

有限反馈 MIMO 系统中一种基于双码本的功率分配与预编码方案

刘建国, 杨绿溪

(东南大学信息科学与工程学院, 江苏南京 210096)

摘 要: 研究表明, 有限反馈预编码能有效利用信道信息提高 MIMO 系统频谱效率, 在此基础上, 在发射端进行功率控制将使频谱效率得到进一步提升. 为了最大化有限反馈 MIMO 系统的频谱效率, 本文提出了一种基于自适应调制的功率分配与预编码方案. 为了减少反馈量, 该方案通过双码本方式来反馈预编码矩阵和功率控制矢量, 并给出了一种基于 K-均值聚类的功率码本设计方法. 仿真结果表明, 该方案的反馈信息量少, 且获得了较好频谱性能.

关键词: 自适应调制; 有限反馈; 多输入多输出 (MIMO); 功率分配; 预编码

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-078-05

Precoding and Power Allocation Based on Double Codebook in MIMO Systems with Limited Feedback

LIU Jian-guo, YANG Lu-xi

(School of Information Science and Engineering, Southeast Univ. Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: Recent research results show that limited feedback precoding proves effective in increasing transmission rate in the multiple-input multiple-output (MIMO) system, further performance gain can be achieved if power control is used along with limited feedback precoding at transmitter. In order to maximize the spectral efficiency of the finite-rate feedback MIMO systems, a novel power allocation and precoding scheme is proposed based on adaptive modulation. Furthermore, we feed back the precoding matrix and power vector through double codebooks for reducing the feedback overhead, and a new codebook design approach for power vector based on the clustering analysis is developed. Simulation results show that the proposed scheme greatly improves the spectral efficiency with low feedback overhead.

Key words: adaptive modulation; limited feedback; multiple-input multiple-output (MIMO); power allocation; precoding

1 引言

在 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 无线通信系统中, 由于空分复用系统能通过同时发送多路独立数据流显著提高系统的频谱效率, 而备受关注. 研究^[1]表明, 线性预编码是一种简单而有效利用信道信息提高空分复用系统性能的方法. 传统的预编码方案往往要求发射端精确已知下行的信道状态信息 (CSI, channel state information), 然而, 在 FDD (Frequency Division Duplex) 系统中, 由于上、下行信道不具有互易性和受频带资源的限制, 发射端很难获得精确的信道状态信息. 在这种情况下, 发射端通常不做预编码、功率控制和比特加载.

为了提升系统频谱效率以及减少系统反馈量, 目前

许多学者正在研究在部分或量化信道信息下的自适应发射方案, 如自适应功率控制和预编码等. 文献[2]研究了有限反馈预编码的设计问题, 利用 Grassmannian 空间堆积 (Subspace Packing) 的方法, 将预编码矩阵进行量化, 形成一个发射端和接收端共用的码本, 每次接收端需要反馈的就是码字在码本中的索引, 这样利用有限比特反馈即可获得预编码矩阵. 在调制模式不变的情况下, 文献[3]提出了一种基于部分信道信息的功率分配和特征波束形方案, 其比文献[2]获得了更好的误码率性能. 文献[4]研究了基于信道均值的自适应功率分配和预编码问题, 同样获得了较好频谱性能. 因此, 研究基于部分和量化信道信息条件下的自适应功率分配和预编码方案具有十分重要的意义.

收稿日期: 2007-06-11; 修回日期: 2007-10-12

基金项目: 国家 973 重点基础研究发展规划 (No. 2007CB310603); 国家自然科学基金 (No. 60672093, No. 60496310); 国家 863 高技术研究发展计划 (No. 2007AA01Z262); 江苏省自然科学基金 (No. BK2005061); 华为高校基金

近年来,为了尽可能充分地利用 MIMO 信道所能提供的容量,自适应调制(AM, adaptive modulation)技术一直被认为是最有效的手段之一^[5].它能够根据信道状态的变化自适应地选择发射机的调制和功率分配方案.针对这种情况,本文将自适应调制技术引入到有限反馈系统中,提出了一种基于有限反馈的功率分配与预编码方案,解决了在有限反馈的条件下联合预编码、功率控制与比特加载问题.为了减少系统反馈开销,本文通过双码本方式来反馈预编码矩阵和功率控制矢量,并给出了一种基于 K-均值聚类的功率码本设计方法,其思想是通过模糊聚类方法不断调整训练样本与码字之间的隶属度,达到最小编码失真,使所设计的码本更接近给定系统模型下的功率控制矢量空间.结果表明,本文方案有着非常低的反馈数据量,且获得了较好的频谱性能.

2 系统模型

考虑如图 1 所示的窄带空分复用 MIMO 系统模型,假设发送端配置 N_t 根发射天线,接收端配置 N_r 根接收天线,空分复用的独立子数据流个数为 $L \leq M \leq \min(N_t, N_r)$.假设信道是准静态平坦瑞利衰落,即信道在一帧内保持不变,在帧间独立变化,信道矩阵元素间是独立同分布的,且服从均值为 0,方差为 1 的复高斯随机分布.假设系统具有理想信道估计,在接收端的反馈信息将无延迟和差错地传送给发射端.在图 1 中发射端自适应模块由预编码矩阵、功率控制矢量和自适应调制模块组成,且接收端输出信号可以表示为:

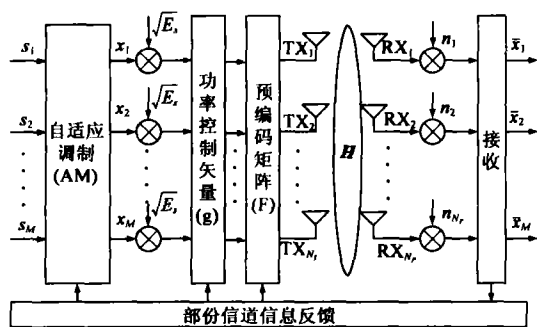


图 1 空分复用 MIMO 系统等效基带系统框图

$$y = \sqrt{E_s} H F G x + n \quad (1)$$

其中 y 表示为 $N_r \times 1$ 维的接收信号矢量, E_s 表示为发送端总功率, $N_t \times N_r$ 维信道矩阵 H 由复高斯随机变量组成, n 表示为维噪声矢量,其元素由独立同分布的高斯随机变量 $CN(0, \sigma^2)$ 组成, F 为 $N_t \times M$ 维的预编码矩阵, $G = (\text{diag}(g))^{1/2}$ 为 $M \times M$ 维非负对角化矩阵,其中 $g = (g_1, g_2, \dots, g_M)$ 为 M 路子数据流对应的归一化功率控制矢量,并对其归一化为: $\sum_{i=1}^M g_i = 1$, $M \times 1$ 维的

射信号矢量 $x = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ 由 M 个相互独立的符号组成,且满足 $E[xx^H] = I_M$,其中 $[\cdot]^H$ 为共轭转置操作符, $E[\cdot]$ 为期望运算符.

3 有限反馈预编码

空分复用 MIMO 系统接收的信号由多路相互干扰的独立子数据流组成,在已知精确 CSI 的情况下,可以在发射端进行预编码来消除符号间干扰.将 MIMO 信道矩阵 H 进行分解可以表示为:

$$H = U \Lambda V^H \quad (2)$$

其中 U 是 $N_r \times N_r$ 维的左特征矢量矩阵, V 是 $N_t \times N_t$ 维的右特征矢量矩阵, Λ 是 $N_t \times N_t$ 维的非负对角化矩阵, Λ 矩阵的对角元由信道矩阵 H 的奇异值组成.通过发射端预编码(令预编码矩阵 F 为 V)以及接收信号矢量左乘于矩阵 U^H ,即可将信道分成 N_t 个并行独立等效子信道,于是有

$$U^H y = \sqrt{E_s} U^H H V G x + U^H n = \sqrt{E_s} \Lambda G x + U^H n \quad (3)$$

需要指出的是,上述方案要求发射端精确已知下行链路的信道状态信息,然而,在 FDD 系统中,由于上、下行信道不具有互易性和受频带资源的限制,发射端很难获得精确的信道状态信息.在实际应用中,比较有效的方法之一就是采用有限反馈预编码,即将预编码矩阵进行量化,形成一个发射端和接收端共用的码本,每次接收端需要反馈的就是码字在码本中的索引,这样利用有限比特反馈即可获得预编码矩阵.研究^[2]表明,最优的有限反馈预编码矩阵可以在各路数据流等功率分配条件下,可以采用如下码字选择准则从码本中选取,如容量准则、最小均方误差(MMSE)准则和最小奇异值最大化准则等.本文假设接收端使用迫零 ZF 线性接收机,系统从码本中选择一个预编码矩阵,使等效信道矩阵 $H F$ 的最小奇异值达到最大,显然,也可以考虑采用基于容量的码字选择准则,但是当数据流个数等于发射天线数时,基于容量的码字选择准则不再有效.针于信道矩阵 H 的一次实现,基于最小奇异值最大化的最优预编码码字选择准则可表示为

$$F_{opt} = \arg \max_{F_i \in \Omega} \lambda_{\min} \{ H F_i \} \quad (4)$$

式中 $\lambda_{\min} \{ A \}$ 表示矩阵 A 的最小奇异值, Ω 表示由 L 个尺度为 $N_t \times M$ 维码字矩阵 F_1, F_2, \dots, F_L 组成的码本,其元素 F_i 满足 $F_i^H F_i = I_M$.因此接收端可以按一定顺序遍历码本中的元素,根据式(4)给定的码字选择准则,选取最优的预编码矩阵 F_{opt} .文献^[2]研究表明,当码本长度 L 足够大时,预编码矩阵 F_{opt} 就是信道矩阵 H 的右特征矢量 V 前面 M 列.

由于对预编码矩阵量化存在误差,接收端信号矢量左乘于矩阵 U^H 后得到的各路数据流存在相互干扰.

为了消除各路数据之间的干扰,假设接收端使用迫零ZF线性接收机,对接收信号 y 进行均衡后得到的输出信号为:

$$\begin{aligned}\bar{x} &= \frac{1}{\sqrt{E_s}} ((\mathbf{H}\mathbf{F}_{opt}\mathbf{G})^H \mathbf{H}\mathbf{F}_{opt}\mathbf{G})^{-1} (\mathbf{H}\mathbf{F}_{opt}\mathbf{G})^H y \\ &= x + \frac{1}{\sqrt{E_s}} ((\mathbf{H}\mathbf{F}_{opt}\mathbf{G})^H \mathbf{H}\mathbf{F}_{opt}\mathbf{G})^{-1} (\mathbf{H}\mathbf{F}_{opt}\mathbf{G})^H n\end{aligned}\quad (5)$$

式中, \bar{x}_k 为第 k 路数据流 x_k 的判决变量. 因此第 k 路数据流的检测信噪比为:

$$\begin{aligned}\text{SNR}_k &= \frac{E_s}{\sigma_0^2 [(\mathbf{G}^H \mathbf{F}_{opt}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{F}_{opt}\mathbf{G})^{-1}]_{k,k}} \\ &= \frac{E_s g_k}{\sigma_0^2 [(\mathbf{F}_{opt}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{F}_{opt})^{-1}]_{k,k}}\end{aligned}\quad (6)$$

4 发射端功率控制及量化

针对有限反馈的空分复用 MIMO 系统,本节首先提出了一种基于自适应调制的功率控制算法,为了进一步减少反馈量,本文将归一化的功率控制矢量进行量化,使预编码矩阵及功率控制矢量都以码本方式反馈.

4.1 基于自适应调制的功率分配算法

根据文献[5],如果在一个受到加性高斯白噪声污染的平衰落单输入单输出信道中使用未编码的矩形正交幅度调制(QAM),可以通过下式来估计传输的误码率:

$$\text{BER} \approx \frac{2}{b} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2^b}}\right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2(2^b - 1)}} \text{SNR} \right) \quad (7)$$

其中, SNR 为接收端的信噪比; b 为 QAM 调制的阶数,即选择了 2^b 点的星座进行调制. 当 $b \geq 2$ 且 $\text{BER} \leq 10^{-3}$ 时,式(7)的误码率估计误差在 1dB 以内. 在给定每路数据流目标误码率 BER_0 的情况下,则每路数据的调制方式取决于判决变量的信噪比 SNR . 误码率为 BER_0 时,所需要的信噪比 SNR 可近似表示为:

$$\text{SNR} \approx -\frac{2}{3} (2^b - 1) \ln(5\text{BER}_0) \quad (8)$$

假设发射端有 N 种可采用的调制方式: $2^{b_1}\text{QAM}, 2^{b_2}\text{QAM}, \dots, 2^{b_N}\text{QAM}$, 其中 $b_1 < b_2 < \dots < b_N$. 利用式(8)可得到在这些调制方式下,满足目标 BER_0 要求所需的信噪比门限为 $\overline{\text{SNR}}_1, \overline{\text{SNR}}_2, \dots, \overline{\text{SNR}}_N$. 在目标 SNR_0 约束下,当检测信噪比 $\text{SNR} < \overline{\text{SNR}}_1$ 时,则不发送数据;当检测信噪比 $\text{SNR} > \overline{\text{SNR}}_N$ 时,则采用 2^{b_N}QAM 调制方式;当 $\overline{\text{SNR}}_n \leq \text{SNR} < \overline{\text{SNR}}_{n+1}$ 时,则采用 2^{b_n}QAM 调制方式; $n = 1, \dots, N-1$. 由以上分析可知,当检测信噪比在任何两个门限值范围之内时,仅有一部分功率用于选取能获得最大传输速率的调制方案,而剩余功率则用于改善系统的差错性能,并未带来频谱效率的增加,此外,当 $\text{SNR} < \overline{\text{SNR}}_1$ 时,将不发送数据,此时发射功率未被

有效利用. 因此,为了有效利用发射功率和最大化系统吞吐量,应该在发射端对发射功率进行合理分配.

其实,在发射总功率和目标误码率约束下,基于自适应调制的功率分配算法可建模为如下非线性优化问题

$$\begin{aligned}\max R &= \sum_{k=1}^M (R_k | R_k = b_n, \overline{\text{SNR}}_n \leq \text{SNR}_k < \overline{\text{SNR}}_{n+1}, \\ &\quad n = 0, 1, \dots, N) \\ \text{s.t. } E_s &= \sum_{k=1}^M p_k\end{aligned}\quad (9)$$

式中, $\overline{p}_0 = 0, \overline{p}_{N+1} = \infty$, R 为系统和速率, R_k 第 k 路数据流的调制阶数, b_n 为第 n 种调制方式调制的阶数, p_k 为第 k 路数据流被分配的发射功率. 根据式(6),在给定信道实现 \mathbf{H} 、预编码矩阵 \mathbf{F} 的条件下, p_k 可近似表示为

$$p_k = E_s g_k = \text{SNR}_k \sigma_0^2 [(\mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{F})^{-1}]_{k,k} \quad (10)$$

因此,可以在每路子数据流上可以进行联合的功率和比特加载来获得最优解. 然而,由于以上问题涉及非线性优化,数值计算方法的运算复杂度高,很难获得最优解. 在发射端精确已经信道信息的条件下,针对多载波系统,文献[6]提出了一种次优的 HHA 算法用于解决联合的功率与比特加载问题. 但是,在发射端已经部分信道信息的条件下,目前还没有文献就此类问题进行研究. 基于以上研究成果,针对有限反馈 MIMO 系统,本文提出一种基于自适应调制功率分配算法.

该功率分配算法的基本思想是,首先在数据流的个数 K 给定的条件下,求解最优预编码矩阵,然后比较每路数据流欲支持更高一阶的调制方式需要增加的功率,选择其值为最小的那路数据流,从尚未分配的功率中分配其所需要的功率给它,此过程重复进行直到未分配的功率不能再增加频谱效率为止. 考虑预编码矩阵量化对系统性能的影响,比较给定数据流个数 K 和实际可支持的数据流个数 M_s . 如果, $K > M_s$, 令 $K = M_s$, 重新分配功率,否则,分配过程结束. 最后,为了进一步改善系统误码率性能和弥补功率控制矢量量化误差对功率的影响,将未分配功率在 M_s 路数据流上平均分配. 所提算法的具体实现步骤为:

(1) 令 $K = N_t, P = E_s, g_k = 0$ 以及调制模式 $T_k = 0, k = 1, 2, \dots, K$.

(2) 假设接收端具有理想信道估计,根据式(4)定义的码字选择准则,从长度 L 为的码本 Ω 中选取最优的预编码矩阵 \mathbf{F}_{opt} , 其中 \mathbf{F}_{opt} 的尺度为 $N_t \times K$.

(3) 根据式(10),计算各子信道数据流采用更高一阶调制方式所需增加的功率, $\Delta P_k = \overline{\text{SNR}}_{T_k+1} [(\mathbf{F}_{opt}^H \mathbf{H}^H \mathbf{F}_{opt})^{-1}]_{k,k} - E_s g_k, k = 1, 2, \dots, K$.

(4) 寻找支持更高一阶调制方式所需功率最小的数据流

$$\bar{k} = \arg \min_{k=1, \dots, K} \Delta P_k \text{ 及 } \Delta P_{\min} = \min_{k=1, \dots, K} \Delta P_k.$$

(5) 若 $P < \Delta P_{\min}$, 计算实际支持的数据流个数 M_s , 满足 $M_s = \sum_{k=1}^K 1\{g_k\}$, 式中 $1\{g_k\} = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases}$, 否则令 $P = P - \Delta P_{\min}$, $T_k = T_k + 1$, $g_k = g_k + \Delta P_k / E_s$. 如果 $T_k > N$, 则 $T_k = N$. 返回第 3 步.

(6) 若 $M_s < K$, 令 $g_k = g_k + \frac{P}{E_s M}$, s.t. $g_k > 0$.

(7) 否则令 $K = M_s$, $P = E_s$, $g_k = 0$, $T_k = 0$, $k = 1, 2, \dots, K$. 返回第 2 步.

4.2 功率控制码本设计

基于以上分析, 接收端在每个反馈周期内应向发射端反馈的消息包括预编码矩阵 \mathbf{W} 、归一化的功率控制矢量 \mathbf{g} , 支持的数据流个数 M_s 及其对应的调制模式 T_k , $k = 1, 2, \dots, M_s$. 从反馈信息类型来看, 除功率控制矢量外, 其它反馈数据都可以用有限位比特表示, 为了减少反馈信息量, 需要对功率控制矢量进行量化^[7]. 随着信道的衰落, 功率控制矢量 \mathbf{g} 的尺度 M_s 将发生变化, 因此本文考虑将不同尺度的功率控制矢量设计为不同的码本, 使系统在发射端和接收端都保存这些码本, 接收端将根据功率分配结果从相应码本中选取最佳码字, 并将该码字在码本中的序号反馈给发射端, 发射端以该序号对应的码字作为功率控制矢量.

假设存在约束 ($\sum_{i=1}^{M_s} g_i = 1$ 及 $g_k > 0, \forall k$) 的功率控制矢量 $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_{M_s}]^T$ 为各态历经分布, 由其决定的 M_s 维空间经矢量量化后将被分割为 L 个决策区域 \mathcal{R} , 每一个决策区域包括一个重建矢量 $\mathbf{r}_i = [r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{iM_s}]$, 即码字, 由重建矢量形成的集合即为码本 Ω , 其中 $1 \leq i \leq L$. 本文定义量化失真测度为:

$$J = E\{\min_{1 \leq i \leq L} d(\mathbf{g}, \mathbf{r}_i) \mid \mathbf{g} \in \mathcal{R}_i\} \\ = \sum_{i=1}^L E_{\mathcal{R}}\{d(\mathbf{g}, \mathbf{r}_i)\} P(\mathbf{g} \in \mathcal{R}_i) \quad (11)$$

式中 $d(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ 表示向量 \mathbf{x} 和向量 \mathbf{y} 间的欧氏距离, $P_{\mathcal{R}}(\mathbf{g}) = P(\mathbf{g} \in \mathcal{R}_i)$ 表示随机矢量 \mathbf{g} 落在决策区域 \mathcal{R}_i 的概率.

根据失真测度分析, 需要获得最佳重建向量 \mathbf{r}_i , 必需知道概率分布 $p_{\mathcal{R}}(\mathbf{g})$, 但是这个信息在实际上难于获得. 在实际工程中常常采用聚类的方法, 依矢量之间的欧氏距离将其分类, 最后找出每一类别的重心, 即码向量. 基于以上分析, 本文提出的基于 K-均值聚类的功率码本设计方法如下:

(1) 令 $t = 0$, 失真测度 $J^t = \inf$ 和码本 $\Omega = \{\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2,$

$\dots, \mathbf{r}_L\}$, 其中 $\mathbf{r}_k = \text{norm}(\text{abs}(\text{rand}(1, M_s)))$ s.t. $\text{norm}(\mathbf{x}) = \mathbf{x} / \text{sum}(\mathbf{x})$, $k = 1, \dots, L$.

(2) 生成 N_s 个 $M_s \times 1$ 维的训练样本 $\mathbf{T} = \{\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_{N_s}\}$, 其中 $\mathbf{g}_k = \text{norm}(\text{abs}(\text{rand}(1, M_s)))$ and $N_s \gg L$, $k = 1, \dots, N_s$.

(3) 找出训练样本 \mathbf{T} 对于码本 Ω 的最小误差分割, 使训练样本 \mathbf{T} 中所有矢量都划分到与之距离最近的决策域 \mathcal{R}_i 中

$$\mathcal{R}_i = \{\mathbf{g} \mid d(\mathbf{g}, \mathbf{r}_i) < d(\mathbf{g}, \mathbf{r}_j), \forall j \neq i\}, 1 \leq i \leq L$$

令决策域 \mathcal{R}_i 中的样本个数为 M_i , $i = 1, \dots, L$.

(4) 计算平均失真

$$J^{t+1} = \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} \min_{i=1, \dots, L} d(\mathbf{g}_k, \mathbf{r}_i) \text{ s.t. } \mathbf{g}_k \in \mathcal{R}_i, 1 \leq i \leq L$$

(5) 若 $J^t - J^{t+1} > \epsilon$, 更新码本 $\Omega = \{\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L\}$, 令 $\mathbf{r}_i = \frac{1}{M_i} \sum_{\mathbf{g} \in \mathcal{R}_i} \mathbf{g}$, $t = t + 1$. 返回第 2 步.

否则迭代过程结束. 所设计的码本为 $\Omega = \{\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L\}$.

接收端以失真率最小为准则从所设计的码本中选择最优功率控制矢量:

$$\mathbf{g}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{r}_i \in \Omega} d(\mathbf{g}, \mathbf{r}_i), i = 1, 2, \dots, L \quad (12)$$

最后, 接收端只需要反馈所选择的码字在码本中的索引给发射端.

5 仿真结果

不失一般性, 假设基站配置 4 根发射天线, 用户配置 4 根接收天线, 各路数据流要求达到的目标误码率 BER₀ 性能为 10^{-3} , 可采用的调制方式为 BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 和 256QAM. 仿真时码本采用 QUALCOMM 预编码码本^[8]和本文所设计的功率控制码本, 信噪比定义为 $\text{SNR} = E_s / \sigma_n^2$, B_q 表示预编码码本的长度, B_g 表示功率控制码本的长度.

图 2 给出了不同方案的频谱效率随信噪比变化的

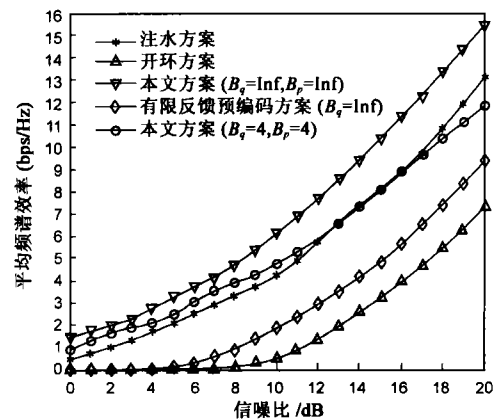


图 2 各方案频谱性能曲线

性能曲线.从仿真结果可以看出,各方案的频谱效率都随着信噪比增加而增加,这主要因为系统支持的数据流数及调制阶数随着信噪比增加而增加.在发射端已知 CSI 的条件下,本文方案性能优于注水方案,这主要由于本文方案的发射功率在满足误码率性能约束下用于选取能获得最大传输速率的调制方案,而注水方案未考虑实际的目标误码率和调制方式.由于有效地进行了发射端功率控制,本文方案性能同样优于等功率分配的有限反馈预编码方案^[2]和开环方案.由于量化误差的影响,有限反馈的情况下的频谱性能略差于全反馈情况下的频谱性能,但其反馈量却大大地减少.

图 3 给出在不同反馈量时不同方案的频谱效率随信噪比变化的性能曲线.从仿真结果可以看出,在相同的反馈量的情况下,本文方案性能优于等功率分配下的有限反馈预编码方案^[2].进一步分析发现,当预编码码本的长度保持不变时,本文方案的频谱性能随着功率控制码本长度增加而增加,然而其性能仍差于未进行量化的功率控制方案,这是由于码本长度不够,使得所设计的功率控制码本空间的遍历性不够,但随着码本长度的增加两种方案的性能差距逐渐缩小.

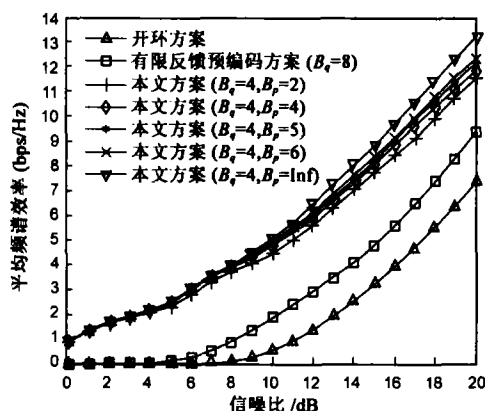


图 3 各方案频谱性能曲线

6 结论

针对有限反馈下的 MIMO 无线通信系统,本文提出了一种基于双码本的功率分配与预编码方案.不同于现有方案的是,本文方案在有限反馈下进行联合预编码、功率控制和比特加载,通过双码本方式来反馈预编

码矩阵和功率控制矢量,使系统反馈信息量大大减少,因此具有一定的实用性.仿真结果表明,该方案的反馈量少,且获得了较好的频谱性能.

参考文献:

- [1] Sampath H, Paulraj A. Linear precoding for space-time coded system with know fading correlations[J]. IEEE Comm Lett, 2002;239 - 241.
- [2] Love D J, Heath R W. Limited feedback unitary precoding for spatial multiple systems[J]. IEEE Transactions on information theory, 2005, 51(8):2967 - 2976.
- [3] Yellapantula R, Yao Y. et al. Unitary precoding and power control in MIMO systems with limited feedback[A]. Proc IEEE Wireless Commun. and Networking Conf [C]. Las Vegas, USA: IEEE, 2006. 1221 - 1226.
- [4] Xia P, Zhou S L, et al. Adaptive MIMO-OFDM based on partial channel state information[J]. IEEE Trans signal proc, 2004, 52(1):202 - 213.
- [5] Goldsmith A J, Chua S. Variable-rate variable-power MQAM for fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1):1218 - 1230.
- [6] Hughes-Hartogs D. Ensemble modem structure for imperfect transmission media[P]. US Patent:4833706, 1989 - 05 - 23.
- [7] Linde Y, Buzy A, Gray R M. An algorithm for vector quantizer design[J]. IEEE Trans on Commu, 1980, 28(1):55 - 66.
- [8] C30-20060911-072. QUALCOMM Proposal for 3GPP2 MIMO Design for LBC-FDD[S].

作者简介:



刘建国 男, 1979 年生于江西丰城, 东南大学无线电系博士生. 主要研究方向为 MIMO 通信信号处理、多用户信号处理.
E-mail: hohailiu@163.net

杨绿溪 男, 1964 年生于安徽桐城, 东南大学无线电系教授、博士生导师. 主要研究方向为通信信号处理、MIMO 通信系统盲信号处理和自适应信号处理.