

$$p[k] = \frac{P_{\text{total}}}{K} + \frac{1}{1.6 (T_s - T_g)} \left[\frac{\sum_{k=1}^K d_o^2[k]}{K} - d_o^2[k] \right] \quad (26)$$

下面给出非迭代自适应资源分配算法的步骤:

(1) 式(17)和(18)计算各个子载波满足 QoS 需求的星座距离 $d_o^2[k]$.

(2) 式(23)计算拉格朗日乘子 λ .

(3) 式(25)和(26)计算子载波 k 上加载的比特 $b[k]$ 和功率 $p[k]$, $S = \{1, 2, 3, \dots, K\}$.

(4) 重复以下步骤:

如果 $\sum_{k=1}^K p[k] > P_{\text{total}}$, $k^* = \max_{k \in S} d_o^2[k]$, $S = S - \{k^*\}$, 令 $p[k^*] = 0$, $b[k^*] = 0$; 否则, 跳出循环.

本文提出算法的步骤(4)是保证系统消耗功率不超过总功率 P_{total} 限制, 因为式(25)求解 $b[k]$ 的过程中, 有 round 取整的过程, 导致功率不能严格的控制. 为了严格的控制功率, 丢弃星座调制距离 $d_o^2[k]$ 大的子载波, $d_o^2[k]$ 大意味着信道质量差, 在这些质量差的信道传输相同数目的比特将需要更多的功率.

3.2.2 算法复杂度分析

表 1 比较了文献[12]Hughes-Hartogs 算法、文献[13]迭代搜索注水线算法和本文提出算法的计算复杂度. 表 1 可以看出: 本文提出算法的复杂度最低, 文献[13]次之, 文献[12]Hughes-Hartogs 算法最高. 其中, B_T 是需要加载的总比特数, K 是子载波数目, n 是需要迭代的次数 (当迭代步长为 0.8 时, n 的值为 10 左右), D_s 是丢弃的子载波数目, 实际中 $D_s \ll K$. 由于本文提出算法是非迭代的, 算法复杂度非常低, 能够满足实时通信的要求.

表 1 算法复杂度比较

算法	计算复杂度
文献[12]Hughes-Hartogs 算法	$O(B_T \times K \times \log_2 K + K)$
文献[13]算法	$O(n \times K + 3 \times K)$
本文提出算法	$O(D_s + 3 \times K)$

4 数值仿真与性能分析

用 matlab 进行仿真, 每对发射和接收天线之间采用 IMT-2000 Vehicular A 信道; OFDM 符号设计: $T_s = 64 \mu\text{s}$, $T_g = 12.8 \mu\text{s}$, $K = 512$. 各子载波上的噪声功率相等 $N_o =$

1mW;各个子载波上的目标误比特率相同 $BER_o[k] = 1 \times 10^{-3}$;发射和接收天线数为: $N_t = 2, N_r = 2$. SNR 定义为子载波平均发射信噪比,即 $P_T(T_s - T_g)/(KN_0)$. 信道编码采用固定码长和码率的 LDPC 码,信道解码采用的是迭代概率译码,译码最大迭代次数为 100 次.

为了描述算法性能,给出下面的定义

定义 1 吞吐量减少率 TDR (Throughput Decrease Ratio)

$$TDR \triangleq \frac{T_{\text{greedy}} - T}{T_{\text{greedy}}} \times 100 [\%] \quad (27)$$

式(27)中, T_{greedy} 是文献[12] Hughes-Hartogs 算法一个 OFDM 符号的系统吞吐量, T 是其它算法一个 OFDM 的系统吞吐量. 文献[12] Hughes-Hartogs 算法是整数比特加载时理论上的最优解.

图 2 比较了无信道编码、码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码和码率为 1/4 的 (2048, 512) 非规则 LDPC 码三种情况下保证用户 QoS 星座距离 $d_o^2[k]$ 的近似解和精确解. 其中, $d_o^2[k]$ 的近似解是通过公式 (17)、(18) 计算,精确解是通过两分法搜索得到. 仿真条件:码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码的列重为 4, 行重为 8; 相关系数 $\rho = 0.9$. 在 1×10^{-3} 情况下,码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码的编码增益为 6.5dB、码率为 1/4 的 (2048, 512) 非规则 LDPC 码编码增益为 11dB^[3]. 从图 2 可以看出,码率为 1/4 的 (2048, 512) 非规则 LDPC 码的星座距离最小、码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码的星座距离其次、无信道编码的星座距离最大. 这是由于信道编码带来的编码增益使得相同误比特率情况下的星座距离变小;并且码率越低的 LDPC 码星座距离越小. 同时,两种 LDPC 码星座距离的近似解和精确解都能很好的吻合,特别是码率为 1/4 的 (2048, 512) 非规则 LDPC 码星座距离的近似解和精确解有更高的吻合度,因此证明了采用式 (17)(18) 求解 $d_o^2[k]$ 的有效性.

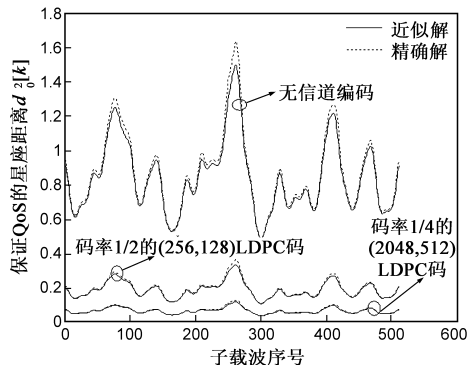


图2 保证QoS的星座距离的近似解和精确解比较

图 3 比较了本文提出算法和文献[13]注水线搜索算法相比文献[12] Hughes-Hartogs 算法的系统吞吐量减少率. 仿真条件: 文献[13]注水线搜索算法的步长因子

取 0.8; 信道编码采用码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码和码率为 1/4 的 (2048, 512) 非规则 LDPC 码, 其中, 码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码的列重为 4, 行重为 8; 相关系数 $\rho = 0.9$. 图 3 中可以看出在码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码和码率为 1/4 的 (2048, 512) 非规则 LDPC 码两种情况下本文提出算法的系统吞吐量减少率都比文献[13]的算法小, 特别是在低信噪比时本文提出算法比文献[13]算法的优势更明显; 本文提出算法的系统吞吐量减少率 TDR 控制在 2% 以内, 并且随信噪比的变化很小, 这说明本文提出算法更稳定、更接近理论值.

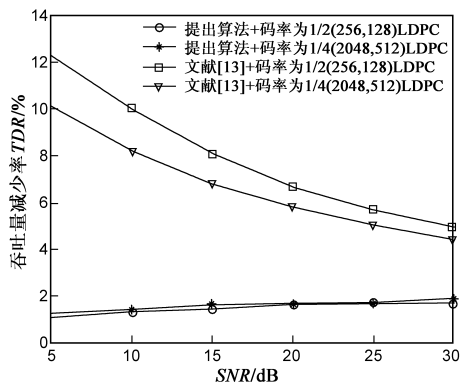


图3 本文提出算法和文献[13]算法的吞吐量减少率比较

图 4 比较了相关系数 ρ 值不同情况下本文提出算法和文献[13]注水线搜索算法相比文献[12] Hughes-Hartogs 算法的系统吞吐量减少率. 仿真条件: 文献[13]注水线搜索算法的步长因子取 0.8; 信道编码采用码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码和码率为 1/4 的 (2048, 512) 非规则 LDPC 码, 其中, 码率为 1/2 的 (256, 128) 规则 LDPC 码的列重为 4, 行重为 8; 子载波平均发射信噪比 $SNR = 15\text{dB}$; 相关系数 ρ 取 0.9、0.6 和 0.3 分别代表反馈时延小、反馈时延中和反馈时延大三种情况. 图 4 中可以看出, 随着相关系数 ρ 的变小, 本文提出算法相比文献[13]算法的系统吞吐量减少率的优势越明显, 并且本文提出算法的系统吞吐量减少率 TDR 控制在 5%

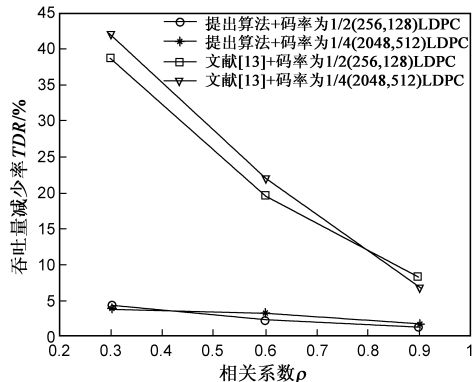


图4 不同相关系数 ρ 情况下本文提出算法和文献[13]算法的吞吐量减少率比较

以内,这说明本文提出算法对反馈时延不敏感,具有良好的鲁棒性。

图 5 比较了不同 LDPC 码对本文提出算法系统吞吐量性能的影响. 仿真条件:信道编码采用码率为 1/2 的(256,128)规则 LDPC 码、码率为 1/2 的(1024,512)规则 LDPC 码、码率为 1/2 的(10240,5120)规则 LDPC 码和码率为 1/4 的(2048,512)非规则 LDPC 码,其中,码率为 1/2 的(256,128)规则 LDPC 码、码率为 1/2 的(1024,512)规则 LDPC 码、码率为 1/2 的(10240,5120)规则 LDPC 码的列重都为 4,行重都为 8;这四种 LDPC 码的编码增益分别为 6.5dB、8.4dB、9dB 和 11dB^[3]. 从图 5 可以看出,相比无信道编码,采用 LDPC 码对系统吞吐量有显著的提高;采用 LDPC 码的码率越低,系统吞吐量越大;在相同码率情况下,采用 LDPC 码的码长越长,系统吞吐量越大。

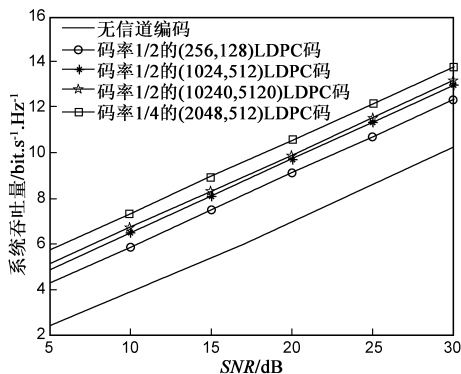


图5 不同LDPC码对本文提出算法系统吞吐量的影响

5 结论

本文利用统计信道状态信息,在考虑信道编码的情况下推导了保证用户 QoS 星座距离表达式,并提出了一种非迭代自适应资源分配算法. 理论分析和仿真结果表明:相比其它算法,本文提出算法在保证用户 QoS 要求的情况下,能够有效逼近系统吞吐量的理论值;同时该算法具有计算复杂度低的特点,可以满足实时通信的要求;并且采用 LDPC 码的码率越低,系统吞吐量越大。

附录 A

由于本文研究的是 MIMO-OFDM 系统,用到了具有不同信噪比的多个子载波,这里采用各子载波增益 Γ_k (dB) 的算术平均,表示整个系统的编码增益^[16] Γ (dB):

$$\Gamma = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \Gamma_k \quad (28)$$

为了得到子载波 k 上的编码增益 Γ_k ,定义一个距离香农限的差值^[3]:

$$G_k = \frac{SNR_k}{2^{b_k R} - 1} \quad (29)$$

其中 b_k 、 R 和 SNR_k 分别表示第 k 个子载波上传输的比特数、码率和信噪比。

如果采用本文提出的算法, b_k 用式 (24) 代入式 (29),得式 (30)。

$$G_k = \frac{SNR_k}{\left(\frac{\sum_{k=1}^K d_o^2[k] + 1.6 P_{total} (T_s - T_g)}{K d_o^2[k]} \right)^R - 1} \quad (30)$$

一个未编码,采用 MQAM 调制的系统,要实现一定的误码率所需的信噪比,定义为 G_{knom} (dB),则有^[3]:

$$\Gamma_k \text{ (dB)} = G_{knom} \text{ (dB)} - G_k \text{ (dB)} \quad (31)$$

其中, G_{knom} 的表达式如 (32)

$$G_{knom} = [Q^{-1}(\text{BER}[k]/4)]^2 \text{ (dB)} - 4.7 \text{ (dB)} \quad (32)$$

式 (32) 中, $\text{BER}[k]$ 是子载波 k 上的误码率要求, $Q^{-1}(x)$ 是 $Q(x)$ 的逆函数, $Q(x)$ 的表达式如 (33)。

$$Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (33)$$

参考文献:

- [1] 周明宇,李立华,王海峰,张平. MIMO-OFDM 接力通信系统的最优功率分配[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 26-30. Zhou M Y, Li L H, Wang H F, et al. Optimal power allocation for MIMO-OFDM relaying systems [J]. ACTA Electronica Sinica, 2009, 37(1): 26-30.
- [2] Chu J P K, McLane P J. Serial concatenation of STBC or DST-BC with convolutional codes or turbo codes for space-time correlated channels[A]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference WCNC 2004 - Spring[C]. Atlanta, Georgia USA: IEEE Press, 2004, 3: 1764-1769.
- [3] 霍永青. 多载波系统中自适应资源分配算法和 LDPC 编码研究[D]. 成都: 电子科技大学研究生院, 2007, 65-85. Huo Y Q. Research of adaptive resource allocation algorithms and LDPC coding in multicarrier systems[D]. Chengdu: Graduate School of University of Electronic Science and Technology, 2007, 65-85.
- [4] Sharon E, Litsyn S. Constructing LDPC codes by error minimization progressive edge growth[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(3): 359-368.
- [5] 霍永青,彭启琮. MIMO-OFDM 系统中 LDPC 编码和自适应比特功率分配算法研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(2): 404-407. Huo Y Q, Peng Q C. Study of LDPC coding and adaptive bit power allocation in MIMO-OFDM system [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2008, 30(2): 404-407.
- [6] Zhang Y. Approaching V-BLAST capacity with adaptive modulation and LDPC encoding[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(12): 2261-2269.
- [7] Zhang H L, Wei S Q, Ganesh A. Adaptive signaling based on

- statistical characterizations of outdated feedback in wireless communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(12): 2337 – 2353.
- [8] Zhou S L, Giannakis G B. Adaptive modulation for multiantenna with channel mean feedback [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(5): 1626 – 1636.
- [9] Xia P F, Zhou S L, Giannakis G B. Adaptive MIMO-OFDM based on partial channel state information[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(1): 202 – 213.
- [10] Zhou S, Giannakis G B. Optimal transmitter eigen-beamforming and space-time block coding based on channel mean feedback[J]. IEEE Transactions on Signal Processing. 2002, 50(10): 2599 – 2613.
- [11] Chung S T, Goldsmith A J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1561 – 1571.
- [12] HUGHES-HARTOGS D. Ensemble modem structure for imperfect transmission media[P]. U. S. Patents No. 4679227, 1987 – 7.
- [13] Jiho J, Lee K B, Lee Y H. Transmit power and bit allocations for OFDM systems in a fading channel [A]. IEEE Global Telecommunications Conference Globecom 2003-Winter[C]. San Francisco, USA, IEEE Press; 2003, 2: 858 – 862.
- [14] Chen Y F, Chen J W. A fast subcarrier, bit, and power allocation algorithm for multiuser OFDM-based systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(2): 873 – 881.
- [15] 刘敏, 张小飞, 徐大专. 多用户 MIMO-OFDM 系统中基于延时信道状态信息的自适应传输方案[J]. 通信学报, 2008, 29(5): 19 – 25.
- Liu M, Zhang X F, Xu D Z. Adaptive transmission scheme with delayed channel state information for multiuser MIMO-OFDM systems[J]. Journal on Communications, 2008, 29(5): 19 – 25.
- [16] Masoud A, Tooraj E, Frank R K. Near-capacity coding in multicarrier modulation systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(11): 1880 – 1889.

作者简介:



徐 雷 男, 江苏人, 南京航空航天大学博士研究生, 主要研究方向为 MIMO-OFDM 系统资源分配, 认知无线电, Beyond 3G 关键技术。
E-mail: xulei23@nuaa.edu.cn



徐大专 男, 江苏盐城人, 南京航空航天大学教授, 博士生导师, 主要研究方向为编码理论、通信信号处理。