

利用匹配滤波改进MIMO预编码方案

牛兰奇^{1,2}, 张太镒¹, 孙建成^{1,3}

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049; 2. 西安理工大学自动化与信息工程学院 西安 710048;
3. 江西财经大学电子学院 南昌 330013)

【摘要】针对多用户多输入多输出(MIMO)系统下行链路的共信道干扰(CCI)问题,提出了一种可以实现发射机和接收机联合设计的预编码方案。该方案假定接收机为匹配滤波器,避免了最小均方误差(MMSE)准则下发射机和接收机联合设计中的迭代操作,同时将迫零处理引入MMSE方法,完全消除了CCI。为进一步简化联合设计问题,对等效信道矩阵进行奇异值分解,将向量优化问题转化为标量优化问题。仿真结果表明,与其他非迭代的预编码方案相比,该联合设计的预编码方案可以获得更好的平均误比特率性能和总容量性能。

关键词 匹配滤波器; 最小均方误差; 多输入多输出; 预编码; 迫零

中图分类号 TN911

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.05.008

Improvement on MIMO Precoding Scheme by Matched Filtering

NIU Lan-qi^{1,2}, ZHANG Tai-yi¹, and SUN Jian-cheng^{1,3}

(1. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University Xi'an 710049;
2. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology Xi'an 710048;
3. School of Electronics, Jiangxi University of Finance and Economics Nanchang 330013)

Abstract A precoding scheme for solving the co-channel interference (CCI) problem of multiuser multi-input multi-output(MIMO) downlink is proposed. This scheme can implement the joint designs of transmitter and receiver and avoid iteration operation under the minimum mean square error (MMSE) criterion by regarding the receiver as a matched filter. The CCI in the proposed scheme is eliminated fully by introducing the zero-force (ZF) method into the MMSE criterion. To simplify the joint design further, the vector optimal design problem is transformed into scalar optimal design problem with the singular value decomposition(SVD) of the equivalent channel matrix. Simulation results show that proposed precoding scheme can achieve better average bit error rate (BER) and sum capacity performance than other non-iterative design scheme.

Key words matched filter; minimum mean square error; multi-input multi-output; precoding; zero-force

在无线通信系统中,使用MIMO技术可以实现空分多址(space division multiple access, SDMA),提高频谱重用效率。空分多址允许小区内的用户实现频率复用,在有限的带宽内提高系统的数据吞吐量^[1-4]。对于多用户MIMO系统下行链路,空分多址将导致共信道干扰(CCI)。当发射机具有完备的信道状态信息(channel state information, CSI)时,基站发射机可以利用预编码技术消除CCI,减轻移动终端接收机在信号处理方面的压力。发射机可以采用不同方法获取CSI。对于时分双工(TDD)系统,可以利用上行信道和下行信道的互易性由发射机直接获得CSI;对于频分双工(FDD)系统,可以利用反馈信道将接收机估

计的CSI反馈给发射机。

一类基于迫零和奇异值分解(SVD)的预编码技术^[5-6]可以完全消除MIMO系统的CCI,但这类预编码方法的缺点是系统的天线配置受到限制。文献[6]提出的预编码方案对发射机预编码器和接收机译码器进行联合设计,与文献[5]的预编码方案相比,可以获得更好的误比特率性能。基于最大化信扰噪声比(signal to jamming and noise ratio, SJNR)^[7]和基于最大化信漏噪声比(signal to interference ratio, SLNR)^[8]的预编码方案没有天线配置的限制,但是它们不能完全消除CCI。文献[9-10]研究了基于最小均方误差(MMSE)准则的MIMO系统预编码问题。文献[11]利

收稿日期: 2009-02-27; 修回日期: 2009-09-01

基金项目: 国家自然科学基金项目(60602034)

作者简介: 牛兰奇(1964-),男,博士生,主要从事协作通信与空时信号处理方面的研究。

用MMSE准则研究了多用户MIMO下行链路预编码器和译码器的联合设计问题, 该联合设计方案显示出更好的误比特率性能。

虽然将发射机预编码器和接收机译码器进行联合设计可以获得更好的误比特率性能, 但是联合设计方案都需要迭代操作, 具有较高的计算复杂度。本文开发一种非迭代的联合预编码设计方案, 与非迭代SVD方案相比可以获得更好的性能。该联合设计方案假定接收机译码器为匹配滤波器, 利用MMSE准则进行预编码时不需要迭代操作。另外, 将迫零方法引入MMSE准则, 可以完全消除共信道干扰; 为了进一步简化预编码设计问题, 对等价信道矩阵进行奇异值分解可以将向量优化设计问题简化为标量优化设计问题。

1 系统方案

一个具有单基站和K个移动终端的多用户MIMO系统, 如图1所示。基站利用同样的频率和时间隙向K个用户发送信息。假定不同用户的下行链路是相互独立的, 基站已知所有用户下行链路的CSI, 基站配备M个发送天线。用户k (k=1,2,...,K) 配备有N_k个接收天线。假定b_k为基站向用户k发送的L_k×1维符号向量, b_k被M×L_k维的预编码矩阵T_k处理后由M个天线发送出去。用户k的L_k×N_k维接收译码矩阵为R_k。

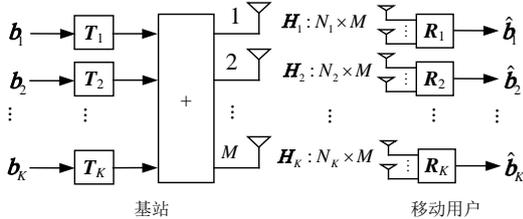


图1 多用户MIMO下行链路系统框图

假定下行链路信道是准静态平坦Rayleigh衰落信道, 从基站到用户k的信道矩阵为N_k×M维矩阵H_k, H_k的每个元素是均值为0、方差为1的复高斯随机变量(Rayleigh衰落)。用户k的软译码向量为:

$$\hat{b}_k = R_k (H_k T_k b_k + H_k \sum_{i=1, i \neq k}^K T_i b_i + n_k) \quad (1)$$

式中 H_kT_kb_k为用户k接收到的基站发送给自己的信息; H_k∑_{i=1, i≠k}^KT_ib_i为用户k接收到的基站发送给其他用户的信息, 即共信道干扰(CCI); n_k是用户k的N_k×1维噪声向量, 它的每个元素是均值为0、方差为σ_n²的复高斯随机变量。

2 预编码设计

2.1 问题描述

对发射机预编码器和译码器进行联合设计, 即在设计预编码矩阵时要考虑译码矩阵的影响, 而设计译码矩阵时也要考虑预编码矩阵的影响, 目的是使系统整体性能最优化。经典的联合设计方案^[6,11]均采用迭代方法, 因为预编码矩阵和译码矩阵之间的内在联系, 无法给出两者的独立解。为了避免迭代运算, 简化设计算法的复杂度, 本文假设译码矩阵具有固定的形式, 即假设译码器是一个与信道匹配的滤波器, R_k=(H_kT_k)^H, 其中(·)^H代表矩阵的复共轭转置。将接收机译码器假设为匹配滤波器是MIMO预编码设计中常采用的方法, 特别是在非联合设计的预编码方案中。本文的目标是开发一个基于MMSE准则的非迭代预编码方案, 同时将迫零方法引入MMSE准则, 完全消除CCI。

假定接收机译码器为匹配滤波器时, 用户k的均方差(MSE)^[10]为:

$$\begin{aligned} \text{MSE}_k &= E \left(\left\| \hat{b}_k - b_k \right\|_F^2 \right) = \\ & \text{tr} [T_k^H H_k^H (H_k \sum_{i=1}^K (T_i T_i^H) H_k^H + \\ & (\sigma_n^2 - 2) \mathbf{I}) H_k T_k + \mathbf{I}] \end{aligned} \quad (2)$$

式中 ||·||_F为矩阵的Frobenius范数; tr(·)为矩阵的迹; I为单位方阵。

考虑两个约束条件: 一是基站的总发送功率约束; 二是考虑迫零约束。因此预编码器的设计问题可以表示为:

$$\begin{cases} \min_{T_1, T_2, \dots, T_K} \sum_{k=1}^K \text{tr} [T_k^H H_k^H (H_k \sum_{i=1}^K (T_i T_i^H) H_k^H + (\sigma_n^2 - 2) \mathbf{I}) H_k T_k + \mathbf{I}] \\ \text{s.t.} \begin{cases} \text{tr} \left(\sum_{k=1}^K T_k T_k^H \right) = P \\ H_k T_j = 0 \quad j \neq k \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

式中 P为基站的总发送功率。

2.2 设计方案

通过对总MSE进行迫零处理消除CCI。

定义矩阵:

$$H_e^k = [H_1^T \dots H_{k-1}^T \ H_{k+1}^T \dots H_K^T]^T \quad (4)$$

式中 (·)^T为矩阵的转置。为了完全消除CCI, 预编码矩阵T_j (j≠k)应当处于矩阵H_e^k的零空间中, 即

$\mathbf{T}_j \in \text{null}(\mathbf{H}_e^k), j \neq k$ 。 $\text{null}(\mathbf{H}_e^k)$ 的基底可以通过奇异值分解(SVD)给出^[12-13]:

$$\mathbf{H}_e^k = [\tilde{\mathbf{U}}_{ek} \quad \mathbf{U}_{ek}] \begin{bmatrix} \Sigma & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} [\tilde{\mathbf{V}}_{ek} \quad \mathbf{V}_{ek}]^H \quad (5)$$

式中 \mathbf{V}_{ek} 的列向量为 $\text{null}(\mathbf{H}_e^k)$ 的规范正交基。

经过迫零处理后的预编码矩阵为:

$$\mathbf{T}_k = \mathbf{V}_{ek} \mathbf{C}_k \quad (6)$$

式中 \mathbf{C}_k 是待定的等价预编码矩阵。

由式(3)和式(4)定义的关于 \mathbf{T}_k 的优化问题, 经过迫零处理后变为关于 \mathbf{C}_k 的优化问题:

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_K} \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{C}_k^H \mathbf{V}_{ek}^H \mathbf{H}_k^H (\mathbf{H}_k \mathbf{V}_{ek} \mathbf{C}_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{V}_{ek}^H \mathbf{H}_k^H + (\sigma_n^2 - 2)\mathbf{I}) \times \mathbf{H}_k \mathbf{V}_{ek} \mathbf{C}_k + \mathbf{I}) \\ \text{s.t. } \text{tr}\left(\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_k \mathbf{C}_k^H\right) = P \end{cases} \quad (7)$$

由式(8)和式(9)定义的优化问题直接求解比较复杂, 利用奇异值分解可以将复杂的向量优化问题转换为简单的标量优化问题^[10-11]。

首先, 对 $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_{ek}$ 进行奇异值分解有:

$$\mathbf{H}_k \mathbf{V}_{ek} = \mathbf{U}_k \Sigma_k \mathbf{V}_k^H \quad (8)$$

其次, 将 \mathbf{C}_k 表示为 $\mathbf{C}_k = \mathbf{V}_k \Phi_k^{1/2}$, 其中, Φ_k 代表发射机的功率分配矩阵, 可以表示为 $\Phi_k = \text{diag}(\varphi_{k_1}, \varphi_{k_2}, \dots)$ 。

因此, 上面的向量优化问题可以表示为如下的标量优化问题:

$$\begin{cases} \min_{\varphi_{k_i}} \sum_{k=1}^K \sum_i \lambda_{k_i} \varphi_{k_i} (\lambda_{k_i} \varphi_{k_i} + \sigma_n^2 - 2) \\ \text{s.t. } \sum_{k=1}^K \sum_i \varphi_{k_i} = P \end{cases} \quad (9)$$

式中 $\sqrt{\lambda_{k_i}}$ 为 $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_{ek}$ 的奇异值。

为了利用Lagrange方法求解上面的优化问题, 定义目标函数:

$$f = \sum_{k=1}^K \sum_i \lambda_{k_i} \varphi_{k_i} (\lambda_{k_i} \varphi_{k_i} + \sigma_n^2 - 2) + \mu \left(\sum_{k=1}^K \sum_i \varphi_{k_i} - P \right) \quad (11)$$

式中 μ 为Lagrange乘子。

假定 $\frac{\partial f}{\partial \varphi_{k_i}} = 0$, 可以得到:

$$\lambda_{k_i} (\lambda_{k_i} \varphi_{k_i} + \sigma_n^2 - 2) + \lambda_{k_i}^2 \varphi_{k_i} + \mu = 0 \quad (12)$$

$$\varphi_{k_i} = \frac{1}{2} (2 - \sigma_n^2) \lambda_{k_i}^{-1} - \frac{1}{2} \lambda_{k_i}^{-2} \mu \quad (13)$$

考虑功率约束条件, 可以得到如下的结果:

$$\mu = \frac{(2 - \sigma_n^2) \sum_{k=1}^K \sum_i \lambda_{k_i}^{-1} - 2P}{\sum_{k=1}^K \sum_i \lambda_{k_i}^{-2}} \quad (14)$$

$$\varphi_{k_i} = \left(\frac{1}{2} (2 - \sigma_n^2) \lambda_{k_i}^{-1} - \frac{(2 - \sigma_n^2) \sum_{k=1}^K \sum_i \lambda_{k_i}^{-1} - 2P}{2 \sum_{k=1}^K \sum_i \lambda_{k_i}^{-2}} \lambda_{k_i}^{-2} \right)^+ \quad (15)$$

其中 $(\cdot)^+$ 为:

$$(x)^+ = \begin{cases} x & x > 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

上面推导的预编码算法可以概括如下:

step 1: 运用式(4)和式(5)计算 \mathbf{H}_e^k 和 \mathbf{V}_{ek} 。

step 2: 运用式(8)计算 $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_{ek}$ 的SVD。

step 3: 运用式(13)~式(15)计算 Φ_k 。

step 4: 计算预编码和译码矩阵:

$$\mathbf{T}_k = \mathbf{V}_{ek} \mathbf{V}_k \Phi_k^{1/2} \quad (17)$$

$$\mathbf{R}_k = \frac{\mathbf{T}_k^H \mathbf{H}_k^H}{\|\mathbf{H}_k \mathbf{T}_k\|_F} \quad (18)$$

3 仿真结果

用计算机仿真验证本文所提出的预编码方案的性能。假定多用户MIMO系统下行链路信道为不相关的准静态Rayleigh衰落信道, 系统采用QPSK调制, $L_k = 2$, 系统配置被模型化为 $(M, N_k, k = 1, 2, \dots, K)$ 。

作为一个性能基准, 文献[5]提出的非迭代SVD方案表示为SVDTr, 文献[11]提出的迭代MMSE方案表示为Iter-MMSE, 本文提出的预编码方案表示为ZF-MMSE。仿真过程中, 假定Iter-MMSE方案的迭代次数为20。

图2比较了基站发送天线数分别为6和7时, 3种预编码方案的误比特率(BER)性能。当平均误比特率为 10^{-4} 时, 与非迭代的SVD方案相比, 新方案可以获得3 dB增益。当信噪比较高时, 系统的平均误比特率性能导致一定的地板效应, 这是用匹配滤波器实现非迭代的发射机和接收机联合设计所付出的代价。

图3给出了发送分集对本文所提出的预编码方案性能的影响。当发送天线数较小时, 增加发送天线数目导致更多的分集增益。对于 10^{-5} 的平均误比特率, 当发送天线数由6变为7时, 可以获得3 dB增益; 而当发送天线数由8变为9时, 仅获得1 dB增益。

图4研究了本文所提出的预编码方案对多用户

MIMO下行链路总容量的影响。与非迭代的SVD方案相比,对于给定的总容量值,新方案可以获得2 dB的增益,而且,该改进不受发送天线数目的影响。

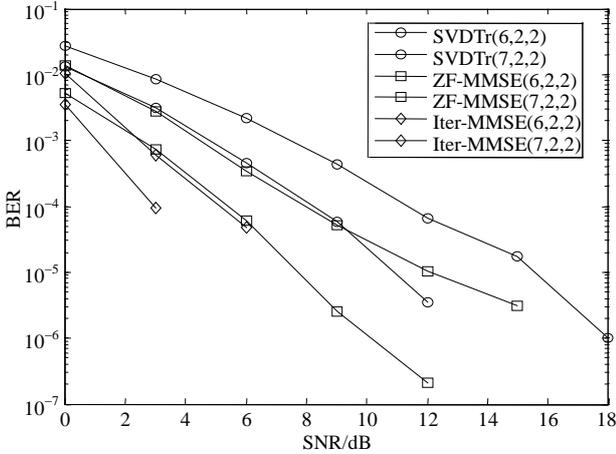


图2 不同预编码方案的误比特率性能比较

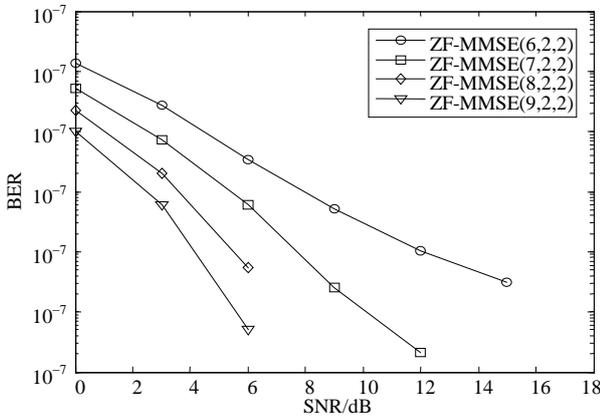


图3 发送分集对新预编码方案误比特率性能的影响

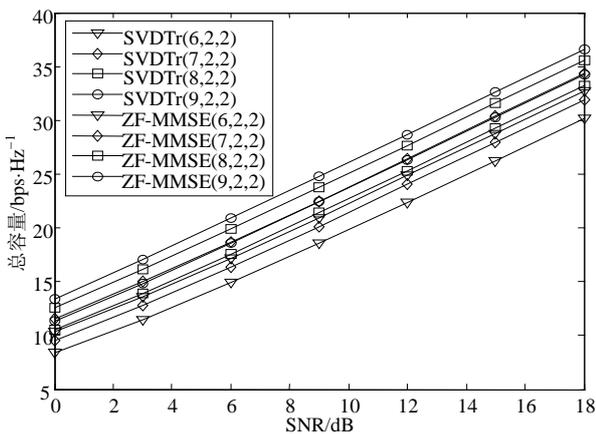


图4 不同预编码方案的总容量性能比较

4 结论

本文提出了一种发射机与接收机联合预编码设计方案。该方案不需要迭代操作,可以给出闭式解。仿真结果表明,该方案可以获得更好的性能,与非迭代的SVD方案相比,当误比特率为 10^{-4} 时,该方案

可以获得3 dB的增益;对于给定的系统总容量,新方案可以获得2 dB的增益。此外,发送分集对系统性能有重要的影响。

参考文献

- [1] TELATAR I. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6): 585-595.
- [2] FOSCHINI G, GANS M. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311-335.
- [3] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(2): 744-765.
- [4] PAULRAJ A, NABAR R, GORE D. Introduction to space-time wireless communications[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [5] CHOI L, MURCH R. A transmit preprocessing technique for multi-user MIMO systems using a decomposition approach[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(1): 20-24.
- [6] PAN Z, WONG K, NG T. Generalized multi-user orthogonal space-division multiplexing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(6): 1969-1973.
- [7] ZHANG J, WU Y, XU M, et al. Linear transmitter precoding design for downlink of multi-user MIMO systems[J]. Electronics Letters, 2005, 41(7): 811-813.
- [8] SADEK M, TARIGHAT A, SAYED A. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(5): 1711-1721.
- [9] SCAGLIONE A, STOICA P, BARBAROSSA S, et al. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(5): 1051-1064.
- [10] SERBETLI S, YENER A. Transceiver optimization for multi-user MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(1): 214-226.
- [11] ZHANG J, WU Y, ZHOU S, et al. Joint linear transmitter and receiver design for the downlink of multi-user MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(11): 991-993.
- [12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004. ZHANG Xian-da. Matrix analysis and application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.
- [13] 张剑, 贺知明. 预编码和子空间跟踪的OFDM信道盲估计[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(6): 848-850. ZHANG Jian, HE Zhi-ming. Blind OFDM channel estimation based on linear precoding and subspace tracking[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2008, 37(6): 848-850.

编辑 张俊