

一种低反馈开销多用户 MIMO-OFDM 系统功率最小化方案

徐 雷 徐大专 张小飞

(南京航空航天大学信息科学与技术学院 南京 210016)

摘 要: 该文利用凸规划理论中的库恩-塔克条件, 为基于 TCM 编码的多用户 MIMO-OFDM 系统中实时业务资源优化问题提出了一种低反馈开销的功率最小化方案。该方案首先设计速率、功率和等效信道量化门限的码本, 然后根据当前的信道状态信息分配子载波并对等效信道增益量化, 最后基站给用户广播资源分配结果。仿真结果表明: 相比其它方案, 该文提出的方案有效降低系统能耗并且具有反馈开销低的特点。

关键词: MIMO-OFDM; 低反馈开销; 库恩-塔克条件; 实时业务

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)07-1553-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00822

Minimizing Power Scheme with Low Feedback Overhead for Multiuser MIMO-OFDM Systems

Xu Lei Xu Da-zhuan Zhang Xiao-fei

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

Abstract: This paper utilizes the Karush-Kuhn-Tucher condition of convex programming issue and proposes a minimizing power scheme with low feedback overhead for multiuser MIMO-OFDM systems based on trellis coded modulation. Firstly, the scheme designs the codebook of rate and power and equivalent channel quantization threshold. Secondly, the subcarrier is allocated according to current channel state information and the equivalent channel gain is quantized. Finally, the base station broadcasts the result of resource allocation to users. The simulation results prove that comparing to other schemes the proposed scheme not only saves efficiently energy but also has advantage of low feedback overhead.

Key words: MIMO-OFDM; Low feedback overhead; Karush-Kuhn-Tucher condition; Real-time service

1 引言

MIMO 技术的核心思想是空时两维信号处理, 时间维是通过数据编码引入的, 空间维则是由空间分布的多个天线带来的。能有效对抗频率选择性衰落的 OFDM 技术与 MIMO 技术的结合成为 4G 无线通信系统发展的必然趋势^[1]。

自适应算法的核心是信道状态信息的获取和利用, 在实际情况中, 由于无线信道的时变、反馈带宽限制等因素, 利用全部信道状态信息是不可能实现的。文献[2]在考虑反馈延时的情况下研究了基于均值反馈的单用户 MIMO-OFDM 自适应传输方案, 该方案以最大化系统和速率为目标设计了两维空时编码波束形成器, 并用贪婪算法在各子载波上加载比特。文献[3]为限速率反馈预编码空间复用系统提

出了一种基于线性接收机和 QAM 星座调制的最小误比特率准则, 并且在此基础上利用 Lloyd 算法构造了预编码的码本。文献[4]研究了限速率反馈 TDMA 系统中的资源分配问题, 通过把复杂优化问题分解为若干个子优化问题, 然后用迭代坐标下降法得到资源分配解。

文献[5]针对无线传感器网络节能问题研究了单用户 SISO-OFDM 系统基于限速率反馈资源分配方案, 文献[6]在文献[5]的基础上研究了针对传感器网络多用户 SISO-OFDM 系统基于限速率反馈的节能资源分配方案, 但是文献[5,6]都是在 SISO-OFDM 系统中提出节能资源分配方案。本文针对多用户 MIMO-OFDM 系统, 在文献[6]的基础上, 提出了一种低反馈开销实时业务功率最小化资源分配方案, 并且考虑了 TCM 编码对系统的影响。该方案在保证用户传输速率和误比特率限制的情况下, 最小化系统平均发射功率。本文提出的方案分两步实现: (1)在假设等效信道量化门限码本已知的情况下, 获得发射模式码本; (2)设计等效信道量化门限码本。

2009-05-31 收到, 2010-04-06 改回

江苏省产学研基金(BY2009101), 航空基金(2009ZC52036), 国家自然科学基金(60801052)和高等学校博士学科点专项科研基金(20093218120021)资助课题

通信作者: 徐雷 xulei23@nuaa.edu.cn

2 MIMO-OFDM 系统模型和资源优化问题描述

2.1 MIMO-OFDM 系统模型

图 1 表示用户 n 和基站的 MIMO-OFDM 系统上行链路传输框架。假设系统中有 N 个用户, 用户 n 有 N_t 根发射天线, 基站有 N_r 根接收天线, 子载波数为 K 。在自适应 TCM 编码器中, 将固定速率的格码编码器和可变速率的调制器结合, 通过星座图分割的方法, 增大信号间最小距离, 从而为系统提

供额外的编码增益。假设所有用户使用相同的 $2L$ 维的格码编码器和 Viterbi 解码器^[7]。子载波 k 上空时编码器采用的是空时分组码, 发射机的发射天线数目与子载波 k 上的空时分组码行数相等。假定在一个空时分组码时间内, 信道参数恒定, 不同空时分组码时间内的信道参数可以不同。例如, 当发射机配有 2 根发射天线时, 空时分组码采用 Alamouti 码^[8]。

空时译码器可以采用极大似然译码算法, 文献

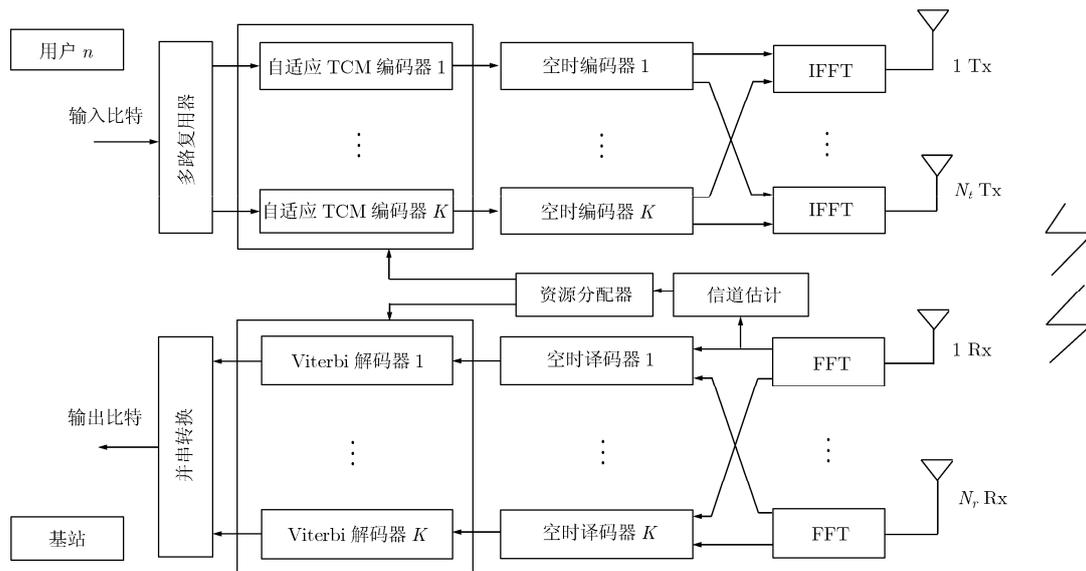


图 1 用户 n 与基站的 MIMO-OFDM 上行链路传输框架

[8]在极大似然译码算法的基础上给出了“配方简化译码算法”, 并且证明了: 当子载波 k 上的发送空时码满足正交性条件时, 总可以采用配方的方法分离出 N_s 条独立的输出支路 $\hat{X}_l[n, k] (l = 1, 2, \dots, N_s)$, 对 $\hat{X}_l[n, k]$ 计算 Q 点星座信号集合共 Q 个度量即可完成 $X_l[n, k]$ 符号的译码; 其中 N_s 为子载波 k 上空时编码器需要传输的信息符号数目, $X_l[n, k]$ 为用户 n 在子载波 k 空时编码器中的第 l 个符号。用户 n 在子载波 k 上的等效信道增益如式(1)。

$$H[n, k] = \alpha \sum_{u=1}^{N_t} \sum_{v=1}^{N_r} |H_{u,v}[n, k]|^2 \quad (1)$$

式中 $H_{u,v}[n, k]$ 为发射天线 u 和接收天线 v 之间用户 n 在子载波 k 上的频域信道响应; α 为一个常数, 它与码率有关。用户 n 在子载波 k 上的等效传输信道模型如图 2 所示^[8]。

定义 1 用户 n 在子载波 k 上的噪声归一化等效信道增益为

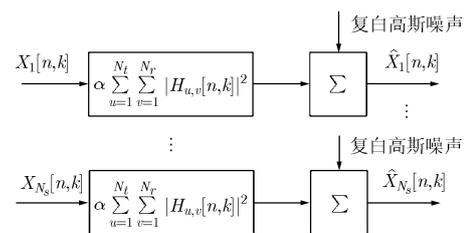


图 2 用户 n 在子载波 k 上的 N_s 个并行独立信道

$$[G]_{n,k} = g_{\text{equal}}[n, k] = \frac{H[n, k]}{N_o[n, k]} \quad (2)$$

式(2)中 $N_o[n, k]$ 为用户 n 在子载波 k 上的零均值高斯白噪声方差。

2.2 资源优化问题描述

低反馈开销实时业务功率最小化资源优化问题是在保证用户传输速率和误比特率要求的情况下, 使系统平均发射功率最小。因此, 可用如下的数学模型来描述:

模型来描述:

$$\begin{aligned} \text{Min} : \bar{P} &= \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K E_G \{ p[n, k | m] w[n, k] \} \\ \text{s.t. } C1. & \sum_{k=1}^K E_G \{ (r[n, k | m] - 1/L) w[n, k] \} \geq [\bar{r}_o]_n, \forall n \\ C2. & \text{BER}[n, k | m] \leq [\bar{\varepsilon}_o]_n, \forall n, k, m \\ C3. & \sum_{n=1}^N w[n, k] \leq 1, \forall k \\ C4. & p[n, k | m] \geq 0, r[n, k | m] \geq 0, w[n, k] \geq 0, \forall n, k, m \end{aligned} \quad (3)$$

式中优化目标是 minimized 系统发射功率在所有可能信道样本上的期望, $E_G\{x\}$ 表示对变量 x 取期望操作, $r[n, k | m]$ 为 $g_{\text{equal}}[n, k]$ 属于等效信道量化区间 m 时用户 n 在子载波 k 瞬时加载比特, $p[n, k | m]$ 为与之对应的加载功率, $w[n, k]$ 为用户 n 在子载波 k 上的分配指示函数, $[\bar{r}_o]_n$ 表示用户 n 的目标速率, $[\bar{\varepsilon}_o]_n$ 表示用户 n 的目标误比特率。C1 保证用户 n 的平均速率需求; C2 保证用户 n 在子载波 k 量化区间 m 上的误比特率要求; C3 保证子载波 k 在每个信道样本中分配解的可行性; C4 保证资源分配解的可行性。C2 中 $\text{BER}[n, k | m]$ 为 $g_{\text{equal}}[n, k]$ 属于量化区间 m 时用户 n 在子载波 k 上的误比特率; 2L 维的格码编码 QAM 调制的 $\text{BER}[n, k | m]$ 如式(4)所示, 式(4)的有效性在文献[7]被验证。其中, c_n 和 ψ_n 的值取决于编码器的结构和调制阶数, $c_n > 0$, $\psi_n > 0$ 。

$\text{BER}[n, k | m]$

$$= c_n \times \exp\left\{-\frac{1.6 \times \psi_n \times p[n, k | m]}{2^{r[n, k | m]} - 1} g_{\text{equal}}[n, k]\right\} \quad (4)$$

3 低反馈开销实时业务功率最小化方案

式(3)的优化问题求解非常复杂, 为了降低求解问题的复杂度, 我们用最小化平均功率上边界来代替最小化平均功率^[6], 因此 $g_{\text{equal}}[n, k]$ 用量化区间 m 的下边界 $\tau^+[n, k | m]$ 代替。式(3)的优化问题可以分两步解决: (S1) 给定等效信道量化门限码本的情况下, 找到发射模式码本; (S2) 设计等效信道量化门限码本。

3.1 发射模式码本设计

把 $\tau^+[n, k | m]$ 代入式(4), 用户 n 在子载波 k 量化区间 m 上的功率 $p^+[n, k | m]$ 用式(5)计算, 式(5)保证了用户目标误比特率 $[\bar{\varepsilon}_o]_n$ 需求。

$$p^+[n, k | m] = \begin{cases} 0, & m = 1 \\ \frac{(1 - 2^{r^+[n, k | m]}) \ln([\bar{\varepsilon}_o]_n / c_n)}{1.6 \psi_n \tau^+[n, k | m]}, & m \geq 2 \end{cases} \quad (5)$$

式(3)的优化问题重新描述如下:

$$\begin{aligned} \text{Min} : \bar{P}^+ &= \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N E_G [p^+[n, k | m] w^+[n, k]] \\ \text{s.t. } C1. & \sum_{k=1}^K E_G [(r^+[n, k | m] - 1/L) w^+[n, k]] \geq [\bar{r}_o]_n, \forall n \\ C2. & \sum_{n=1}^N w^+[n, k] = 1, \forall k \\ C3. & r^+[n, k | m] \geq 0, w^+[n, k] \geq 0, \forall n, k, m \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $r^+[n, k | m]$ 表示用户 n 在子载波 k 量化区间为 m 时加载的比特数, $p^+[n, k | m]$ 为与之对应的加载功率, $w^+[n, k]$ 为用户 n 在子载波 k 上的分配指示函数。

定理 1 式(6)是凸规划问题, 其 KKT(Karush-Kuhn-Tucher)点是全局最优解。

证明 把式(5)代入式(6)目标函数中, \bar{P}^+ 对 $r^+[n, k | m]$ 求两次导数,

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2 \bar{P}^+}{(\partial r^+[n, k | m])^2} \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K E_G \left\{ \frac{(\ln 2)^2 2^{r^+[n, k | m]} \ln\left(\frac{c_n}{[\bar{\varepsilon}_o]_n}\right)}{1.6 \psi_n \tau^+[n, k | m]} w^+[n, k] \right\} \\ & \geq 0 \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可知 \bar{P}^+ 是凸函数, 很明显式(6)的限制条件是凸函数, 所以式(6)是凸规划问题, 因此式(6)的 KKT 点是全局最优解。证毕

设式(6)优化问题限制条件 C1 和 C2 的拉格朗日乘子分别为 $\alpha^r[n]$ 和 $\alpha^w[k]$, 限制条件 C3 保证资源分配解可行的拉格朗日乘子分别为 $\beta^r[n, k | m]$ 和 $\beta^w[n, k]$ 。式(6)的拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} L(\alpha, \beta) &= \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K E_G \{ p^+[n, k | m] w^+[n, k] \} \\ & - \sum_{n=1}^N \alpha^r[n] \left(\sum_{k=1}^K E_G \{ (r^+[n, k | m] - 1/L) w^+[n, k] \} - [\bar{r}_o]_n \right) \\ & + \sum_{k=1}^K \alpha^w[k] \left(\sum_{n=1}^N w^+[n, k] - 1 \right) \\ & - \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M[n, k]} \beta^r[n, k | m] r^+[n, k | m] \\ & - \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \beta^w[n, k] w^+[n, k] \end{aligned} \quad (8)$$

式中 $M[n, k]$ 表示信道量化区间个数, 式(8)对 $r^+[n, k | m]$ 求导, 并且利用 KKT 条件的性质, 有如下方程组

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial L(\alpha, \beta)}{\partial r^+[n, k | m]} &= 0 \\ \beta^r[n, k | m] &= 0, \text{当 } r^+[n, k | m] > 0 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

解方程组(9), 得

$$r^+[n, k | m] = \begin{cases} 0, & m=1 \\ \log_2 \left(\frac{1.6\psi_n \alpha^r[n] \tau^+[n, k | m]}{\ln 2 \ln \left(\frac{c_n}{[\bar{\varepsilon}_o]_n} \right)} \right), & m \geq 2 \end{cases} \quad (10)$$

下面推导最优的子载波分配。式(8)对 $w^+[n, k]$ 求导, 并且利用 KKT 条件的性质, 有如下方程组

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial L(\alpha, \beta)}{\partial w^+[n, k]} &= 0 \\ \beta^w[n, k] &= 0, \text{当 } w^+[n, k] = 1 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

解式(11)的方程组, 得

$$\left\{ \begin{aligned} &\frac{(2^{r^+[n, k | m]} - 1) \ln(c_n / [\bar{\varepsilon}_o]_n)}{\tau^+[n, k | m] \cdot 1.6\psi_n} - \alpha^r[n] r^+[n, k | m] \\ &\cdot f_g(g) + \alpha^w[k] - \beta^w[n, k] = 0 \end{aligned} \right. \quad (12)$$

$$\text{令 } C^+[n, k] = \frac{(2^{r^+[n, k | m]} - 1) \ln(c_n / [\bar{\varepsilon}_o]_n)}{\tau^+[n, k | m] \cdot 1.6\psi_n} - \alpha^r[n] r^+$$

$[n, k | m]$, $C^+[n, k]$ 表示用户 n 在子载波 k 上的链路质量指示函数, 式(12)中 $f_g(g)$ 表示等效信道增益 $g_{\text{equal}}[n, k]$ 的概率密度函数, $g_{\text{equal}}[n, k]$ 的概率密度函数为式(13), 其中 λ 是 $|H_{u,v}[n, k]|^2$ 的均值^[9]。

$$f(g_{\text{equal}}) = \begin{cases} \frac{\left(\frac{N_t N_r - 1}{g_{\text{equal}}} e^{-\frac{\alpha \lambda}{N_o} g_{\text{equal}}} \right) \left(\frac{\alpha \lambda}{N_o} \right)^{N_t N_r}}{(N_t N_r - 1)!}, & g_{\text{equal}} > 0 \\ 0, & g_{\text{equal}} \leq 0 \end{cases} \quad (13)$$

定理 2 最优的子载波分配原则是子载波 k 分配给链路质量指示函数最小的用户, 即

$$n_k = \arg \min_n \{C^+[n, k]\}_{n=1}^N \quad (14)$$

证明 从文献[6]的证明得到启发。假设系统中有 3 个用户, 子载波 k 分配给用户 1。如果定理 2 不成立, 则 $C^+[1, k]$ 不是 3 个用户中链路质量指示函数的最小值。

因为子载波 k 分配给用户 1, 所以 $w^+[1, k] = 1$, $\beta^w[1, k] = 0$,

$$\alpha^w[k] = -C^+[1, k] f_{g_{\text{equal}}} \quad (15)$$

同时, 用户 2 和用户 3 有

$$\left. \begin{aligned} C^+[2, k] f_{g_{\text{equal}}} + \alpha^w[k] - \beta^w[2, k] &= 0 \\ C^+[3, k] f_{g_{\text{equal}}} + \alpha^w[k] - \beta^w[3, k] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

把式(15)代入式(16), 有

$$\left. \begin{aligned} (C^+[2, k] - C^+[1, k]) f_{g_{\text{equal}}} - \beta^w[2, k] &= 0 \\ (C^+[3, k] - C^+[1, k]) f_{g_{\text{equal}}} - \beta^w[3, k] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

根据 KKT 中互补松弛条件, 式(17)中 $\beta^w[2, k] > 0$ 和 $\beta^w[3, k] > 0$, 所以 $C^+[2, k] > C^+[1, k]$ 并且

$C^+[3, k] > C^+[1, k]$, 即 $C^+[1, k]$ 是所有用户链路质量指示函数最小值。这与假设矛盾, 所以定理 2 成立。

证毕

特殊情况: 如果所有用户的链路质量指示函数 $C^+[n, k] > 0$, 则 $\beta^w[n, k] > \alpha^w[k]$; 由于 $\alpha^w[k] \geq 0$, 所以 $\beta^w[n, k] > 0$, 子载波 k 不分配给任何用户。

子载波分配准则:

$$w^+(n_k, k) = \begin{cases} 1, & n_k = \arg \min_n \{C^+[n, k]\}_{n=1}^N, C^+[n_k, k] < 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (18)$$

3.2 量化门限设计

用户 n 在子载波 k 上等效信道量化区间有 $M[n, k]$ 个, 等效为 $M[n, k] + 1$ 个量化门限 $\{\tau^+[n, k | m]\}_{m=1}^{M[n, k]+1}$, 其中 $\tau^+[n, k | 1] = 0$, $\tau^+[n, k | M[n, k] + 1] = +\infty$ 。把式(6)中的 $E_G[\cdot]$ 改写为 $\sum_{m=1}^{M[n, k]} \int_{\tau^+[n, k | m]}^{\tau^+[n, k | m+1]} (\cdot) f_g dg$, 式(6)对 $\tau^+[n, k | m]$ 求导, 解方程(19), 得式(20)

$$\frac{\partial L(\alpha, \beta)}{\partial \tau^+[n, k | m]} = 0 \quad (19)$$

$$\tau^+[n, k | m] = \frac{\ln(c_n / [\bar{\varepsilon}_o]_n) \frac{(2^{r^+[n, k | m-1]} - 2^{r^+[n, k | m]})}{1.6\psi_n \alpha^r[n] r^+[n, k | m-1] - r^+[n, k | m]}}{\quad} \quad (20)$$

3.3 低反馈开销实时业务功率最小化方案

下面给出低反馈开销实时业务功率最小化方案, 定义表达式 $D3$ 为

$$D3 = E_G \left\{ \sum_{k=1}^K r^+[n, k | m] w^+[n, k] \right\} - [\bar{r}_o]_n \quad (21)$$

(1) 初始化 δ 为任意小的正数, $\alpha^r[n]$ 和 $\tau^+[n, k | m]$ 为任意非负数, Δ_r 是拉格朗日乘子 $\alpha^r[n]$ 的搜索步长。

For $k = 1 : K$

(2) 用式(10), 式(18)和 $\alpha^r[n]$ 计算 $r^+[n, k | m]$ 和 $w^+[n, k]$; 令 $\tau_{\text{old}}^+[n, k | m] \leftarrow \tau^+[n, k | m]$, 用式(20)计算 $\tau^+[n, k | m]$ 。

(3) 如果 $|\tau_{\text{old}}^+[n, k | m] - \tau^+[n, k | m]| < \delta$, 进入下一个子载波; 否则, 返回(2)。

End

(4) If $|D3| < \delta$

用式(5)计算功率码本;

Else If $D3 < 0$

$$\alpha^r[n] \leftarrow \alpha^r[n] + \Delta_r;$$

Else

$$\alpha^r[n] \leftarrow [\alpha^r[n] - \Delta_r]^+;$$

End

令 $k \leftarrow 1$, 返回(2)。

End

(5) 基站通过信道估计得到当前各个用户的等效信道状态信息 $g_{\text{equal}}[n, k]$, 通过式(18)得到子载波分配结果 $\{n_k^+\}_{k=1}^K$, 并且对 $g_{\text{equal}}[n_k^+, k]$ 进行量化处理, 如式(22)所示。

$$m_k^+ = \{m \mid g_{\text{equal}}[n_k^+, k] \in M[n_k^+, k \mid m]\}, \text{当 } C^+[n_k^+, k] < 0 \quad (22)$$

$[x]^+ = \max(0, x)$ 。步骤(1)-步骤(4)是在基站计算完成, 基站通过离线计算得到各个用户的速率、功率和等效信道量化区间码本, 并且每个用户都有各自相应的速率和功率码本。

基站通过广播的方式反馈给用户资源分配结果 $c^+ = [c_1^+, \dots, c_K^+]$, 其中 $c_k^+ = [n_k^+, m_k^+]$ 。由于用户有事先存储的速率和功率码本, 因此在得到等效信道量化信息 m_k^+ 后, 选择相应的速率 $r[n_k^+, k \mid m_k^+]$ 和功率 $p[n_k^+, k \mid m_k^+]$ 进行发射。

步骤(5)是基站通过在线计算得到的, 由于步骤(5)只需对 $g_{\text{equal}}[n, k]$ 进行量化处理, 所以计算量很小。

3.4 反馈开销分析

设系统有 N 个用户, K 个子载波, M 个等效信道量化区间, 采用二进制表示反馈信息, 则基站总的反馈量为 $K \times [\log_2 N + \log_2 M]$ bit/symb.。如系统有 8 个用户, 8 个等效信道量化区间, 则每个子载波只需要反馈 6 bit/symb.。

4 数值仿真与性能分析

信道模型使用 IMT-2000 Vehicular Model A6 径信道。OFDM 符号有 64 个子载波, 高斯白噪声方差 $N_o = 1$ mW, OFDM 符号持续时间 $4 \mu\text{s}$ 。在实际无线通信系统中移动端不便于配置过多的发射天线, 本文为用户配置 2 根发射天线, 子载波 k 上的空时编码器采用 Alamouti 空时分组码, 因此等效信道增益表达式(1)中 $\alpha = 1$ ^[8]; 本文采用编码速率为 $2/3$ 的 2 维 8 状态格码编码器, 式(4)中, $c_n = 6$, $\psi_n = 5$ ^[7]; 用户在发射天线 u 和接收天线 v 之间的平均信道增益用 $\bar{h}_{u,v}$ 表示。

为了和本文提出的方案进行比较, 这里介绍以下 3 种方案。(1)文献[10]的 BABS+ACG 方案: BABS 算法决定各用户需要的带宽, ACG 算法根据用户的信道增益分配子载波, 各子载波的速率按照注水算法进行加载; (2)文献[11]的 ABGA 方案: 该方案子载波分配分为两部分, 基本子载波分配和剩余子载波分配; 首先根据用户的信道增益为各用户分配基本数量的子载波, 然后根据发射功率边际效应最小化原则分配剩余的子载波, 各子载波的速率

按照注水算法进行加载; (3)Static FDMA 方案: 该方案把子载波按照固定的方式分配给各用户, 各子载波的速率按照注水算法进行加载。其中, 注水算法是单用户比特加载时的最优算法。

图 3 研究了平均信道增益 $\bar{h}_{u,v}$ 对各方案消耗功率的影响。假设系统用户数有 $N = 4$; 各用户在子载波上目标误比特率为 $\bar{\epsilon}_o = 1 \times 10^{-3}$; 各用户的基本传输速率需求 $[\bar{r}_o] = [64 \ 64 \ 64 \ 64]$, 单位: bit/symb.; 各子载波上的等效信道增益量化区间 $M = 6$; $N_t = 2$, $N_r = 2$; 平均信道增益 $\bar{h}_{u,v}$ 在 0-20 之间取值。图 3 可以看出: 各方案平均发射功率由低到高依次为: 本文方案, ABGA 方案, BABS+ACG 方案和 Static FDMA 方案。因此, 本文方案不仅降低了平均发射功率, 而且降低了反馈开销, 便于实际系统配置使用。

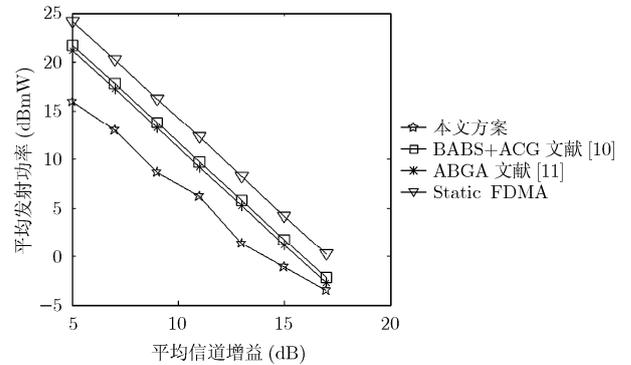


图 3 平均信道增益 $\bar{h}_{u,v}$ 对各方案消耗功率的影响

图 4 比较了不同误比特率情况下各种方案的消耗功率。假设系统用户数 $N = 4$; 各子载波上的信道增益量化区间 $M = 6$; 各用户的基本传输速率需求 $[\bar{r}_o] = [64 \ 64 \ 64 \ 64]$, 单位: bit/symb.; $N_t = 2$, $N_r = 2$; $\bar{h}_{u,v} = 16$ dB。用户误比特率要求有 $\bar{\epsilon}_o = 1 \times 10^{-3}$, 1×10^{-4} 和 1×10^{-5} 三种情况。从图 4 可以看出: (1)在相同误比特率要求情况下, 系统平均发射功率由低到高依次为: 本文方案, ABGA 方案, BABS+ACG 方案和 Static-FDMA 方案; (2)随着用户目标误比特率变小, 各方案的平均发射功率增加。

5 结论

本文利用凸规划理论中的库恩-塔克条件, 为解决多用户 MIMO-OFDM 系统的实时业务资源分配问题提出了一种低反馈开销功率最小化方案。仿真结果表明: 相比与其它方案, 本文提出的方案不仅有效降低系统平均发射功率, 而且具有反馈开销低的特点。

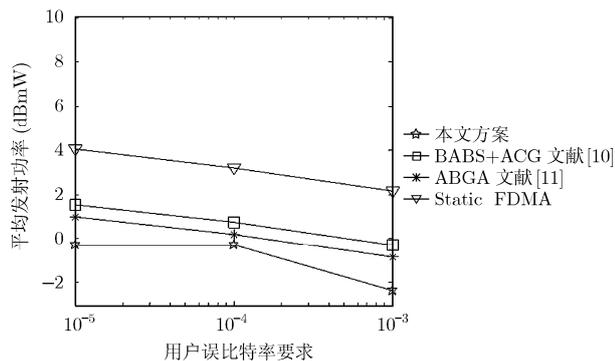


图 4 不同误比特率情况下各种方案的消耗功率

参 考 文 献

- [1] Winston W L H and Liang Y C. Optimal resource allocation for multiuser MIMO-OFDM systems with user rate constraints[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(3): 1190-1203.
 - [2] Xia P F, Zhou S L, and Giannakis G B. Adaptive MIMO-OFDM based partial channel state information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(1): 202-213.
 - [3] Zhou S L and Li B. BER criterion and codebook construction for finite-rate precoded spatial multiplexing with linear receivers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(5): 1653-1665.
 - [4] Wang X, Marques A G, and Giannakis G B. Power-efficient resource allocation and quantization for TDMA using adaptive transmission and limited-rate feedback[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(9): 4470-4485.
 - [5] Marques A G, Digham F F, and Giannakis G B. Optimizing power efficiency of OFDM using quantized channel state information[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(8): 1581-1592.
 - [6] Marques A G, Giannakis G B, Digham F F, and Javier R F. Power-efficient wireless OFDMA using limited-rate feedback[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(2): 685-696.
 - [7] Tang L, Zhu P C, Wang Y, and You X H. Adaptive modulation based on finite-Rate feedback in broadcast channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(11): 4449-4454.
 - [8] 罗涛, 乐光新. 多天线无线通信原理与应用[M]. 北京: 邮电出版社, 2005 年 11 月: 68-95.
 - [9] 宋述龙. n 个服从指数分布的独立随机变量和分布的推导[J]. 辽宁师范大学学报(自然科学版), 1990, (4): 51-58.
 - [10] Didem K, Li G Q, and Liu H. Computationally efficient bandwidth allocation and power control for OFDMA[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003, 2(11): 1150-1158.
 - [11] Gong H D, Ye W, Feng S L, and Song H. A subcarrier allocation algorithm for efficiently reducing power in multiuser OFDM Systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2007, 40(2): 233-243.
- 徐 雷: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为认知无线电, 通信网络技术.
- 徐大专: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信中的差错控制编码、信息论、无人机网络.
- 张小飞: 男, 1977 年生, 副教授, 研究方向为阵列信号处理.