

基于有限反馈的 MIMO 系统鲁棒性均匀信道分解

陈 睿, 李建东, 刘 伟, 陈 亮

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 在 MIMO 系统中, 当假设发送端和接收端已知完美信道状态信息的情况下, 均匀信道分解(UCD)被证明在误码率性能上是最优的且是容量无损的. 然而在实际系统中, 接收端或发送端获得的信道信息通常存在着一定的估计误差. 本文提出一种基于有限反馈的鲁棒性均匀信道分解方案, 在设计方案中充分考虑了信道估计误差的影响, 并利用香农率失真定理和广义 Lloyd 矢量量化算法(GLA)得到了信道估计误差的近似值, 使得本文提出的方案有很好的实用性. 仿真结果表明与传统均匀信道分解方案相比, 本文提出的鲁棒性均匀信道分解方案有效地降低了系统的误码平台, 提高了系统容量.

关键词: 多输入多输出; 鲁棒性; 均匀信道分解; 有限反馈

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 10-2400-05

Robust Uniform Channel Decomposition for MIMO Communications Based on Limited Feedback

CHEN Rui, LI Jian-dong, LIU Wei, CHEN Liang

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: In MIMO systems, uniform channel decomposition (UCD) has been proven to be optimal in BER performance and strictly capacity lossless when perfect channel state information (CSI) is assumed to be available at both the transmitter and receiver side. However, in practice, CSI is always contaminated by channel estimation error. In this paper, we proposed a novel robust UCD scheme based on limited feedback, which consider channel estimation error as an integral part of the system design. Using Shannon rate-distortion theory and generalized Lloyd vector quantization algorithm (GLA), we obtain approximate channel estimation error which enhances the practicability of our proposed algorithm. It is shown in the simulation results that our proposed robust UCD scheme is capable of improving the BER ceiling and capacity performance compared with the conventional UCD scheme.

Key words: MIMO; robust design; uniform channel decomposition (UCD); limited feedback

1 引言

MIMO 技术可以利用多个天线实现多发多收, 在不需要增加频谱资源和天线发送功率的情况下成倍地提高信道容量, 因此 MIMO 技术被认为是实现未来移动通信的关键技术之一. MIMO 系统通常可以获得两种增益: 分集增益和复用增益. 为了实现高速数据的传输, 需要获得尽可能大的复用增益, 最早由贝尔实验室提出的垂直分层空时编码 V-BLAST 系统, 获得了最大的复用增益^[1], 也就是将信源数据分为若干子数据流, 独立地进行编码调制. V-BLAST 系统通常采用发端线性预编码, 收端采用连续干扰抵消接收机, 用正交三角分解 (QRD) 技术来使传输信道矩阵呈现上/下三角的特性,

以取得信道吞吐量最大化. 但是这一常规方法会使分解出的多个等效空间子信道接收端的信噪比差异很大, 带来了复杂的排序问题^[2], 并且给在多个子信道上成功传输信号所需的调制解调和编码解码过程也增添了相当大的复杂性, 例如, 为了实现所需的信道容量, MIMO 系统必须执行比特分配^[3]以匹配各子信道的容量. 比特分配不仅使所需的调制复杂化, 而且还由于所采用调制方案有限的码元星座粒度而减小了信道容量. 或者采用 HIPERLAN/2^[4]和 IEEE 802.11^[5]标准中的方案, 对每个子信道使用相同的码元星座, 则发射端要向衰减大的子信道提供更多的功率, 导致容量明显下降^[6].

为了解决这一问题, 文献[6]提出了一种均匀信道分解(UCD)的联合收发机设计方案, 将 MIMO 信道分解

为多个相同的并行子信道,由于其采用的是最小均方误差(MMSE)准则,因此能够达到最优的误码率性能,且是容量无损的.但是文献[6]中给出的均匀信道分解(UCD)方案假设接收机与发射机都已知完美的信道状态信息.这一点在实际系统中是不存在的,对于接收机而言,其信道状态信息通过信道估计获得,信道估计误差是存在的;而对于发射机而言,其信道状态信息通过反向信道的信道估计或者通过(有限)反馈信道获得,两种情况下都存在着误差.文献[7,8]研究了存在信道估计误差下发送端的预编码优化方案,文献[9]研究了基于有限反馈的发送端预编码方案.由于均匀信道分解方案中的 V-BLAST 系统译码算法采用非线性的串行干扰抵消的方法对信道误差敏感,因此信道误差会对系统性能造成较大的影响.本文提出一种基于有限反馈的 MIMO 系统的鲁棒性均匀信道分解方案,在设计方案中充分考虑了信道估计误差的影响,并利用香农率失真定理和广义 Lloyd 矢量量化算法(GLA)得到了信道估计误差的近似值,用于实际 MIMO 系统中减小信道估计误差对系统性能的影响,优化系统容量和误码率性能.

文中符号按如下规定:\$(\cdot)^T\$ 表示矩阵转置;\$(\cdot)^H\$ 表示矩阵共轭转置;\$\text{Tr}(\cdot)\$ 表示矩阵的迹;\$\|\cdot\|_2\$ 表示向量的 2 范数;\$(\cdot)^{-1}\$ 表示方阵的逆;\$(\cdot)^\dagger\$ 表示矩阵的广义逆;\$I_N\$ 表示 \$N \times N\$ 维单位矩阵.

2 统模型与目标函数

本文所考虑的具有有限反馈的 MIMO 系统如图 1 所示,假设发送端配置有 \$M\$ 根天线,接收端具有 \$N\$ (\$N \geq M\$) 根天线. \$\mathbf{H}\$ 为 \$N \times M\$ 的信道矩阵,其元素为相应天线之间的信道冲击响应,满足独立同分布的零均值单位方差复高斯分布.发射端信号 \$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T\$ 为 \$M \times 1\$ 维的矢量,且 \$E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \sigma_x^2 \mathbf{I}_M\$. 发送端和接收端分别有 \$M \times M\$ 维的预处理矩阵 \$\mathbf{F}\$ 和 \$M \times N\$ 维的后处理矩阵 \$\mathbf{W}\$,则接收端经后处理的信号向量 \$\hat{\mathbf{x}}\$ 可表示为:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W}\mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{G}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{W}\mathbf{z} \quad (1)$$

其中 \$\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N \times 1}\$ 为接收端收到的信号, \$\mathbf{z}\$ 为噪声向量,满足 \$\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)\$. 由于接收端的信道估计器以及矢量量化得到的信道矩阵与真实信道矩阵相比会引入一定的误差,因此我们假设发送端与接收端只能获得真实信道响应 \$\mathbf{H}\$ 的估计值 \$\hat{\mathbf{H}}\$. \$\mathbf{H}\$ 与 \$\hat{\mathbf{H}}\$ 满足

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \Delta\mathbf{H} \quad (2)$$

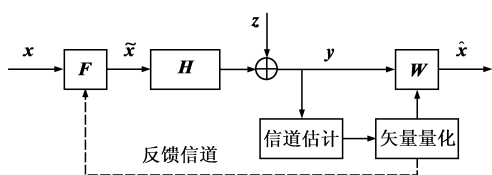


图1 有限反馈的MIMO系统模型

其中 \$\Delta\mathbf{H}\$ 为 \$N \times M\$ 维的矩阵,其元素为独立同分布的零均值,方差为 \$\sigma_{\Delta H}^2\$ 的复高斯变量,并且与发送信号 \$\mathbf{x}\$ 以及噪声向量 \$\mathbf{z}\$ 相互独立.文献[10~12]中均采用了这样的误差模型.基于如上信道模型,我们将 \$\hat{\mathbf{H}}\$ 的奇异值分解(SVD)表示为 \$\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{U}}\hat{\mathbf{\Lambda}}\hat{\mathbf{V}}^H\$,发送端的预处理矩阵 \$\mathbf{F}\$ 根据信道矩阵的估计值 \$\hat{\mathbf{H}}\$ 设计如下

$$\mathbf{F} = \hat{\mathbf{V}}\mathbf{\Gamma}^{\frac{1}{2}}\hat{\mathbf{\Omega}}^H \quad (3)$$

其中, \$\hat{\mathbf{\Omega}} \in \mathbb{C}^{M \times M}\$ 并且 \$\hat{\mathbf{\Omega}}^H \hat{\mathbf{\Omega}} = \mathbf{I}\$,下一节将看到如何选择 \$\hat{\mathbf{\Omega}}\$. \$\mathbf{\Gamma}\$ 是一个对角矩阵,其第 \$m\$ 个对角元素 \$\gamma_m\$ (\$1 \leq m \leq M\$) 表示通过“注水”算法[13]分配到第 \$m\$ 个空间子信道上的功率.系统的信噪比(SNR)可以定义为

$$\rho = \frac{E[\mathbf{x}^H \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{x}]}{\sigma_z^2} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2} \text{Tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{F}) \triangleq \frac{1}{\alpha} \text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) \quad (4)$$

其中, \$\text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) = P/\sigma_x^2\$, \$P\$ 为发送端的总功率.已知信道矩阵的估计值,我们希望设计的后处理矩阵满足处理后的信号与原发送信号之间具有最小均方误差

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \arg \min E[\|\mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}} - \mathbf{x}\|_2^2 | \hat{\mathbf{H}}] \quad (5)$$

3 鲁棒性均匀信道分解方案

本节将给出目标函数(5)的解,根据最小均方误差的正交性原理,式(5)的解 \$\mathbf{W}\$ 应满足:

$$E[(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\mathbf{y}^H | \hat{\mathbf{H}}] = 0 \quad (6)$$

根据上式可得

$$\mathbf{W}\Phi_{\mathbf{y}|\hat{\mathbf{H}}} = \Phi_{\mathbf{x}|\hat{\mathbf{H}}} \quad (7)$$

矩阵 \$\Phi_{\mathbf{y}|\hat{\mathbf{H}}}\$ 和 \$\Phi_{\mathbf{x}|\hat{\mathbf{H}}}\$ 可以由式(1)计算得到

$$\begin{aligned} \Phi_{\mathbf{y}|\hat{\mathbf{H}}} &= E[(\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{z})(\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{z})^H | \hat{\mathbf{H}}] \\ &= \sigma_x^2 (\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}} + (\text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2 + \alpha) \cdot \mathbf{I}_N) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\Phi_{\mathbf{x}|\hat{\mathbf{H}}} = E[\mathbf{x}(\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{z})^H | \hat{\mathbf{H}}] = \sigma_x^2 \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}^H \quad (9)$$

将式(8)和式(9)代入式(7)中,可以得到

$$\mathbf{W} = ((\text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2 + \alpha) \mathbf{I} + \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}^H \quad (10)$$

从上式可以看出, \$\alpha\$ 项表示噪声对后处理矩阵的影响; \$\text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2\$ 项表示信道估计误差对后处理矩阵设计的影响.根据上式,式(1)可以表示成如下矩阵形式[14]

$$\hat{\mathbf{x}} = \left[\frac{\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}}{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2 + \alpha \mathbf{I}_M}} \right]^\dagger \begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (11)$$

令 \$\mathbf{G}_a\$ 表示如下扩展矩阵

$$\mathbf{G}_a = \left[\frac{\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}}{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2 + \alpha \mathbf{I}_M}} \right] = \left[\frac{\hat{\mathbf{U}}\hat{\mathbf{\Sigma}}\hat{\mathbf{\Omega}}^H}{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{\Gamma}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2 + \alpha \mathbf{I}_M}} \right] \quad (12)$$

其中 \$\hat{\mathbf{\Sigma}} = \hat{\mathbf{\Lambda}}\mathbf{\Gamma}^{\frac{1}{2}}\$, 则可以使用均匀信道分解方案[6],使得 \$\mathbf{G}_a\$ 进行 QR 分解后得到的矩阵 \$\mathbf{R}\$ 为一个对角线元素相等的上三角矩阵.上式可以变形为

$$\mathbf{G}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Omega} \end{bmatrix} \left[\frac{\hat{\mathbf{U}}\mathbf{\Sigma}}{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{T}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2 + \alpha \mathbf{I}_M}} \right] \mathbf{\Omega}^H \quad (13)$$

对上式等号右边中间的扩展矩阵项进行几何均值分解^[15],可得

$$\mathbf{J} \triangleq \left[\frac{\hat{\mathbf{U}}\mathbf{\Sigma}}{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{T}) \cdot \sigma_{\Delta H}^2 + \alpha \mathbf{I}_M}} \right] = \mathbf{Q}_J \mathbf{R}_J \mathbf{P}_J^H \quad (14)$$

其中, $\mathbf{R}_J \in \mathbb{R}^{M \times M}$ 是一个等对角元素的上三角矩阵; $\mathbf{Q}_J \in \mathbb{C}^{(M+N) \times M}$ 是一个半酉矩阵; $\mathbf{P}_J \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 是一个酉矩阵. 这时可以看出令 $\mathbf{\Omega} = \mathbf{P}_J^H$, 且

$$\mathbf{Q}_{G_a} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Omega} \end{bmatrix} \mathbf{Q}_J \quad (15)$$

则有 \mathbf{G}_a 的 QR 分解为 $\mathbf{G}_a = \mathbf{Q}_{G_a} \mathbf{R}_J$. 令 $\mathbf{Q}_{G_a}^u$ 表示 \mathbf{Q}_{G_a} 的前 M 行组成的矩阵, 则后处理矩阵 \mathbf{W} 的列向量可以由下式计算得到

$$\mathbf{w}_i = \mathbf{r}_{J,ii}^{-1} \mathbf{q}_{G_a,i}^H, i = 1, 2, \dots, M \quad (16)$$

其中 $\mathbf{r}_{J,ii}$ 是 \mathbf{R}_J 的第 i 个对角元素, $\mathbf{q}_{G_a,i}^H$ 是 $\mathbf{Q}_{G_a}^u$ 的第 i 个列向量.

接收端采用串行干扰抵消的方法进行译码, 其过程可以描述为:

$$\xi_M = \mathbf{y};$$

For $i = M : -1 : 1$

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \mathbf{w}_i \xi_i; \quad (\text{后处理过程})$$

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \mathbf{C}[\tilde{\mathbf{x}}_i];$$

$$\xi_{i-1} = \xi_i - \mathbf{g}_i \hat{\mathbf{x}}_i; (\text{干扰抵消过程})$$

End

其中 $\mathbf{C}[\cdot]$ 表示到一个预定码元星座中的最近码元的映射, ξ_i 为第 $(M-i+1)$ 次迭代检测的信号矢量, $\mathbf{g}_i (i = 1, 2, \dots, M)$ 为 $\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}$ 的第 i 个列向量.

4 基于码本的有限反馈的误差

在图 1 所示的具有有限反馈的 MIMO 系统中, 收发两端各有一个相同的码本 Θ , 码本中包括了 L 个 $2N \times 1$ 维的量化信道矢量(即码字), 码本的设计在文献[16]中有较为全面的介绍, 本文所提的方案中这些码字是根据信道的分布采用广义 Lloyd 矢量量化算法^[17]得到的, 能够在最小均方误差意义下最好地描述 M 个发送天线的矢量信道, 且在信道容量和误差分量方面都是近最优的^[18]. 接收端完成信道估计并进行矢量量化后, 使用 M 根天线反馈信道信息, 每根天线反馈给发送端 $B = \log_2 L$ 比特的信息, 代表相应信道实现在码书中对应的最佳码字的序号. 由于反馈的比特数很小, 通常可以认为反馈链路是理想的, 即不存在误差和时延.

在前一节中, 我们注意到要获得具有鲁棒性的发送端预处理矩阵 \mathbf{F} 和接收端后处理矩阵 \mathbf{W} , 需要知道

信道估计误差的方差 $\sigma_{\Delta H}^2$, 而这个参数通常是很难精确获得的. 考虑到目前信道估计器已经可以达到很好的性能^[19,20], 因此我们认为信道估计误差主要由接收端的矢量量化引起, 基于这一假设, 利用香农率失真定理^[21]可以得到信道估计误差的方差 $\sigma_{\Delta H}^2$ 的近似值.

对于均值为零方差为 σ^2 的实高斯随机变量, 在差方失真度量下, 给定某一失真 D , 需要反馈的最小数据速率(即率失真函数)为^[21]

$$R(D) = \frac{1}{2} \log_2 \frac{\sigma^2}{D}, 0 \leq D \leq \sigma^2 \quad (17)$$

当随机变量为其它概率分布时, 式(17)中的 $R(D)$ 为其它分布需要反馈最小数据速率的上限, 也就是说当信道不是瑞利衰落时, 反馈数据速率为 $R(D)$ (由式(17)得出的)会减小失真. 另一方面, 接收端采用广义 Lloyd 矢量量化算法对每一个信道实现进行量化编码, 编码速率为

$$R = \frac{B}{2N} \quad (18)$$

联立式(17)、(18), 并对应于第 2 节中 H 的模型, 令 $D = \sigma_{\Delta H}^2/2, \sigma^2 = 1/2$, 可得

$$\sigma_{\Delta H}^2 = 2^{-\frac{B}{N}} \quad (19)$$

这样, 就把信道估计误差近似为反馈比特数、发送和接收天线数的一个函数. 将这个信道估计误差代入式(10)中, 可得

$$\mathbf{W} = ((\text{Tr}(\mathbf{T}) \cdot 2^{-B/N} + \alpha) \mathbf{I} + \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} \mathbf{F})^{-1} \quad (20)$$

后面的步骤与第三节中相同.

5 仿真及分析

为了验证所提算法的性能, 在 MATLAB 下对算法进行了蒙特卡罗仿真. 仿真参数为: 发送端与接收端各有 4 根天线, 即 $N = M = 4$. 信道为准静态平坦瑞利衰落信道, 信道矩阵的元素为独立同分布的零均值单位方差的复高斯随机变量. 仿真中未使用信道编码. 信道估计误差 ΔH 按照(2)中的模型服从复高斯分布, 式 $\Delta H \sim CN(0, \sigma_{\Delta H}^2 \mathbf{I}_N)$.

(1) 仿真 I: 假设发送端和接收端准确知道 $\sigma_{\Delta H}^2$ 的值;

图 2 给出了传统均匀信道分解方案^[6]与本文提出的鲁棒性均匀信道分解方案相比, 在不同信道估计误差下系统误码率性能随信噪比的变化曲线. 仿真中采用 QPSK 调制, 图中的四组曲线分别对应信道估计误差 $\sigma_{\Delta H}$ 为 0.8、0.4、0.2、0.1 的情况. 从图中可以看出与传统均匀信道分解方案相比, 鲁棒性均匀信道分解方案降低了误码平层, 当 $\sigma_{\Delta H} = 0.8$ 时, 误码平层从 0.24 降为 0.18; 当 $\sigma_{\Delta H} = 0.4$ 时, 误码平层从 8.11×10^{-2} 降为

4.34×10^{-2} ; 当 $\sigma_{\Delta H} = 0.2$ 时, 误码率从 4.26×10^{-3} 降为 9.38×10^{-4} .

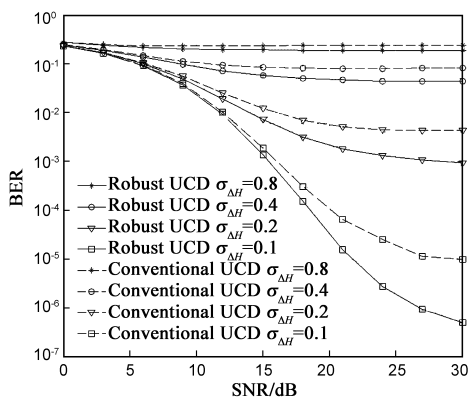


图2 不同信道估计误差情况下系统误码率性能 QPSK调制($N=M=4$)

图3给出了两种方案在不同信道估计误差下, 系统容量性能随信噪比的变化曲线. 从图中可以看出, 随着信噪比的增加, 鲁棒性均匀信道分解方案比传统均匀信道分解方案的系统容量有一定的提高. 当信道估计误差趋于1或者趋于0时, 鲁棒性均匀信道分解方案的容量改善趋于0. 这是因为随着信道估计误差的增加, 两种方案的系统容量都会减小, 当信道估计误差趋于1时, 两种方案的系统容量都趋于零(参见文献[10]), 因此鲁棒性均匀信道分解方案的容量改善也随之趋于0; 同理, 随着信道估计误差的减小, 两种方案的系统容量都会增大, 当信道估计误差趋于0时, 两种方案趋于相同且容量都趋于无信道估计误差的理想信道容量($\sigma_{\Delta H} = 0$ 的曲线), 因此鲁棒性均匀信道分解方案的容量改善也随之趋于0.

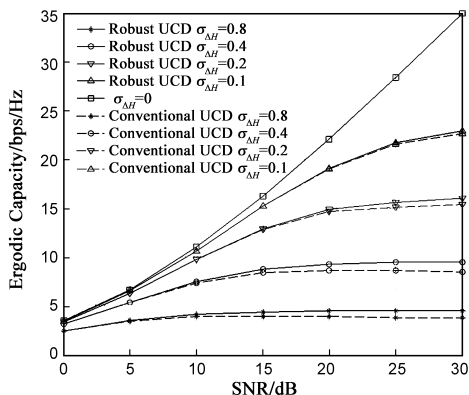


图3 不同信道估计误差情况下系统容量性能($N=M=4$)

(2) 仿真 II: 发送端和接收端根据式(19)得到 $\sigma_{\Delta H}^2$ 的近似值.

仿真 II 中接收端采用广义 Lloyd 矢量量化算法, 分别考察了 $B = 10$ bit 和 $B = 12$ bit, 不同方案的误码率性能. 当 $B = 10$ bit, 即码书中包括 2^{10} 个码字, 广义 Lloyd 矢量量化算法得到的实际信道估计误差 (true $\sigma_{\Delta H}^2$) 为

0.1952, 而采用式(19)得到 $\sigma_{\Delta H}^2$ 的近似值 (approximate $\sigma_{\Delta H}^2$) 为 0.1768. 当 $B = 12$ bit, 即码书中包括 2^{12} 个码字, 广义 Lloyd 矢量量化算法得到的实际信道估计误差 (true $\sigma_{\Delta H}^2$) 为 0.1166, 而采用式(19)得到 $\sigma_{\Delta H}^2$ 的近似值 (approximate $\sigma_{\Delta H}^2$) 为 0.125. 图4给出了系统采用 QPSK 调制时, 传统均匀信道分解、使用信道估计误差真值和近似值的鲁棒性均匀信道分解方案的误码性能比较. 从图中可以看出使用式(19)得到 $\sigma_{\Delta H}^2$ 的近似值的鲁棒性均匀信道分解方案与使用信道估计误差真值的鲁棒性均匀信道分解方案性能几乎完全相同, 均优于传统均匀信道分解方案, 降低了误码率.

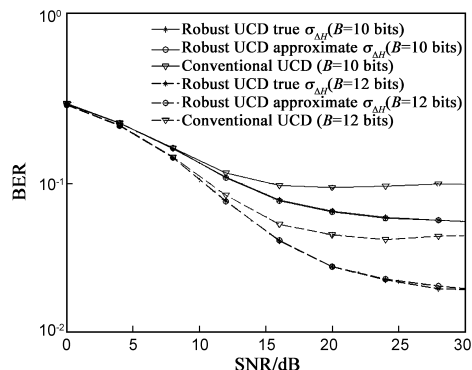


图4 系统误码率性能比较 QPSK调制($N=M=4$)

图5给出了传统均匀信道分解、使用信道估计误差真值和近似值的鲁棒性均匀信道分解方案的容量性能比较. 从图中可以看出使用近似值的鲁棒性均匀信道分解方案与使用信道估计误差真值的鲁棒性均匀信道分解方案性能几乎完全相同, 均优于传统均匀信道分解方案. 图4和图5的仿真结果表明本文所提出的基于有限反馈的鲁棒性均匀信道分解方案有很好的实用性.

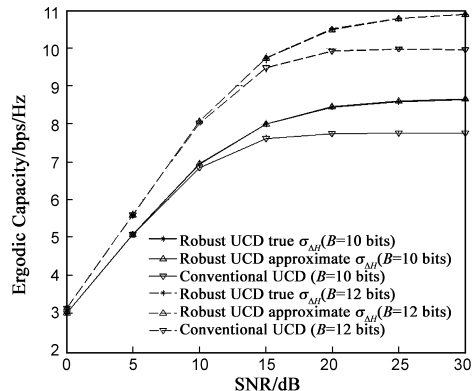


图5 系统容量性能比较($N=M=4$)

6 结论

本文提出一种基于有限反馈的 MIMO 系统鲁棒性均匀信道分解方案, 在设计方案中充分考虑了信道估计误差的影响, 并利用香农率失真定理和广义 Lloyd 矢

量量化算法(GLA)得到了信道估计误差的近似值,使得本文提出的方案有很好的实用性.仿真结果表明使用信道估计误差近似值的鲁棒性均匀信道分解方案与使用信道估计误差真值的鲁棒性均匀信道分解方案性能几乎完全相同,且与传统均匀信道分解方案相比,本文提出的鲁棒性均匀信道分解方案有效地降低了系统的误码平层,提高了系统容量.

参考文献:

- [1] P W Wolniansky, G J Foschini et al. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel [A]. Proceedings of International Symposium on Signals, Systems and Electronics '98 [C]. Pisa, Italy: IEEE Press, 1998. 295 – 300.
- [2] G J Foschini, G D Golden et al. Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(11): 1841 – 1852.
- [3] G G Raleigh, J M Cioffi. Spatial-temporal coding for wireless communication [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(3): 357 – 366.
- [4] ETSI. < DTS/BRAN-0023003 > V0. k. Broadband Radio Access Networks (ELRAN); HIPERLAN type 2 technical specification; Physical (PHY) layer [S]. August 1999.
- [5] P802. 11. IEEE Standard for Wireless LAN-Medium Access Control and Physical Layer Specification [S]. Nov. 1997.
- [6] Y Jiang, J Li, W Hager. Uniform channel decomposition for MIMO communications [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(11): 4283 – 4294.
- [7] H K Bizaki, A Falahati. Joint channel estimation and spatial preequalisation in MIMO systems [J]. Electronics Letters, 2007, 43(24): 1372 – 1374.
- [8] P Castro, M Joham et al. Optimized CSI feedback for robust THP design [A]. Proceedings of the 41st Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers [C]. California, USA: IEEE Press, 2007. 1956 – 1960.
- [9] 刘建国, 杨绿溪. 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 [J]. 电子学报, 2007, 35(6A): 78 – 82.
Liu Jian-guo, Yang Lu-xi. Precoding and power allocation based on double codebook in MIMO systems with limited feedback [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6A): 78 – 82. (in Chinese)
- [10] T Yoo, A J Goldsmith. Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(5): 2203 – 2214.
- [11] A D Dabbagh, D J Love. Multiple Antenna MMSE Based Downlink Precoding with Quantized Feedback or Channel Mismatch [J]. IEEE Transactions on Wireless Communica-

tions, 2008, 56(11): 1859 – 1868.

- [12] 杨亮, 秦家银. 具有不完全信道状态信息 MIMO 系统的优化设计 [J]. 电子学报, 2009, 37(1): 198 – 201.
Yang Liang, Qin Jia-yin. Optimized design of MIMO systems with imperfect CSI [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 198 – 201. (in Chinese)
- [13] A Paulraj, R Nabar, D Gore. Introduction to Space-Time Wireless Communications [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [14] B Hassibi. A fast square-root implementation for BLAST [A]. Proceedings of the 34th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers [C]. California, USA: IEEE Press, 2000. 1255 – 1259.
- [15] Y Jiang, J Li, W Hager. Joint transceiver design for MIMO communications using geometric mean decomposition [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(10): 3791 – 3803.
- [16] 张雷, 李少谦, 等. 多天线系统中有限反馈的码本设计 [J]. 电子学报, 2007, 35(6A): 13 – 18.
Zhang Lei, Li Shao-qian et al. An overview of codebook design for limited feedback in multiple-antenna systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6A): 13 – 18. (in Chinese)

(下转 2388 页)

作者简介:



陈睿男, 1983 年 10 月出生于陕西西安. 2005 年在西安电子科技大学获得工学学士学位, 现为博士研究生. 研究方向为无线通信.
E-mail: rehenxidian@gmail.com



李建东男, 1962 年 10 月出生于江苏阜宁. 教授、博士生导师、中国电子学会会士、IEEE 高级会员、长江学者. 2002 年 1 月—2003 年 1 月美国 Cornell 大学访问教授. 现为西安电子科技大学研究生院常务副院长, 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室主任. 国家杰出青年基金获得者. 国家新一代宽带无线移动通信网重大专项实施方案编制组专家, 信息产业部宽带无线 IP 技术标准工作组组长, 总装备部通信导航测控专业专家组成员.
E-mail: jdli@mail.xidian.edu.cn

刘伟男, 1977 年 6 月出生于陕西西安. 2007 年获得英国南安普敦大学博士学位, 现为西安电子科技大学通信工程学院副教授. 在国际主流期刊及会议上已发表论文二十余篇, 并申请相关专利三项. 研究方向为无线通信. E-mail: liuweixd@mail.xidian.edu.cn

陈亮男, 1979 年出生于陕西西安. 2009 年获得西安电子科技大学博士学位. 研究方向为无线通信和信号处理.