



研究与开发

有限反馈 MIMO 下行系统中基于黄金码的传输方案与解码方法

郑思思, 王海泉, 李国彬, 戴谭明

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对有限反馈多输入多输出下行系统, 结合黄金码与预编码技术, 提出一种新的预编码设计准则、码字选择方案及新的传输方案和相应的低复杂度解码方法。事实上, 在充分利用黄金码能够克服信道深度衰落这一特性的基础上, 对所选预编码码字进行重新构造, 得到一个二重预编码矩阵, 将其作为发送信号, 从而能够实现线性解码。与此同时, 针对传统的 MIMO 下行系统传输方案提出了 ML 和 MMSE 的联合解码方法, 使其能通过一个门限值动态地调节解码复杂度。数值仿真结果证明了本文所提方案性能的优越性。

关键词: 多输入多输出系统; 预编码; 黄金码; 有限反馈

中图分类号: TN914

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2018262

Golden code based transmission schemes and decoding methods for MIMO downlink system with finite-bit feedback

ZHENG Sisi, WANG Haiquan, LI Guobin, DAI Tanming

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: For a MIMO downlink system with finite-bit feedback, combined with the Golden code and the precoding technology, a new precoding design criterion and its related codeword selection method, transmissionschemes and corresponding low complexity decoding methods were proposed. In fact, based on fully utilizing the characteristics that the Golden code could overcome the channel depth fading, a double precoding matrix was constructed as transmission signals by using the selected precoding codeword, so that the decoding complexity could be reduced to linear. In the meantime, a joint ML and MMSE decoding method was proposed for the traditional transmission scheme, which could dynamically adjust the decoding complexity based on a threshold. The numerical simulation results confirm the superiority of the proposed schemes and methods.

Key words: MIMO system, precoding, Golden code, finite-bit feedback

收稿日期: 2017-12-28; 修回日期: 2018-09-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61728105, No.61372093)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61728105, No.61372093)



1 引言

随着人们对随时随地的信息通信需求的提高,多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术已成为现代无线通信的重要选择之一^[1-2]。在 MIMO 下行系统中,预编码技术是一项关键技术,它能有效地增强期望信号,同时能抑制用户之间的同信道干扰,但无法抵抗信道的深度衰落。而空时编码技术虽然能够抵抗深度衰落,但又无法有效地抑制干扰。将两者结合既可以得到分集增益又同时得到复用增益,而且在不增加额外带宽的情况下,能大大地提升系统容量和频谱利用率^[3]。如今预编码技术已经比较成熟,例如在参考文献[4]中提出了基于逐层方法的预编码器设计准则,由于分层结构,采用一个快速算法从预编码码本中选择一个预编码,可以大大降低复杂度,但带来了一定的性能损失。而也有一些文献涉及多用户,其中参考文献[5]通过基于有限反馈的对角化预编码技术来获得高效的信道信息,参考文献[6]则针对采用 ZF 预编码的下行多用户 MIMO 系统,利用准 ZF 或准 MMSE 权重将信道与码本进行联系,从而获得准确的反馈信息。

黄金码是一种能实现全速率全分集的 2×2 非正交空时分组码(space-time block coding, STBC),它能为具有 2 根发射天线的 MIMO 系统实现最大的编码增益^[7-8]。与其他 2×2 空时分组码相比,能达到较好的误码率性能。正由于这些优点,黄金码已经被纳入了 IEEE 802.16 (WiMAX) 标准中^[9]。而现如今有很多文献^[10-15]基本都是研究了基于正交空时码(orthogonal space-time block coding, OSTBC)的预编码器设计方法,Love D J 和 Heath R W^[10]解决了基于 OSTBC 的有限反馈预编码问题,并提出了基于 Chordal 距离的预编码设计准则。虽然基于 Love-Heath 模型具有较好的性能,但当反馈比特数增大时,其选码计算复杂度

会很高。因此在参考文献[11]中提出了基于 OSTBC 的非酉型预编码设计方法,参考文献[12]提出了基于离散分数阶正弦变换(discrete fractional sine transform, DFRST)的低复杂度预编码码本设计方法,其在很大程度上降低了码本设计的计算复杂度。参考文献[13]是针对 STBC 双层预编码系统设计了一种低复杂度的译码方法,并且进行容量分析。此外,有些工作是基于相关信道的,如参考文献[14]在三重选择性衰落信道(服从克罗克内积模型的空间相关、时变和频率选择性)上进行预编码 OSTBC 误差概率的研究,参考文献[15]也考虑了具有离散输入的双空间相干瑞利衰落信道。但是,仅有少数参考文献涉及黄金码的预编码设计问题。参考文献[16]研究了一个 2×1 多输入单输出(multiple input single output, MISO)系统中黄金码和银码这两类非正交空时分组码的对角预编码加权方案的性能,但仅针对 MISO 系统,其设计方法的应用具有一定的局限性。

本文的研究重点是在 MIMO 下行系统中且在平坦瑞利衰落信道下,利用黄金码具有较强的抗衰落特点,提出基于行列式准则的预编码设计方案、预编码码字选择方法以及新的传输方案和相应的低复杂度解码方法,从而可以实现更优的系统性能。由于 1 个黄金码字中包含 4 个独立的信息符号,ML 解码法会有很高的解码复杂度^[17-18]。因此,构造了 1 个新的预编码矩阵来大幅度地降低解码复杂度,即基站根据反馈的索引值选择相应的预编码码字,然后利用所选码字重新构造一个二重预编码矩阵,随之基站将该二重预编码矩阵作为发送信号,最后用户利用二重预编码结构实现接收信号线性解码。与此同时,针对传统的 MIMO 系统传输方案,本文又提出了通过调节门限值动态地选择适当解码复杂度的解码方法,即联合 ML 和 MMSE 解码法,在其性能损失较小的情况下,能实现部分线性解码,进而有效地降低了解码复杂度。

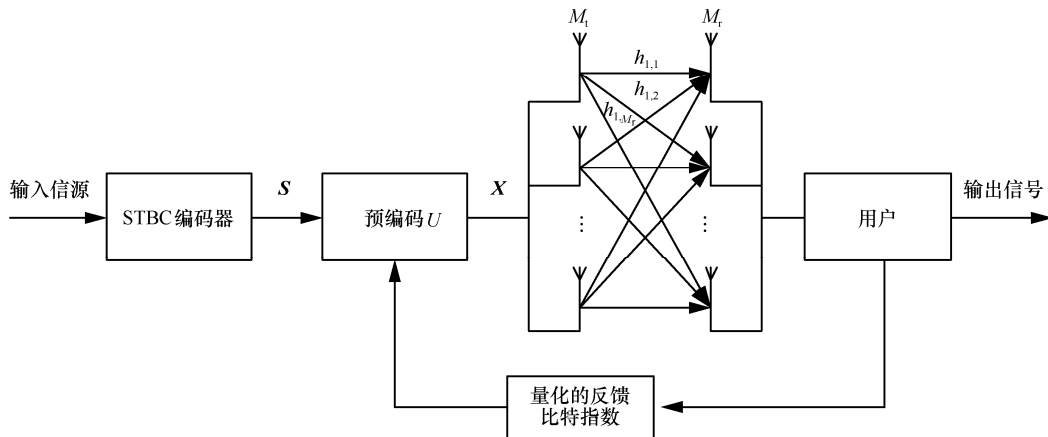


图1 系统模型

2 系统模型及现有方案

2.1 系统模型

本文考虑采用的 MIMO 下行系统模型如图 1 所示, 假设该系统是单用户的, 基站配有 M_t 根发送天线, 用户端配有 M_r 根接收天线, 用户对信道状态信息 (channel state information, CSI) 完全已知, 且反馈信道无差错, 其反馈容量为 b 比特。用户接收信号可表示为:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{P}} \mathbf{H}^H \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (1)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示向量或矩阵的共轭转置; ρ 是信噪比; 接收信号 $\mathbf{Y}$ 是 $M_r \times T$ 维矩阵, 其元素 y_{it} 表示在时隙 t 接收天线 i 接收到的信号; 矩阵 $\mathbf{H}$ 是 $M_t \times M_r$ 维的平坦瑞利衰落信道, 且其每一个元素相互独立且服从 $C\mathcal{N}(0,1)$; 矩阵 $\mathbf{W}$ 是 $M_r \times T$ 维的复加性高斯白噪声, 其各项服从 $C\mathcal{N}(0,1)$; 发送信号 $\mathbf{X} = \mathbf{U}\mathbf{S}$ 是 $M_t \times T$ 维的矩阵, 其中矩阵 $\mathbf{U}$ 是 $M_t \times P$ 维的预编码矩阵, 其和信道相关联, 可表示为 $\mathbf{U} = f(\mathbf{H})$, 其中 f 表示选择函数, $\mathbf{S}$ 是 $P \times T$ 维的传送数据信息信号且满足:

$$E[\|\mathbf{S}\|_F^2] \leq PT \quad (2)$$

其中, $\|\cdot\|_F^2$ 表示 Frobenius 范数的平方。假设从某一星座 $\mathcal{S}$ 取 K 个独立的输入信源符号, 即

$\{s_1, s_2, \dots, s_K\}$, 且满足 $E_{s_k} [s_k^2] = 1$, 其经过编码器后从而才产生了 $P \times T$ 维数据信息信号矩阵 $\mathbf{S}$ 。

本文所考虑的 $\mathbf{S}$ 是满秩的 2×2 黄金码^[7], 它能够在 2 个时间间隔内利用发送天线传送 4 个复用的正交幅度调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 符号。黄金码的结构有如下表示:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 + \theta_1 s_2 & j(s_3 + \theta_1 s_4) \\ s_3 + \theta_2 s_4 & s_1 + \theta_2 s_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $j = \sqrt{-1}$; s_1, s_2, s_3 和 s_4 是取自 M -QAM 星座 $\mathcal{S}$ 的 4 个独立输入信源符号; 参数 θ_1 与 θ_2 是 $x^2 - x - 1 = 0$ 的实根, 即 $\theta_1 = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$ 和 $\theta_2 = \frac{1-\sqrt{5}}{2}$; 参数 $\alpha_1 = 1 + j(1 - \theta_1)$ 和 $\alpha_2 = 1 + j(1 - \theta_2)$ 用来均衡发射天线的发射功率。由于黄金码是线性分散码, 这意味着 $\mathbf{S}$ 可以表示为 $\text{vec}(\mathbf{S}) = \mathbf{G}\mathbf{s}$, 其中 $\text{vec}(\cdot)$ 表示矢量化运算符, $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$ 是符号向量, $\mathbf{G}$ 是生成矩阵且 $\mathbf{G}\mathbf{G}^H = \mathbf{I}_4$, 其表达式为:

$$\mathbf{G} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_1 \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 \\ 0 & 0 & j\alpha_1 & j\alpha_1 \theta_1 \\ \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

在频分双工 (frequency division duplex, FDD) 系统中, 目前通常采用基于有限比特反馈的数据传输方案, 在每次传输中, 基站发送训练序列, 用户接收到训练序列后估计信道。假设用户完全



知道信道信息 $\mathbf{H}$ ，且可以通过 b 比特的反馈信道把 $\mathbf{H}$ 的部分信息反馈回基站。具体的反馈方案如下，事先设计大小为 $L = 2^b$ 的预编码码本为：

$$\mathcal{U} = \{\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_{2^b}\} \quad (5)$$

其中， $\mathbf{U}_i$ 是 $M_t \times r$ 维矩阵，且满足 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{U}_i = \mathbf{I}_r$ 。此处称 r 为码字的秩。当用户知道信道 $\mathbf{H}$ 后，从预先设计的 $\mathcal{U}$ 中选出合适的码字 $\mathbf{U}_{i_0}$ ，把索引值 i_0 反馈给基站。由于基站也知道 $\mathcal{U}$ 的完全信息，当接收到索引值 i_0 后，基站可以利用 $\mathbf{U}_{i_0}$ 进行编码从而传送数据信息信号，用户再根据接收到的信号进行解码。

针对上述方案，存在 2 个亟待解决的问题：

(1) 如何构造包含 L 个码字的预编码码本 $\mathcal{U} = \{\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_L\}$ ；

(2) 如何从给定的码本 $\mathcal{U}$ 中为信道矩阵 $\mathbf{H}$ 选出最佳预编码码字的索引值 i_0 ，即如何确定选码准则。

首先，对已有的且具有实用性的设计准则和方案进行回顾。随后再提出新的码本设计准则、预编码的选码方法以及新的传输方案和相应的解码方法。

2.2 Love-Heath 预编码器

Love 和 Heath^[10]提出了基于 Chordal 距离准则所设计的预编码器，之后再紧接着 1 个 OSTBC，该设计方案也已被纳入了 IEEE LTE 的国际标准，具有很强的可比性。

首先，假设码本已给定，其选择有限反馈预编码的标准如下：

$$\mathbf{U}_{i_0} = f(\mathbf{H}) = \max_{i=1,2,\dots,L} \|\mathbf{H}^H \mathbf{U}_i\|_F \quad (6)$$

该选码准则是通过计算和比较码本 $\mathcal{U}$ 中码字的所有 $\mathbf{H}^H \mathbf{U}_i$ 的 Frobenius 范数大小来实现的，虽然根据上述的选码准则所获得的性能较优，但当反馈比特数 b 增大时，其计算复杂度会很高。

而在设计码本时，Love 提出了使得码字间 Chordal 距离最大化的设计方案，即使得

$\mathcal{U} = \{\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_L\}$ 的：

$$\delta = \min_{1 \leq k \leq l \leq L} d_C(\mathbf{U}_k, \mathbf{U}_l) \quad (7)$$

越大越好，其中 $d_C(\mathbf{U}_k, \mathbf{U}_l)$ 定义为两个子空间 $\mathcal{P}_{\mathbf{U}_k}$ 和 $\mathcal{P}_{\mathbf{U}_l}$ 的 Chordal 距离，即：

$$d_C(\mathbf{U}_k, \mathbf{U}_l) = \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^H - \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^H\|_F \quad (8)$$

一种常用的码本设计方法^[10]如式 (9) 所示，码字 $\mathbf{U}_i$ 定义为：

$$\mathbf{U}_i = \boldsymbol{\Theta}^{i-1} \mathbf{F}_0, i = 1, 2, \dots, L \quad (9)$$

其中， $\mathbf{F}_0$ 为 $M_t \times r$ 维矩阵，定义为大小为 M_t 的离散傅里叶变换矩阵的前 r 列，即：

$$\mathbf{F}_0 = \frac{1}{\sqrt{M_t}} \left(\exp(j2\pi/M_t (k-1)(l-1)) \right)_{M_t \times r}, \quad 1 \leq k \leq M_t \text{ 且 } 1 \leq l \leq M_t \quad (10)$$

矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 定义为 $M_t \times M_t$ 维的对角矩阵，表示为：

$$\boldsymbol{\Theta} = \begin{bmatrix} e^{j(2\pi/L)u_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j(2\pi/L)u_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j(2\pi/L)u_{M_t}} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中， $\boldsymbol{\Theta}$ 对角线上的参数 $u_1, u_2, \dots, u_{M_t}$ 为待确定的整数，且 $0 \leq u_1, u_2, \dots, u_{M_t} \leq L-1$ 。Love-Heath 是根据式 (12)：

$$\{u_1, u_2, \dots, u_{M_t}\} = \arg \max_{\substack{0 \leq u_1, u_2, \dots, u_{M_t} \leq L-1 \\ 0 \leq l \leq L-1}} \left[\min d_C(\mathbf{F}_0, \boldsymbol{\Theta}^l \mathbf{F}_0) \right] \quad (12)$$

来获得最佳的参数 $\{u_1, u_2, \dots, u_{M_t}\}$ 的，从而获得对应的最佳码本 $\mathcal{U}_{\text{opt}} = \{\mathbf{F}_0, \boldsymbol{\Theta}_{\text{opt}} \mathbf{F}_0, \dots, \boldsymbol{\Theta}_{\text{opt}}^{L-1} \mathbf{F}_0\}$ 。

显然，这个设计方案能实现很好的性能，因此将此方法作为比较的标准。在第 3.2 节中，本文将在 Love 码本框架式 (9) 和式 (11) 的基础上提出一种新的预编码设计准则。遵循这个新设计准则，可以获得优于上述 Love-Heath 预编码器性能的新的预编码码本和选码准则。

3 基于黄金码的预编码设计及传输方案

3.1 新的预编码设计

本节将基于黄金码式 (3) 提出一个基于行列式的码本设计准则和选码方法。

码本设计准则：记矩阵 $\mathbf{U}_k^H \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^H \mathbf{U}_k$ 的行列式的绝对值为 d_{kl} ，即有：

$$d_{kl} = \left| \det(\mathbf{U}_k^H \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^H \mathbf{U}_k) \right|, 1 \leq k < l \leq L \quad (13)$$

设计码本使得 $\max_{1 \leq k < l \leq L} d_{kl}$ 越小越好。

选码方法：当用户估计出信道 $\mathbf{H}$ 后，计算 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{U}_i$ 的行列式的绝对值 d_i ，即：

$$d_i = \left| \det(\mathbf{U}_i^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{U}_i) \right| \quad (14)$$

则用户选择取 $\{d_i, i=1, 2, \dots, 2^b\}$ 中的最大值所对应的码字，其索引值记为 i_0 ，即：

$$i_0 = \arg \max_{i=1, 2, \dots, L} d_i \quad (15)$$

把 i_0 反馈给基站，则基站发送的信号矩阵可以表示为：

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}_{i_0} \mathbf{S} \quad (16)$$

3.2 $r=1$ 情况下黄金码的预编码设计及传输方案

首先，考虑 $r=1$ 的情形。此时，预编码码本由 M_t 维向量组成。在这种特殊情况下，本文提出的基于行列式的码本设计准则等效于 Love-Heath 的码本设计准则。这是由于， $\mathbf{u}_k$ 和 $\mathbf{u}_l$ 均为向量 ($1 \leq k < l \leq L$)，可得式 (17) 和式 (18)。

$$\left| \det(\mathbf{u}_k^H \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \mathbf{u}_k) \right| = \lambda_{kl} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} d_c(\mathbf{u}_k, \mathbf{u}_l) &= \sqrt{\text{tr}[(\mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H - \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H)(\mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H - \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H)^H]} \\ &= \sqrt{2 - 2|\mathbf{u}_k^H \mathbf{u}_l|^2} = \sqrt{2 - 2\lambda_{kl}} \end{aligned} \quad (18)$$

其中， λ_{kl} 为 $\mathbf{u}_k^H \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \mathbf{u}_k$ 的特征值。可见，以上 2 种设计准则是等价的。

下面介绍基于黄金码的新的传输方案。

方案 1 假设用户端是具有单根接收天线的

MISO 下行系统。记第 i 根天线到用户的信增益为 $h_i (i=1, 2, \dots, M_t)$ ，即 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{M_t}]^T$ 。

首先，基于行列式准则来设计秩为 1 的预编码码本 $\mathcal{U} = \{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_L\}$ ，其中 $\mathbf{u}_i$ 为 $M_t \times 1$ 维的向量。其次，用户估计出信道 $\mathbf{h}$ 后，采用式 (14) 进而转化为式 (19) 的选码准则：

$$i_0 = \arg \max_{i=1, 2, \dots, L} |\mathbf{h}^H \mathbf{u}_i|^2 \quad (19)$$

再将索引值 i_0 反馈给基站，基站构造如下新的预编码矩阵：

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{i_0} & \mathbf{j} \mathbf{u}_{i_0} \\ \mathbf{j} \mathbf{u}_{i_0} & \mathbf{u}_{i_0} \end{bmatrix} \quad (20)$$

在本文中， $\mathbf{U}$ 称为二重预编码矩阵。然后分 4 次发送信号 $\mathbf{U}\mathbf{S}$ 。这样，式 (1) 中的参数 P 取为 2。最后，对用户端接收到的信号 $\mathbf{Y}$ 后进行解码。其具体步骤如下，接收信号可以表示为：

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{h}^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}^H \end{bmatrix} \mathbf{U}\mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (21)$$

将其展开后可得：

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{5}} \sqrt{\frac{\rho}{2}} \mathbf{h}^H \mathbf{u}_{i_0} \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{j} \\ \mathbf{j} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1(s_1 + \theta_1 s_2) & \mathbf{j} \alpha_1(s_3 + \theta_1 s_4) \\ \alpha_2(s_3 + \theta_2 s_4) & \alpha_2(s_1 + \theta_2 s_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 & w_2 \\ w_3 & w_4 \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中， y_1 、 y_2 、 y_3 与 y_4 表示在 4 个不同时间间隔内用户端所接收的信号。所以可以将这 4 个接收到的信号叠成一个单一的向量 $\text{vec}(\mathbf{Y})$ ，可得到式 (23)：

$$\text{vec}(\mathbf{Y}) = \sqrt{\frac{\rho}{2}} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{S}} + \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (23)$$

其中， $\text{vec}(\mathbf{Y}) = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ y_4]^T$ ， $\tilde{\mathbf{S}} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$ ， $\text{vec}(\mathbf{W}) = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4]^T$ ，而等效信道 $\tilde{\mathbf{H}}$ 具体表达式如下：

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}} &= \frac{1}{\sqrt{5}} \mathbf{h}^H \mathbf{u}_{i_0} \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_1 \theta_1 & \mathbf{j} \alpha_2 & \mathbf{j} \alpha_2 \theta_2 \\ \mathbf{j} \alpha_2 & \mathbf{j} \alpha_2 \theta_2 & \mathbf{j} \alpha_1 & \mathbf{j} \alpha_1 \theta_1 \\ \mathbf{j} \alpha_1 & \mathbf{j} \alpha_1 \theta_1 & \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 \\ \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 & -\alpha_1 & -\alpha_1 \theta_1 \end{bmatrix} \\ &= [\tilde{h}_1 \ \tilde{h}_2 \ \tilde{h}_3 \ \tilde{h}_4] \end{aligned} \quad (24)$$



容易看出变化后等效信道矩阵是正交的, 这样 ML 解码法等价于以下的线性解码方法。

$$\hat{s}_i = \arg \min_{s_i \in S} \left\{ \text{vec}(\mathbf{Y})^H \text{vec}(\mathbf{Y}) - \sqrt{\frac{\rho}{2}} \left(\text{vec}(\mathbf{Y})^H \tilde{\mathbf{h}}_i s_i + s_i^* \tilde{\mathbf{h}}_i^H \text{vec}(\mathbf{Y}) \right) + \rho \left| \mathbf{h}^H \mathbf{u}_{i_0} \right|^2 \cdot |s_i|^2 \right\}, i=1,2,3,4 \quad (25)$$

显然, 采用上述的解码方案, 则解码复杂度是线性且能实现全速率, 即一次传送一个信息符号。仿真结果表明, $r=1$ 时单根接收天线情况下所提传输方案明显优于基于 Chordal 距离准则结合 OSTBC 的系统, 即 Love-Heath 方案。

方案 2 假设用户端是具有 2 根接收天线的 MIMO 下行系统。记发送天线到用户端的信道增益分别记为 $\mathbf{h}_1$ 和 $\mathbf{h}_2$, 即 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2]$ 。

类似方案 1, 设计秩为 1 的预编码码本 $\mathcal{U} = \{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_L\}$ 。在用户估计出信道 $\mathbf{H}$ 后, 采用式 (14) 进而转化为以下的选码准则:

$$i_0 = \arg \max_{i=1,2,\dots,L} \left\| \mathbf{H}^H \mathbf{u}_i \right\|^2 \quad (26)$$

再将索引值 i_0 反馈给基站。基站构造二重预编码矩阵同式 (20), 也是分 4 次发送信号 $\mathbf{US}$ 可知式 (1) 中的参数 P 也取为 2。

则用户端的 2 根天线接收到的信号分别记为 $\mathbf{Y}_1$ 和 $\mathbf{Y}_2$, 可以表示为:

$$\mathbf{Y}_1 = \sqrt{\frac{\rho}{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_1^H \end{bmatrix} \mathbf{US} + \mathbf{W}_1 \quad (27)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \sqrt{\frac{\rho}{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_2^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_2^H \end{bmatrix} \mathbf{US} + \mathbf{W}_2 \quad (28)$$

可得用户端总的接收信号为:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \quad (29)$$

将 $\mathbf{Y}_1$ 和 $\mathbf{Y}_2$ 展开后可得:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{13} & y_{14} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{5}} \sqrt{\frac{\rho}{2}} \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_1(s_1 + \theta_1 s_2) & j\alpha_1(s_3 + \theta_1 s_4) \\ \alpha_2(s_3 + \theta_2 s_4) & \alpha_2(s_1 + \theta_2 s_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{13} & w_{14} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_{21} & y_{22} \\ y_{23} & y_{24} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{5}} \sqrt{\frac{\rho}{2}} \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_1(s_1 + \theta_1 s_2) & j\alpha_1(s_3 + \theta_1 s_4) \\ \alpha_2(s_3 + \theta_2 s_4) & \alpha_2(s_1 + \theta_2 s_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{21} & w_{22} \\ w_{23} & w_{24} \end{bmatrix}$$

其中, y_{11} 、 y_{12} 、 y_{13} 及 y_{14} 和 y_{21} 、 y_{22} 、 y_{23} 及 y_{24} 表示用户端的 2 根接收天线在 4 个不同时间间隔内所接收的信号。所以分别将 $\mathbf{Y}_1$ 和 $\mathbf{Y}_2$ 所接收到的信号叠成 1 个单一的向量 $\text{vec}(\mathbf{Y}_1)$ 和 $\text{vec}(\mathbf{Y}_2)$, 可得到如下等式:

$$\text{vec}(\mathbf{Y}_1) = \sqrt{\frac{\rho}{2}} \tilde{\mathbf{H}}_1 \tilde{\mathbf{S}} + \text{vec}(\mathbf{W}_1) \quad (32)$$

$$\text{vec}(\mathbf{Y}_2) = \sqrt{\frac{\rho}{2}} \tilde{\mathbf{H}}_2 \tilde{\mathbf{S}} + \text{vec}(\mathbf{W}_2) \quad (33)$$

其中, $\tilde{\mathbf{S}} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$, $\text{vec}(\mathbf{Y}_1) = [y_{11} \ y_{12} \ y_{13} \ y_{14}]^T$, $\text{vec}(\mathbf{W}_1) = [w_{11} \ w_{12} \ w_{13} \ w_{14}]^T$, $\text{vec}(\mathbf{Y}_2) = [y_{21} \ y_{22} \ y_{23} \ y_{24}]^T$, $\text{vec}(\mathbf{W}_2) = [w_{21} \ w_{22} \ w_{23} \ w_{24}]^T$, 而等效信道 $\tilde{\mathbf{H}}_1$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_2$ 具体表达式如下:

$$\tilde{\mathbf{H}}_1 = \frac{1}{\sqrt{5}} \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0} \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_1 \theta_1 & j\alpha_2 & j\alpha_2 \theta_2 \\ j\alpha_2 & j\alpha_2 \theta_2 & j\alpha_1 & j\alpha_1 \theta_1 \\ j\alpha_1 & j\alpha_1 \theta_1 & \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 \\ \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 & -\alpha_1 & -\alpha_1 \theta_1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$= [\tilde{\mathbf{h}}_{11} \ \tilde{\mathbf{h}}_{12} \ \tilde{\mathbf{h}}_{13} \ \tilde{\mathbf{h}}_{14}]$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_2 = \frac{1}{\sqrt{5}} \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0} \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_1 \theta_1 & j\alpha_2 & j\alpha_2 \theta_2 \\ j\alpha_2 & j\alpha_2 \theta_2 & j\alpha_1 & j\alpha_1 \theta_1 \\ j\alpha_1 & j\alpha_1 \theta_1 & \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 \\ \alpha_2 & \alpha_2 \theta_2 & -\alpha_1 & -\alpha_1 \theta_1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$= [\tilde{\mathbf{h}}_{21} \ \tilde{\mathbf{h}}_{22} \ \tilde{\mathbf{h}}_{23} \ \tilde{\mathbf{h}}_{24}]$$

容易看出等效信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_1$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_2$ 均是正交的, 这样 ML 解码法也可等价于以下的线性解码方法。即令:

$$d_m = \text{vec}(\mathbf{Y}_m)^H \text{vec}(\mathbf{Y}_m) - \sqrt{\frac{\rho}{2}} \left(\text{vec}(\mathbf{Y}_m)^H \tilde{\mathbf{h}}_{mi} s_i + s_i^* \tilde{\mathbf{h}}_{mi}^H \text{vec}(\mathbf{Y}_m) \right) + \rho \left| \mathbf{h}_m^H \mathbf{u}_{i_0} \right|^2 \cdot |s_i|^2, m=1,2 \quad (36)$$

可得:

$$\hat{s}_i = \arg \min_{s_i \in S} \{d_1 + d_2\}, i=1,2,3,4 \quad (37)$$

显而易见, 上述解码方案的解码复杂度同样是线性的且能够实现全速率, 即一次传送一个信息符号。而且仿真结果表明, $r=1$ 时双根接收天线情况下的传输方案性能也优于 Love-Heath 方案。

3.3 $r=2$ 情况下黄金码的预编码设计及传输方案

假设用户端是具有 2 根接收天线的 MIMO 下行系统, 且记发送天线到用户端的信道为 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2]$ 。

通过基于行列式的设计准则来设计秩为 2 的预编码码本 $\mathcal{U} = \{\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_L\}$, 其中 $\mathbf{U}_i$ 为 $M_t \times 2$ 维的酉阵, 且满足 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{U}_i = \mathbf{I}_2$ ($i=1, 2, \dots, L$)。令 $\mathbf{U}_i = [\mathbf{u}_{i1} \ \mathbf{u}_{i2}]$, 其中 $\mathbf{u}_{i1}$ 为 $\mathbf{U}_i$ 的第 1 列, 而 $\mathbf{u}_{i2}$ 为 $\mathbf{U}_i$ 的第 2 列。

在不考虑信道估计误差的情况下, 用户端估计出信道 $\mathbf{H}$ 后, 采用式 (14) 的选码准则, 即:

$$i_0 = \arg \max_{i=1, 2, \dots, L} |\det(\mathbf{U}_i^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{U}_i)| \quad (38)$$

再将索引值 i_0 反馈给基站。

则用户端接收到的信号记为 $\mathbf{Y}$, 可以表示为:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} = \sqrt{\rho} \mathbf{H}^H \mathbf{U}_{i_0} \mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (39)$$

其中, $\mathbf{S}$ 为式 (3)。注意, 根据式 (1), 此时参数 P 应该取为 2, 但由于需要做能量归一化, 因此因子 $\sqrt{1/P}$ 被消除。由方程 (40) 可知, 基站是通过两次发送, 发送的符号数为 4, 所以发送的符号率为 2。若用户端直接采用 ML 解码, 可得:

$$\begin{aligned} \{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4\} &= \arg \min_{s_1, s_2, s_3, s_4 \in S} \left| \mathbf{Y} - \sqrt{\rho} \frac{1}{\sqrt{5}} \mathbf{H}^H \mathbf{U}_{i_0} \right. \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} \alpha_1(s_1 + \theta_1 s_2) & j\alpha_1(s_3 + \theta_1 s_4) \\ \alpha_2(s_3 + \theta_2 s_4) & \alpha_2(s_1 + \theta_2 s_2) \end{bmatrix} \right| \end{aligned} \quad (40)$$

可见, 其解码复杂度非常高, 需要进行穷举搜索计算 M^4 个。但仿真结果表明, 其性能要远优于 Love-Heath 方案。

3.4 联合 ML 和 MMSE 解码法

由于 ML 解码复杂度相当高, 以下将提出一种既能降低解码复杂度又能通过调节门限值来选择适当的解码复杂度的解码方法, 即联合 ML 和 MMSE 解码方法。

同样, 将式 (40) 中 4 个接收到的信号叠成一个单一的向量 $\text{vec}(\mathbf{Y})$, 即 $\text{vec}(\mathbf{Y}) = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ y_4]^T$, 且令:

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 1} \alpha_1 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 1} \alpha_1 \theta_1 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 \theta_2 \\ \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 \theta_2 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 1} j\alpha_1 & \mathbf{h}_1^H \mathbf{u}_{i_0 1} j\alpha_1 \theta_1 \\ \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 1} \alpha_1 & \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 1} \alpha_1 \theta_1 & \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 & \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 \theta_2 \\ \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 & \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 2} \alpha_2 \theta_2 & \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 1} j\alpha_1 & \mathbf{h}_2^H \mathbf{u}_{i_0 1} j\alpha_1 \theta_1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

设置一个门限值 Λ , 并与 $\det(\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})$ 进行比较: 若 $\det(\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}}) > \Lambda$ 则选择进行 MMSE 解码法; 若 $\det(\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}}) < \Lambda$ 则选择进行 ML 解码法。这样, 就可以根据门限值动态地选择合适的解码复杂度。

MMSE 解码法具体方法如下, 令:

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \left(\frac{1}{\rho} \mathbf{I}_4 + \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} \right)^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H \quad (42)$$

该矩阵称作 MMSE 滤波矩阵。可得到以下等式:

$$\bar{\mathbf{Y}} = \mathbf{G}_{\text{MMSE}} \text{vec}(\mathbf{Y}) \quad (43)$$

且记 $\bar{\mathbf{Y}} = [\bar{y}_1 \ \bar{y}_2 \ \bar{y}_3 \ \bar{y}_4]^T$ 。这样, MMSE 解码准则就可以描述成:

$$\hat{s}_i = \arg \min_{s_i \in S} |\bar{y}_i - \sqrt{\rho} s_i|, i=1, 2, 3, 4 \quad (44)$$

显然, 所提解码方法的解码复杂度是可以过门限值 Λ 来进行调节的, 从而降低了解码复杂度, 且能达到与 ML 解码法时近似的性能。

3.5 各方案的解码复杂度分析

各方案的单个符号解码复杂度分析见表 1, 假设各方案均采用 M -QAM 星座调制。



表 1 解码复杂度分析

传输方案	单个符号的解码复杂度
黄金码的解码方法	$M^4/4$
方案 1	M
方案 2	M
$r=2$ 时传输方案	根据门限值 A 的调整而定

由表 1 可见, 本文所提方案 1 和方案 2 的解码复杂度均为线性解码, 比黄金码的解码方法低, 与参考文献[10-12]的方案具有相同的解码复杂度, 而且从性能的仿真可知, 其性能要优于基于 OSTBC 的方法; 同时在 $r=2$ 时其解码复杂度可以根据需要而通过调节门限值 A 而定。

4 性能仿真及分析

为了验证本文所提出的方案的系统性能, 分别以 4 发射 1 接收和 4 发射 2 接收天线的预编码 MIMO 下行系统为例, 之后再紧接着 1 个黄金码, 反馈比特数选为 $b=4$, 进行 Monte-Carol 仿真, 并假设用户能够得到完整的信道状态信息。

图 2 和图 3 是分别于 4 发 1 收和 4 发 2 收预编码 MIMO 下行系统中, 对 3 种方案进行误码率性能仿真所得到的结果, 其迭代次数为 10^5 , 并都采用 4QAM 星座调制。其 3 种方案分别为基于黄金码的传输方案(即方案 1 和方案 2), Love-Heath 方案以及参考文献[12]中采用基于 DFRST 预编码器的方案。在结合黄金码与基于行列式准则的系统中, 所采用的是 $r=1$ 码本, 故式 (11) 中的预编码码本参数值取为 $\{0, 4, 5, 7\}$ 。而后面两者方案均采用 $r=2$ 时基于 Chordal 距离准则设计的码本, 在采用 Love-Heath 方案的系统中, 预编码码本参数值则取为 $\{0, 1, 4, 9\}$; 而对于采用基于 DFRST 预编码器的系统, 其码本参数可由参考文献[12]中的算法 1 得到, 可取为 $\{0, 10, 2, 11\}$ 。

由图 2 和图 3 可见, 接收方无论是在单根接收还是多根接收的情况下, 上述 3 种方案的误码率都随信噪比的增加而减小。虽然基于 DFRST 方

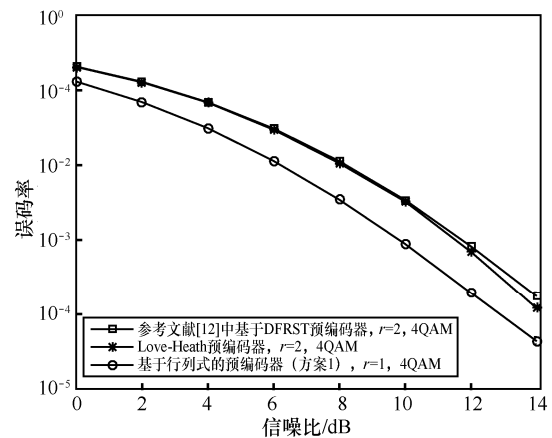


图 2 在 4 发 1 收的 MIMO 系统中方案 1 与另外 2 种方案的误码率性能比较

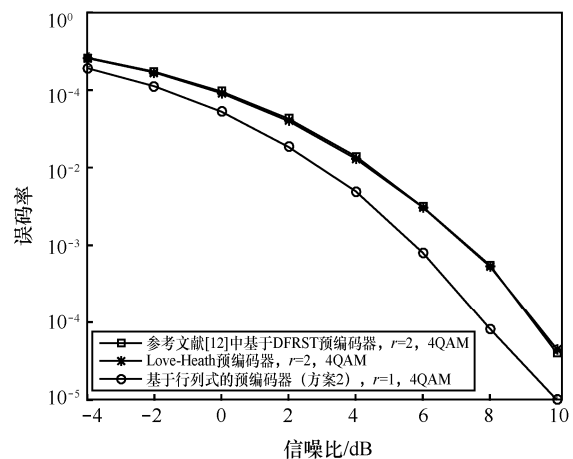


图 3 在 4 发 2 收的 MIMO 系统中方案 2 与另外 2 种方案的误码率性能比较

法在预编码码本的设计上降低了计算复杂度, 并获得与 Love-Heath 方案几乎相等的性能, 但本文所提传输方案 1 和方案 2 的误码率仍然都明显优于已有的两种方法, 性能均提升近 2 dB。特别是在 4 发 2 收的系统中, 即使处于低信噪比也可以看出本文所提方案的优越性。

图 4 显示了接收方在具有多根接收天线假设下的误码率性能仿真结果, 其迭代次数 10^6 。仿真曲线分别代表的是采用 Love-Heath 预编码器, 参考文献[11]中非酉型预编码器和采用 $r=1$ 时以及 $r=2$ 时基于行列式准则的预编码器的系统。值得注意的是, 对于 Love-Heath 预编码器和非酉型预编码器来说, 系统采用 16QAM 星座调制, 其误码

率转换为采用 4QAM 时的计算式见参考文献[19], 预编码分别选自 $r=2$ 时基于 Chordal 距离准则设计的码本和 $r=1$ 时基于黎曼距离准则设计的码本, 且对应预编码码本参数值分别取为 $\{0,1,4,9\}$ 和 $\{0,4,5,7\}$ 。而在基于行列式准则的系统中, $r=1$ 时也采用 16QAM 星座调制, 预编码码本参数值取为 $\{0,4,5,7\}$, 与此同时为了实现各系统的传送率和能量达到一致, 需将方案 2 中式 (27) 与式 (28) 的 P 取为 1; $r=2$ 时则采用 4QAM 星座调制, 其预编码码本参数取为 $\{6,2,5,11\}$, 并利用 ML 解码。从图 4 可以看出, 在这 4 种方案中, 采用基于行列式准则的预编码器系统相对于 Love-Heath 方案和采用非酉型预编码器系统而言在误码率性能上有了很大的提升。虽然在信噪比为 0~8 dB 时, 采用 $r=1$ 码本的方案达到了与非酉型预编码器近似的性能, 但之后前者的误码率曲线下下降得更快。特别地, 采用 $r=2$ 码本的方案, 在低信噪比时性能相对于 Love-Heath 方案提升将近 2 dB, 相较于非酉型方案改进 1 dB 左右, 且随着信噪比的增加, 其优越性变得更加显著。但由于采用 ML 解码法, 其复杂度较高。

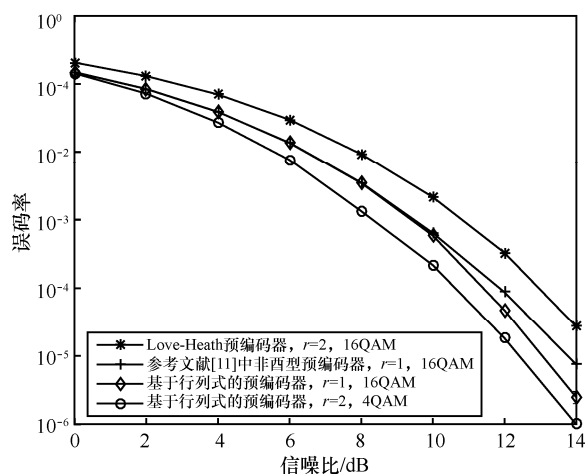


图 4 在 4 发 2 收的 MIMO 系统中 4 种方案的误码率性能比较

图 5 是在图 4 中采用基于行列式准则的预编码器方案 ($r=2$ 时) 的仿真条件下, 将黄金码的 ML 解码方法变为联合 ML 和 MMSE 解码法来研

究系统的性能变化, 门限值 λ 分别设置为 0.8、5 和 20, 相对应的 ML 解码所占的比例分别为 3.9%、20%和 47.3%, 均采用 4QAM 星座调制, 仿真迭代次数 10^6 。

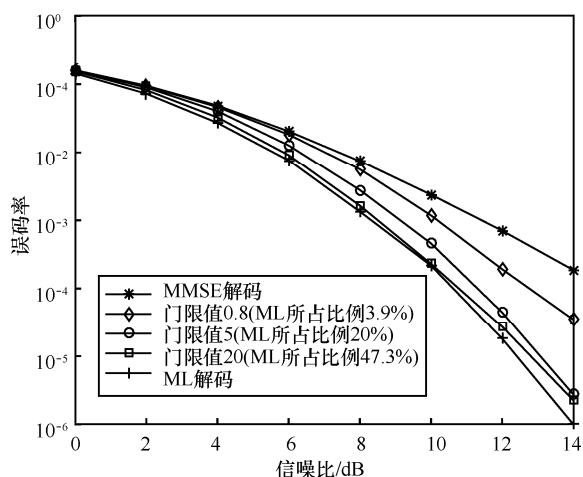


图 5 在 4 发 2 收的 MIMO 系统中联合解码和 ML 与 MMSE 解码的误码率性能比较

从图 5 可以看出, ML 解码方法虽然误码率最低, 但其解码复杂度过高, 而 MMSE 解码方法降低解码复杂度的同时其性能也有所下降。在低信噪比时, 损失将近 2 dB, 而信噪比上升时损失更加严重。但本文所提出的联合 ML 和 MMSE 解码法在改善性能的同时可以在很大程度上降低解码复杂度。可以看出, 通过增大至合适的门限值, 其误码率性能更加接近全部利用 ML 解码的系统, 例如当 $\lambda=20$ 时, ML 解码所占比例不到一半, 但性能就已经很接近。

5 结束语

本文主要给出了在有限反馈 MIMO 下行系统中基于黄金码的预编码设计方案及新的传输方案和相应的低复杂度解码方法。所提方案能充分保证黄金码实现全分集全速率的优势。通常黄金码在实现 ML 解码时需要穷举搜索, 导致其解码复杂度非常高。因此, 本文根据所选的预编码码字构造了一个二重预编码矩阵, 能实现其线性解码。



又为传统的 MIMO 下行系统传输方案提出了联合 ML 和 MMSE 解码的方法。仿真结果表明, 基于行列式准则的预编码设计方案和新的传输方案改善了已有方案的系统误码率性能, 在高信噪比时表现得尤为明显。而且在采用联合解码时, 虽然误码率性能有一定的损失, 但能通过调节门限值动态地来降低解码复杂度。

参考文献:

- [1] LOVE D J, HEATH R W, LAU V K N, et al. An overview of limited feedback in wireless communication systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(8): 1341-1365.
- [2] YANG S, HANZO L. Fifty years of MIMO detection: the road to large-scale MIMOs[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(4): 1941-1988.
- [3] 康涛, 战金龙. 大规模 MIMO 系统中的 STBC-BF 发射方案[J]. 电信科学, 2015, 31(11): 51-55.
KANG T, ZHAN J L. STBC-BF transmission scheme in large-scale MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(11): 51-55.
- [4] WANG H Q, ZHAO Z J. A MIMO system with finite-bit feedback based on fixed constellation[J]. Science China Information Sciences, 2013, 56(6): 1-14.
- [5] MOON S H, LEE S R, KIM J S, et al. Channel quantization for block diagonalization with limited feedback in multiuser MIMO downlink channels[J]. Journal of Communications & Networks, 2014, 16(1): 1-9.
- [6] WANG W, HARADA A, KAYAMA H. Enhanced limited feedback schemes for DL MU-MIMO ZF precoding[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(4): 1554-1561.
- [7] BELFIORE J C, REKAYA G, VITERBO E. The golden code: a 2×2 full-rate space-time code with nonvanishing determinants[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(4): 1432-1436.
- [8] SOBRON I, MENDICUTE M, ALTUNA J. Full-rate full-diversity space-frequency block coding for digital TV broadcasting[C]//18th Signal Processing Conference, August 23-27, 2010, Aalborg, Denmark. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1514-1518.
- [9] The Institute of Electrical and Electronics Engineering, Inc. IEEE standard for local and metropolitan area network-part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems-amendment 2: physical layer and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands: IEEE 802.16E-2005[S]. 2005.
- [10] LOVE D J, HEATH R W. Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(1): 64-73.
- [11] WANG H, LI Y, XIA X-G, et al. Unitary and non-unitary precoders for a limited feedback precoded OSTBC system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(4): 1646-1654.
- [12] HAI H, JIANG X Q, JEONG Y, et al. Low complexity precoding codebook design based on DFRST for limited feedback precoded OSTBC systems[J]. Eurasip Journal on Wireless Communications & Networking, 2017(1): 103.
- [13] 谭维锴, 郭爱煌, 罗巍. 基于 STBC 的双层预编码 MIMO 系统[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(5): 1075-1078.
TAN W K, GUO A H, LUO W. STBC based double-layer precoding MIMO system[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(5): 1075-1078.
- [14] AMIN A A, SOLEYMANI M R, SHAHEEN E, et al. Bit error probability and capacity analysis for OSTBC over triply selective fading channels[C]// 7th Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON), October 13-15, 2016, Vancouver, BC, Canada. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [15] GARG A, VENU V, BHATNAGAR M R. One bit feedback based diagonal precoding for non-orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(5): 573-576.
- [16] YADAV A, JUNTTI M, LILLEBERG J. Linear precoder design for doubly correlated partially coherent fading MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(7): 3621-3635.
- [17] LI B, AYANOGLU E. Golden coded multiple beamforming[J]. Mathematics, 2010: 1-5.
- [18] SINNOCKROT M O, BARRY J R. Fast maximum-likelihood decoding of the golden code[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(1): 26-31.
- [19] PROAKIS J G. 数字通信—第 4 版[M]. 张力军, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2003.
PROAKIS J G. Digital communications: fourth edition[M]. Translated by ZHANG L J, et al. Beijing: Electronics Industry Press, 2003.

作者简介



郑思思 (1994-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为信号与信息处理。

王海泉 (1964-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、多天线系统、信号检测、信息论等。

李国彬 (1994-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为信号与信息处理。

戴谭明 (1993-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为信号与信息处理。