

文章编号:1000-582X(2007)12-0033-05

延时反馈 MIMO-OFDM 系统中的一种快速比特加载算法

刘敏,徐大专

(南京航空航天大学信息科学与技术学院,南京 210016)

摘要:研究空间子信道用于复用 MIMO-OFDM 系统的比特加载问题,以系统传输速率极大为目标,在误码率和功率约束下根据延时的信道状态信息在所有子载波的空间子信道上加载比特。提出一种低复杂度的快速比特加载算法,给出了算法收敛性和复杂度分析。仿真结果表明,该算法的性能非常接近最优的 Hughes-Hartogs 算法。

关键词:比特加载;延时信道状态信息;多输入多输出;正交频分复用
中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A

在宽带移动通信系统中,多输入多输出(MIMO)和正交频分复用(OFDM)是2种很有应用前景的技术,二者结合起来后既能利用多天线带来的分集或复用增益,又能有效消除符号间干扰(ISI)^[1-2]。另一方面,由于移动信道的时变性,自适应传输也得到了广泛关注^[3-6]。文献[3]研究 MIMO 系统中基于特征波束形成(eigen-beamforming)的自适应传输,根据延时的信道状态信息优化特征模态(eigen-mode)上的功率分配和调制阶数,使系统传输速率极大。文献[4]将上述问题进行推广,在 MIMO-OFDM 系统中研究基于二维波束形成的自适应传输。文献[5]研究多用户 MIMO/OFDM 系统中的子载波及功率分配问题,根据完善的信道状态信息设计自适应算法。文献[6]研究 OFDM 系统中的自适应功率/比特分配,基于注水原理在各个子载波间最优分配功率使系统传输速率极大,但未考虑信号调制对信息速率的整数化要求。文献[7]在注水的基础上对信息速率取整,仍旧通过搜索满足功率约束的注水线来得到次最佳的功率分配方案。Hughes-Hartogs 在文献[8]中提出的算法从贪婪算法的思想出发,逐次以最小功率代价加载1比特,能够达到整数比特加载的最优解,但是计算量大、收敛速度慢,难以在实际系统中使用。在 MIMO-OFDM 系统中,需要同时在子载波和空间子信道或天线间分配系统可用功率,以使系统信息传输速率达到极大。笔

者研究 MIMO-OFDM 系统中的自适应功率/比特分配问题,各空间子信道并行复用传输不同的数据。发射端根据延时的信道状态信息在所有子载波的空间子信道间分配功率,使系统在满足一定误码率和功率约束的同时极大化信息传输速率。

1 系统模型

假设 MIMO-OFDM 系统在发射和接收端分别配备 N_T 和 N_R 个天线,子载波数为 N_C 个。第 n 个子载波上的 MIMO 信道矩阵为 $\mathbf{H}(n) = [H_{\mu\nu}(n)]$, $1 \leq \mu \leq N_T$, $1 \leq \nu \leq N_R$ 。假设天线间距足够远,则 $H_{\mu\nu}(n)$ 之间互不相关。对 $\mathbf{H}(n)$ 进行奇异值分解(SVD),可以产生 $N_s = \min(N_T, N_R)$ 个空间子信道

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(n) &= \mathbf{U}(n)\mathbf{\Lambda}(n)\mathbf{V}^H(n) \\ &= \sum_{i=1}^{N_s} u_i(n)\lambda_i(n)v_i^H(n), \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)中: $\lambda_i(n)$ 是按降序排列的奇异值; $u_i(n)$ 与 $v_i(n)$ 分别是与 $\lambda_i(n)$ 对应的左奇异向量和右奇异向量。当发射端和接收端都知道信道状态信息(CSI) $\mathbf{H}(n)$ 时,用 $u_i(n)$ 与 $v_i(n)$ 分别对发射信号与接收信号加权,即进行特征波束形成^[3],可得到并行的 N_s 个空间子信道。在空间子信道上根据信道增益采用合适的调制阶数,可以在一定功率约束下使系统传输速率最大。假设所有空间子信道上均使用 QAM 星座,第 n 个子载波的第 i 个空间子信道上加载的比特数和功率

收稿日期:2007-10-2

基金项目:江苏省自然科学基金资助项目;移动通信国家重点实验室开放课题资助项目(N200502)

作者简介:刘敏(1997-),男,南京航空航天大学博士研究生,主要从事空时无线通信,通信信号处理方向研究,(Tel) 025-84896490; (E-mail) liumin-nuaa@163.com。

为 $\{b_i(n), P_i(n)\}$, 引入星座距离参数 $d_i^2(n) = d_{i,E}^2(n)/4 = g(b_i(n))P_i(n)$, 其中

$$g(b) = \begin{cases} \frac{6}{5 \cdot 2^b - 4}, & b = 1, 3, 5, \dots, 2n-1, \\ \frac{6}{4 \cdot 2^b - 4}, & b = 2, 4, 6, \dots, 2n. \end{cases} \quad (2)$$

$d_{i,E}^2(n)$ 是 QAM 星座的最小平方欧氏距离。那么子信道 i 上的误比特率 (BER) 近似为^[4]

$$\text{BER}_i(n) \approx 0.2 \cdot \exp(-\lambda_i^2(n)d_i^2(n)/\sigma^2), \quad (3)$$

上式中 σ^2 是空间子信道 i 上的噪声功率。

2 延时反馈 MIMO-OFDM 系统的自适应传输

在实际系统中, CSI 一般由接收端在信道估计中取得, 然后经过反馈通道到达发射端, 反馈时延为 T_{delay} 。假设信道根据 Jakes 模型^[9]时变, Doppler 频移为 f_D 。那么发射端得到的 CSI $\mathbf{H}^f(n)$ 与当前信道 $\mathbf{H}(n)$ 均服从同一复高斯分布, 相关系数为 $\rho = J_0(2\pi f_D T_{\text{delay}})$, $J_0(\cdot)$ 是第一类零阶 Bessel 函数。发射端根据 $\mathbf{H}^f(n)$ 估计当前信道为

$$\hat{\mathbf{H}}(n) = \rho \mathbf{H}^f(n) + \mathbf{\Xi}(n), \quad n = 0, 1, \dots, N_C - 1. \quad (4)$$

式(4)中 $\mathbf{\Xi}(n)$ 是表征估计误差的随机矩阵, 服从复高斯分布 $CN(\mathbf{0}_{N_T \times N_R}, N_R \sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_T})$, $\sigma_e^2 = (1 - |\rho|^2) \sigma_h^2$, σ_h^2 是无线链路的平均功率。分别对 $\hat{\mathbf{H}}(n)$ 与 $\rho \mathbf{H}^f(n)$ 进行奇异值分解如下

$$\begin{aligned} \rho \mathbf{H}^f(n) &= \bar{\mathbf{U}}(n) \bar{\mathbf{\Lambda}}(n) \bar{\mathbf{V}}^H(n) \\ &= \sum_{i=1}^{N_S} \bar{u}_i(n) \bar{\lambda}_i(n) \bar{v}_i^H(n), \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}(n) &= \bar{\mathbf{U}}(n) \hat{\mathbf{\Lambda}}(n) \bar{\mathbf{V}}^H(n) \\ &= \sum_{i=1}^{N_S} \bar{u}_i(n) \hat{\lambda}_i(n) \bar{v}_i^H(n), \end{aligned} \quad (6)$$

那么, $\hat{\lambda}_i(n)$ 是一个随机变量, 从式(4)、(5)和(6), 有

$$\hat{\lambda}_i(n) = \left\| \bar{u}_i^H(n) \hat{\mathbf{H}}(n) \right\|_F^2 \quad (7)$$

式(7)中 $\|\cdot\|_F$ 表示 F 范数, $\bar{u}_i^H(n) \hat{\mathbf{H}}(n) \sim CN(\rho \bar{u}_i^H(n) \mathbf{H}^f(n), \sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_R})$ 。第 i 个子空间信道上的平均 BER 为:

$$\overline{\text{BER}}_i(n) \approx 0.2 \cdot E\{\exp(-\hat{\lambda}_i^2(n)d_i^2(n)/\sigma^2)\}. \quad (8)$$

若随机矢量 $\mathbf{a} \sim CN(\bar{\mathbf{a}}, \mathbf{\Sigma})$, 式(9)成立^[9]

$$E\{\exp(-\mathbf{a}^H \mathbf{a})\} = \exp(-\bar{\mathbf{a}}^H (\mathbf{I} + \mathbf{\Sigma})^{-1} \bar{\mathbf{a}}) / \det(\mathbf{I} + \mathbf{\Sigma}), \quad (9)$$

将式(7)、(9)代入式(8), 有

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}}_i(n) &\approx 0.2 \left(\frac{1}{1 + d_i^2(n) \sigma_e^2 / \sigma^2} \right)^{N_R} \cdot \\ &\exp\left(-\frac{\lambda_i^2(n) d_i^2(n) / \sigma^2}{1 + d_i^2(n) \sigma_e^2 / \sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

给定第 i 个子信道上的 BER 要求 $\text{BER}_i(n)$, 所需的最小 $d_i^2(n)$ 可以通过一维数值搜索方法, 如二分法得到。为简便, 求得的最小 $d_i^2(n)$ 在后文中仍旧记为 $d_i^2(n)$ 。

笔者的目标是根据延时反馈的 CSI 在所有子载波的空间子信道间最优的分配功率, 使系统在总功率约束和 BER 约束下的传输速率最大。这是一个有约束的优化问题, 可以描述如下

$$\begin{aligned} \max & \sum_{i=1}^{N_S} \sum_{n=0}^{N_C-1} b_i(n) \\ \text{s. t.} & \sum_{i=1}^{N_S} \sum_{n=0}^{N_C-1} P_i(n) \leq P_{\text{budget}} \\ & b_i(n) \in (0, 1, 2, 3, 4, \dots) \\ & \overline{\text{BER}}_i(n) \leq \text{BER}_i(n). \end{aligned} \quad (11)$$

值得指出, 上述优化问题中各子信道上的 BER 约束不一定相同, 基于信噪比差额 (SNR gap) 的方法^[10] 难以用于这种情况。基于各子信道 $d_i^2(n)$ 求解的方法不但能利用延时 CSI, 还能适用于各子信道上的误码率约束不等的情形, 如多用户 OFDMA 系统。下面将说明基于各子信道 $d_i^2(n)$ 求解上述问题的原理和算法。

3 MIMO-OFDM 系统快速比特加载算法

式(11)中的优化问题含有整数比特约束, 子信道上调制阶数(由加载的比特数决定)和功率、BER 关系由式(2)这样的函数表示, 很难基于注水原理求解。可用的方法之一是 Hughes-Hartogs 算法 (HHA)^[8]。先根据 CSI 与 BER 要求利用式(10)求得各子信道上的 $d_i^2(n)$, 然后用 HHA 得到各个子信道上分配的功率和加载的比特数, 具体算法见文献[4]。虽然 HHA 能够得到式(11)的最优解, 但是计算量太大而且随着信噪比增长。很多无线通信系统的信道是时变的, 如果算法收敛速度太慢, 得到解时信道早已变化, 自适应传输将毫无意义。所以, 快速比特加载算法是无线通信自适应传输的关键。下面将提出一种低复杂度的比特加载算法。

3.1 相关的 2 个定理

由式(2)可以看出, 方形 QAM 星座的功率效率比矩形星座的高。在 HHA 得到的最优解中, 极少出现某个子信道加载奇数比特的情形。这是因为以系统传输速率为目标, 某个子信道上限定加载偶数比特后, 节余的功率可以用于在其他子信道上采用功率效率更高的方形星座。所以, 限定使用方形星座只带来轻微的性能损失。下面在额外的方形星座约束下分析加载结果的特点。假设 $d_i^2(n)$ 已经按升序排列, HHA 得到的某个信道实现的比特加载曲线如图 1 所示。该曲线由若干线段构成, 同一线段中包含的 $d_i^2(n)$ (为简便计, $d_i^2(n)$ 及其对应的空间子信道在同等意义上使用) 上都加载相同的比特数。(A, A') 与 (B, B') 是比特加载曲线中相邻的 2 对转折点。

定理 1 在 HHA 得到的最优比特加载(限定方形星座)曲线上, 相邻的 2 对转折点必然满足

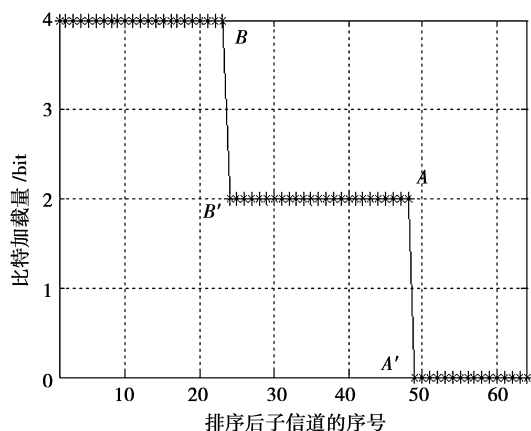


图1 所有 $d_i^2(n)$ 升序排列后, HHA 得到的某个信道实现的比特加载曲线

$$d_{A'}^2(n) \geq 4d_B^2(n) \quad (12)$$

证明: 从子信道 $d_B^2(n)$ 上减去 2 比特, 能够节省功率

$$P_B = \left(\frac{1}{g(b_B)} - \frac{1}{g(b_{B'})} \right) \cdot d_B^2(n) \quad (13)$$

在子信道 $d_{A'}^2(n)$ 上增加 2 比特, 需要功率

$$P_{A'} = \left(\frac{1}{g(b_{A'})} - \frac{1}{g(b_A)} \right) \cdot d_{A'}^2(n) \quad (14)$$

如果 $P_{A'} < P_B$, 就可以从 B 处转移 2 比特到 A' 处, 使系统消耗的功率降低。这与该曲线的最优性矛盾。所以必然有

$$P_{A'} \geq P_B \quad (15)$$

将式(13)、(14)代入式(15), 并应用式(2), 就得到式(12), 证毕。

现在生成 2 条特殊的最优比特加载曲线 u 和 w 。将最小的 $d_i^2(n)$ 用 \bar{d}_1^2 表示, 所有小于 $4\bar{d}_1^2$ 的 $d_i^2(n)$ 划为第一组; 剩余 $d_i^2(n)$ 中, 所有小于 $4^2 \cdot \bar{d}_1^2$ 的划为第二组; 依此类推。给第一组的子信道都加载 b_1 比特; 第二组的加载 $b_1 - 2$ 比特; 依此类推, 直到加载的比特数为 0, 那么这一组及其后组的子信道都加载 0 比特。这样就生成比特加载曲线 u 。其对应的系统速率是所有子信道上加载比特数之和, 记为 R_u ; 消耗的功率为 P_u 。根据定理 1, 曲线 u 是功率约束为 P_u 时的最优比特加载曲线。类似地, 从第一组加载 $b_2 = b_1 + 2$ 比特开始, 生成比特加载曲线 w , 与其对应的系统速率记为 R_w ; 消耗的功率为 P_w 。曲线 w 也是最优的。

定理 2 如果系统功率约束 P_{budget} 满足 $P_u < P_{\text{budget}} < P_w$, 那么最优比特加载曲线 v 必然位于曲线 u 与曲线 w “之间”; 或者说, 曲线 v 必然分段地分别与曲线 u 或曲线 w 重合。

证明: 如果 $P_{\text{budget}} < P_w$, 为了减少功率需求, 应该将曲线 w 的转折点应该向左移 (注意这时第一对转折点之后的各对转折点都要按照 4 倍关系重新搜索) 产生曲线 v , 使得 $P_v \leq P_w$ 。如果 $P_{\text{budget}} = P_u$, 那么将一直

左移到完全与曲线 u 重合。这就是曲线 v 位于曲线 u 与曲线 w “之间”的含义 (见图 2)。假设曲线 v 上有一点 X , 与第 N 个 $d_i^2(n)$ 对应, 加载 $b_{v,N}$ 比特; 在曲线 u 和曲线 w 上, 它分别加载 $b_{u,N}$ 和 $b_{w,N}$ 比特。如能证明 $b_{v,N} = b_{u,N}$ 或者 $b_{v,N} = b_{w,N}$, 那么定理 2 就成立。下面对此予以证明。不失一般性, 假设 X 位于 v 的第一条线段上。如果 $b_{v,N} < b_{u,N}$, 有

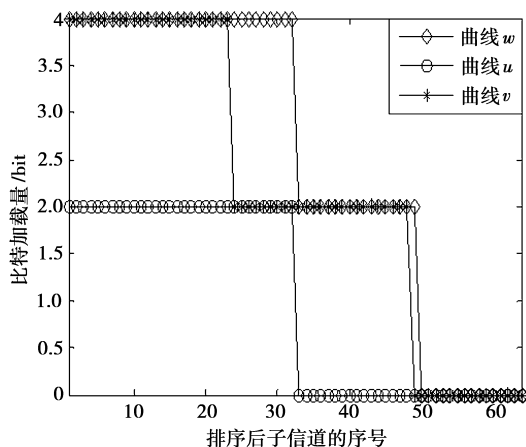


图2 $P_u < P_{\text{budget}} < P_w$ 时, 比特加载曲线 v 位于曲线 u 和曲线 w “之间”

$$P_v \leq P_u - \sum_{i=N+1}^Z (1/g(b_{u,N}) - 1/g(b_{v,N})) d_i^2(n) < P_u \quad (16)$$

式(16)中 Z 是第一组最后一个子信道的序号。这与假设矛盾。所以必然有

$$b_{v,N} \geq b_{u,N} \quad (17)$$

类似地, 如果 $b_{v,N} > b_{w,N}$, 则有

$$P_v \geq P_w + \sum_{i=1}^N (1/g(b_{v,N}) - 1/g(b_{w,N})) d_i^2(n) > P_w \quad (18)$$

也与假设矛盾, 所以有

$$b_{v,N} \leq b_{w,N} \quad (19)$$

上面的推导中用了 2 个显而易见的事实: 1) 如果 $d_B^2(n) \leq d_A^2(n)$, 必有 $b_B \geq b_A$; 2) 如果比特加载曲线 u 的第一对转折点的序号小于曲线 v 的第一对转折点的序号, 那么 u 其后的转折点序号也必然小于等于 v 的对应转折点的序号。由式(17)、(19), 以及 $0 \leq b_{w,N} - b_{u,N} \leq 2$, 可以得到 $b_{v,N} = b_{u,N}$ 或 $b_{v,N} = b_{w,N}$; 所以定理 2 成立, 证毕。

3.2 快速比特加载算法

从定理 1 和定理 2 出发, 提出如下的比特加载算法:

1) 将所有 $d_i^2(n)$ 按照升序排列形成一个矢量; 同时构造一个同维度的累加和矢量, 其元素是与之同位置的 $d_i^2(n)$ 及其前面所有 $d_i^2(n)$ 的和。这是为了降低后面功率计算时的复杂度。

2) 生成曲线 u 与曲线 w , 使之满足 $P_u < P_{\text{budget}} \leq$

P_w 。这可以从 $b_1 = 2$ 开始,依次增加 2 比特并比较总功率,直到满足条件的 2 条曲线产生。

3) 搜索曲线 v 的第一个转折点 N 。用二分法搜索, N 的下限为 $N_{lw} = 1$, 上限为 $N_{upp} = Z$ 。那么对分点为 $N_{mid} = \text{ceil}([N_{lw} + N_{upp}]/2)$, $\text{ceil}(x)$ 表示取大于 x 的最小整数。以 N_{mid} 为第一个转折点,生成比特加载曲线,对应的功率消耗为 P_{mid} 。如果 $P_{mid} < P_{budget}$, 令 $N_{lw} = N_{mid}$, $P_{lw} = P_{mid}$; 否则 $N_{upp} = N_{mid}$, $P_{upp} = P_{mid}$; 直至 $N_{upp} - N_{lw} = 1$ 。

4) 最后得到解: 如果 $P_{lw} > P_{budget}$, 曲线 u 是最终解; 否则与 P_{lw} 对应的曲线 v 是最终解。

3.3 算法性能分析

推理 1 所提算法必然经过有限次二分迭代搜索后收敛,最大迭代次数为 $\text{ceil}(\log_2(N_s N_c - 1))$ 。

证明: 二分搜索的初始值均为有限整数值,中分点也必须是整数,所以必定经有限次迭代而收敛。上限的最大值为 $N_s N_c$, 故最大迭代次数为 $\text{ceil}(\log_2(N_s N_c - 1))$ 。证毕。

由于信道的频率选择性以及空间子信道间的巨大差异,上述算法二分搜索的上限值一般小于 $2N_c$ 。算法的复杂度主要由步骤 3) 决定。步骤 3) 在一次迭代中需要生成一条比特加载曲线,计算量为 $O(N_s N_c)$; 迭代 $\log_2(2N_c)$ 次的计算量为 $O(N_s N_c \log_2(2N_c))$ 。总的来说,计算量还是很小的。与此对比, HHA 每加载 1 比特都要计算所有子信道的功率并进行比较,计算量为 $O(N_s N_c)$; 重复 R (总速率) 次,总计算量为 $O(N_s N_c R)$ 。文献 [7] 中的 Jang 算法计算量大约为 $O(10N_s N_c)$, 子载波数量大于等于 1 024 时,将略小于笔者研究的算法。但是注水线搜索法不能达到最优解,也不能考虑式 (2) 表示的矩形星座和方形星座的差异,将引起性能损失。从后面的仿真结果还可以看到, Jang 算法的迭代次数随信噪比和具体信道状况变化很大。算法的迭代次数与系统信噪比或者总速率基本无关,在信噪比变化时复杂度依然很稳定。

4 仿真结果及分析

用 Matlab 软件进行仿真,评价比特加载算法的性能。信道模型采用 IMT-2 000 Vehicular A 信道,各径信道都根据 Jakes 模型时变。发射端 CSI 质量取决于信道 Doppler 频移和反馈时延。这里 CSI 质量等效的用相关系数 ρ 表示,分别取 0.9 和 0.7,代表较高和中等 CSI 质量的情形。OFDM 子载波数 256,发射和接收天线数均为 4。各子信道上均采用 QAM 星座,调制阶数为 $\{0, 1, 2, 3, \dots\}$ 。信噪比定义为每子载波上的平均信噪比,即 $P_{budget}/(N_c \sigma^2)$ 。BER 约束为 10^{-4} 。系统传输速率按照子载波数归一化,单位 bit/OFDM symbol。

作为比较,仿真文献 [7] 中的算法 (Jang 算法),步长因子取 0.6。同时仿真最优的 HHA (不限定加载偶

数比特) 作为性能上限。仿真结果见图 3 至图 6。

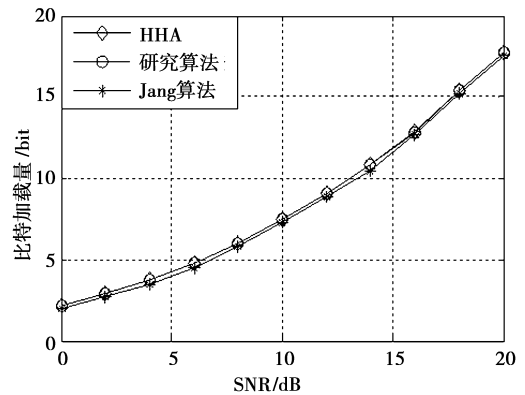


图 3 IMT-2 000 Vehicular A 信道中各种比特加载算法的性能, $\rho = 0.9$

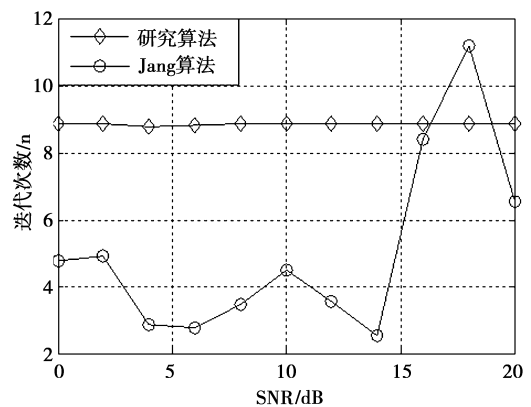


图 4 IMT-2 000 Vehicular A 信道中两种比特加载算法的迭代次数, $\rho = 0.9$

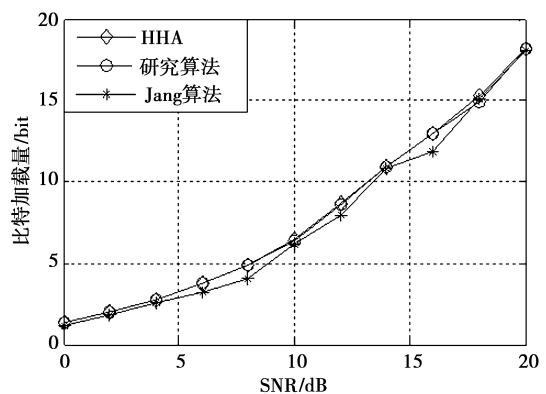


图 5 IMT-2 000 Vehicular A 信道中各种比特加载算法的性能, $\rho = 0.7$

图 3 和图 5 表明,系统传输速率随着 CSI 质量降低而下降。另一方面, $\rho = 0.7$ 时系统传输速率损失在 1 bit 以内,说明空间子信道用于复用时,中等 CSI 质量已经可以达到较好的性能。综合图 3 至图 6 可以看到,所提算法达到的传输速率和最优的 HHA 差异很小,在图中的信噪比范围内性能非常接近最优加载算法。Jang 算法有一定性能损失,反馈质量较低时性能损失明显。从计算复杂度上考虑, Jang 算法在一些 SNR 点上迭代次数少于文中算法,但是迭代次数变化较大。算法复杂度

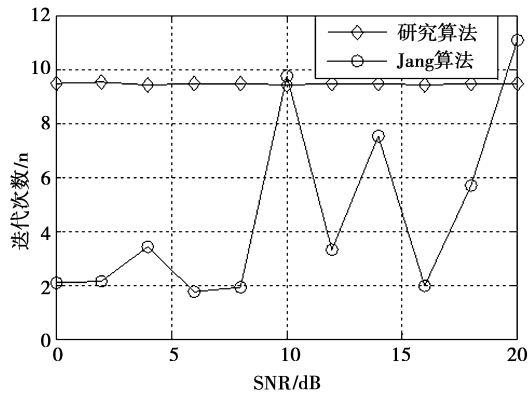


图 6 IMT-2 000 Vehicular A 信道中两种比特加载算法的迭代次数, $\rho=0.7$

适中而且变化极小,有利于系统稳定。

5 结束语

空间子信道用于复用时能够显著提高 MIMO-OFDM 系统传输速率。当发射端只有延时的信道状态信息可用时,必须评估延时对误码率的影响。笔者通过引入星座距离参数解决了上述问题。然后利用 QAM 星座误码率函数和 MIMO-OFDM 信道的特点,在限制使用方形 QAM 星座的基础上提出一种快速比特加载算法,并证明其收敛性。在 IMT-2 000 Vehicular A 信道中的仿真表明,笔者提出的算法性能和最优的 Hughes-Hartogs 算法非常接近,能够在各子信道上采用不同的误码率约束,很容易推广到多用户 MIMO-OFDMA 系统。

参考文献:

[1] WONG K, CHENG R, LETAIEF K, et al. Adaptive antennas at

the mobile and base stations in an OFDM/TDMA system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49 (1): 195-206.

- [2] STUBER G L, BARRY J R, MCLAUGHLIN S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2):271-294.
- [3] ZHOU S, GIANNAKIS G B. Adaptive modulation for multiantenna transmissions with channel mean feedback [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3 (5): 1626-1636.
- [4] XIA P, ZHOU S, GIANNAKIS G B. Adaptive MIMO-OFDM based on partial channel state information [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(1):202-213.
- [5] 卢小峰,朱光喜,伍仁勇,等. 基于多用户 MIMO/OFDM 系统的空间子信道分配算法 [J]. 通信学报, 2006, 27(9): 34-39.
- [6] MUNZ G, PFLETSCHINGER S, SPEIDEL J. An efficient waterfilling algorithm for multiple access OFDM [C] // IEEE GlobeCom'02. IEEE Global Telecommunications Conference. New York:IEEE, 2002:681-685.
- [7] JANG J H, LEE K B, LEE Y. Transmit power and bit allocations for OFDM systems in a fading channel [C] // IEEE GlobeCom'03. IEEE Global telecommunications conference. New York:IEEE, 2003:172-187.
- [8] HUGHES-HARTOGS D. Ensemble modem structure for imperfect transmission media; U. S. 679 227 [P]. 1987-07-10.
- [9] TARICCO G, BIGLIERI E. Exact pairwise error probability of space-time codes [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(2):510-513.
- [10] FASANO A. On the optimal discrete bit loading for multicarrier systems with constraints [C] // VTC 2003-spring. 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference. New York:IEEE, 2003:915-919.

Fast Bit Loading Algorithm for MIMO-OFDM Systems with Delayed Channel State Information

LIU Min, XU Da-zhuan

(College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 21001, P. R. China)

Abstract: The problem of bit loading is addressed for MIMO-OFDM systems where spatial subchannels are multiplexed. Targeting on maximizing the total transmission rate under some bit-error-rate constraints and power constraint, the systems load bits to the spatial subchannels on all subcarriers based on delayed channel state information. A fast bit loading algorithm is proposed. The analysis of convergence and complexity for the algorithm is presented. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm performs very closely to the optimal Hughes-Hartogs algorithm.

Key words: bit loading; delayed channel state information; multiple-input-multiple-output; orthogonal frequency divided multiplexing