

多用户 MIMO 下行链路线性收发机设计

许道峰^{①②} 杨绿溪^① 黄永明^①

^①(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

^②(中国电子科技集团公司第二十八研究所 南京 210007)

摘要: 该文提出一种以最小化系统总均方误差(Sum MSE)为准则, 迭代设计线性收发机的方案。该方案通过对接收机的改进设计, 能够有效地避免传统 MMSE 设计过程中出现的拉格朗日乘子不易计算的缺点, 大大降低设计复杂度。由于拉格朗日乘子有解析解, 发射预编码矩阵也有闭式解, 并且可以通过定点迭代算法有效解出。收端的接收机也不用基站下发, 只要各自采用 MMSE 均衡即可。仿真结果证明该方法的有效性。

关键词: 多用户 MIMO; 预编码; 收发机联合设计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)02-0405-05

Linear Transceiver Design for Multiuser MIMO Downlink

Xu Dao-feng^{①②} Yang Lu-xi^① Huang Yong-ming^①

^①(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(The 28th Research Institute of CETC, Nanjing 210007, China)

Abstract: An iterative linear transceiver design scheme under Sum Mean Squared Error (SMSE) minimization criterion is proposed. By modifying the structure of transceiver, the complex computation of Lagrangian multiplier within traditional MMSE transceiver design can be effectively obviated, and thus the whole system complexity can be greatly reduced. Because the Lagrangian multiplier has analytical solution, transmit precoding matrix also has closed-form solution, and can be solved easily with fixed-point iterations. The receiver filter is worked out independently with MMSE criterion at each terminal, and the downlink signaling of each receiver filter from basestation is not necessary. Simulations demonstrate that the proposed scheme is effective.

Key words: Multiuser MIMO; Precoding; Joint transceiver design

1 引言

近年来, 信息论的研究已经表明, 多天线技术(MIMO)能够显著地提高无线通信系统的传输速率^[1]。目前, 针对点对点单用户 MIMO 系统的研究已经基本有了定论, 而对于多用户 MIMO 系统的研究则引起了国际学者们的广泛关注。多用户 MIMO 下行链路可以采用 TDMA, CDMA, OFDMA 以及 SDMA 等多址技术。前 3 种技术均将系统资源(TDMA 中的时隙、CDMA 中的码道以及 OFDMA 中的频带)唯一地分配给一个用户, 因而系统的频谱利用率不高, 系统速率有限。与这些技术不同, SDMA 能够在同一个时隙与频带上支持多个用户, 故系统的容量能够成倍地提高。由于多个用户共享系统资源(时隙及频带), 且各个用户之间一般不能协作处理接收信号, 故多用户干扰的抑制问题成为影响系统性能的关键所在, 而解决此问题的基本途径是发射端预编码。常

用的预编码方法包括线性预编码和非线性预编码以及联合收发机设计。

线性预编码方法通过寻找最优的波束达到消除或抑制多用户干扰, 包括干扰完全消除方法(迫零 ZF^[2]、块对角化 BD^[3,4])以及信干噪比平衡(SINR balancing)预编码^[5,6]。这类预编码方法一般对发端和收端的天线数目有严格的要求, 如对 ZF 及 BD 预编码, 要求基站天线大于等于所有用户的接收天线数目之和。信干噪比平衡预编码通过对 QoS 的约束, 得到最优的预编码矩阵, 通常直接求解的复杂度很高, 一般借助于上行多址信道(MAC)与下行广播信道(BC)之间的对偶性(Duality)^[7]来达到对预编码矩阵的求解。

非线性预编码主要指矩阵形式的 Tomlinson-Harashima 预编码(THP)^[8]以及矢量扰动技术(VP)预编码^[9]及基于网格约化(lattice reduction)的预编码方法^[10,11]。这类方法的共同思想是在一个无限扩展的星座空间上找到最小发射功率的星座点做为发射信号。通常非线性预编码方法比线性预编码方法有更高的复杂度。

联合收发机设计是以一定准则(如最小化 MSE 等)对发射预编码矩阵及接收矩阵进行联合设计, 使系统的性能达到

2007-09-13 收到, 2008-05-05 改回

国家重点基础研究发展计划(2007CB310603), 国家自然科学基金(60672093, 60496310), 国家 863 计划项目(2007AA01Z262), 江苏省自然科学基金(BK2005061)和华中高校基金资助课题

最优。一般情况下,这种方法所得到的解并不能完全消除用户之间的干扰,即等效信道矩阵并不具有块对角化的特点,但通过对 MSE 的控制,其性能一般要优于线性 BD 方法。由于最优的发射预编码矩阵与接收矩阵相互耦合,因此通常没有解析解,只能通过迭代^[12]或凸优化方法^[13]进行求解,其复杂度相对较高。目前,针对发射功率约束下 MMSE 联合设计面临的一个问题是在求解发射预编码矩阵时,拉格朗日乘子的计算很复杂,且有多解^[12]。这在迭代处理的过程中显得尤为突出,因为每一步迭代均要计算拉格朗日乘子。本文提出一种改进的收发机设计方案,使得拉格朗日乘子有解析解,极大降低算法复杂度,同时预编码矩阵有闭式解且可以单独优化。对于各个用户的接收机,也可以按 MMSE 准则,在各个用户端自行设计,而不用基站下发。

2 系统模型

考虑如下多用户 MIMO 下行链路:基站发射天线数为 M ,同时服务用户数为 K ,每个用户的接收天线数为 N_k ,支持的数据流数为 L_k 。第 k 个用户的数据 \mathbf{s}_k ($L_k \times 1$ 维矢量)经过预编码矩阵 \mathbf{W}_k ($M \times L_k$ 维)后送至发射天线,因此基站实际发射的信号为

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^K \mathbf{W}_i \mathbf{s}_i \triangleq \mathbf{W} \mathbf{s} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{W} = (\mathbf{W}_1 \ \mathbf{W}_2 \ \dots \ \mathbf{W}_K)$ 是 $M \times \sum_{k=1}^K L_k$ 维总的预编码矩阵, $\mathbf{s} = (\mathbf{s}_1^H \ \mathbf{s}_2^H \ \dots \ \mathbf{s}_K^H)^H$ 为发射到 K 个用户的数据,其各个元素相互独立,且满足零均值、单位方差。信号经过信道后,被加性高斯白噪声(AWGN)所污染,第 k 个用户接收到的信号为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \boldsymbol{\eta}_k \quad (2)$$

其中 \mathbf{H}_k ($N_k \times M$ 维)为基站到第 k 个用户之间的信道矩阵, $\boldsymbol{\eta}_k \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2 \mathbf{I})$ 为加性高斯白噪声,其均值为零,方差为 σ^2 。

由于各个用户一般不能交换数据,故每个用户对其接收到的信号进行线性处理,以恢复自己的数据。设第 k 个用户采用 \mathbf{G}_k^H ($L_k \times N_k$ 维)作为线性接收机,则对 \mathbf{s}_k 的估计为

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{G}_k^H \mathbf{y}_k \quad (3)$$

综合以上,多用户 MIMO 下行链路线性收发机设计框图如图 1 所示。

3 MMSE 收发机设计

由于采用图 1 所示的收发机设计时,发端预编码矩阵中出现的拉格朗日乘子不易求解,故本节采用图 2 所示的改良

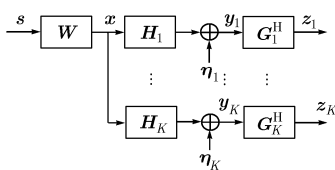


图 1 多用户 MIMO 下行链路

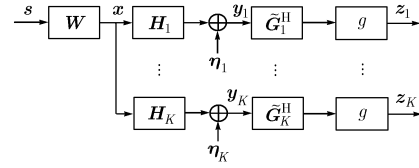


图 2 改良的收发机设计框图

结构进行收发机设计。相对于图 1,新的收发机设计方案中将每个用户的接收机提出一个共同的系数 g ,即 $\mathbf{G}_k^H = g \tilde{\mathbf{G}}_k^H$ 。第 k 个用户的 MSE 为

$$\begin{aligned} \text{MSE}_k &= \mathbb{E}(\|\mathbf{z}_k - \mathbf{s}_k\|^2) \\ &= \text{tr}\{g^2 \tilde{\mathbf{G}}_k^H (\mathbf{H}_k \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{H}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{G}}_k + \mathbf{I} \\ &\quad - g \tilde{\mathbf{G}}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k - g \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k^H \tilde{\mathbf{G}}_k\} \end{aligned} \quad (4)$$

系统总的 MSE 为

$$\text{MSE} = \sum_{i=1}^K \text{MSE}_i \quad (5)$$

因此收发机的设计问题转化为如下优化问题:

$$\underset{\mathbf{W}, g, \tilde{\mathbf{G}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{G}}_K}{\text{minimize}} \{\text{MSE}\}, \quad \text{s.t.} \quad \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) \leq P \quad (6)$$

其中 P 为系统总的发射功率。根据式(6)可以写出如下 Lagrangian 函数:

$$J = \sum_{i=1}^K \text{MSE}_i + \lambda [\text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) - P] \quad (7)$$

其中 λ 为拉格朗日乘子。根据 KKT 条件^[14],可以列出如下方程组:

$$\frac{\partial J}{\partial \tilde{\mathbf{G}}_k^H} = g^2 (\mathbf{H}_k \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{H}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{G}}_k - g \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k = \mathbf{0} \quad (8)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{W}^H} = g^2 \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{W} - g \tilde{\mathbf{H}}^H + \lambda \mathbf{W} = \mathbf{0} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial g} &= 2g \cdot \text{tr}(\tilde{\mathbf{H}} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}}^H + \sigma^2 \tilde{\mathbf{D}} \tilde{\mathbf{D}}^H) \\ &\quad - \text{tr}(\tilde{\mathbf{H}} \mathbf{W} + \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}}^H) = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\lambda [\text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) - P] = \mathbf{0} \quad (11)$$

$$\lambda \geq 0 \quad (12)$$

其中 $\tilde{\mathbf{D}} \triangleq \text{diag}(\tilde{\mathbf{G}}_1^H \ \tilde{\mathbf{G}}_2^H \ \dots \ \tilde{\mathbf{G}}_K^H)$ 是 $\sum_{k=1}^K L_k \times \sum_{k=1}^K N_k$ 维块对角矩阵, $\tilde{\mathbf{H}} \triangleq (\tilde{\mathbf{H}}_1^H \ \tilde{\mathbf{H}}_2^H \ \dots \ \tilde{\mathbf{H}}_K^H)^H$ 是 $\sum_{k=1}^K N_k \times M$ 维综合信道矩阵, $\tilde{\mathbf{H}} \triangleq \tilde{\mathbf{D}} \mathbf{H}$ 是 $\sum_{k=1}^K L_k \times M$ 维矩阵。由式(9)左乘 \mathbf{W}^H 可得

$$g^2 \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{W} - g \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}}^H + \lambda \mathbf{W}^H \mathbf{W} = \mathbf{0} \quad (13)$$

对式(13)取共轭转置,并由 Hermite 矩阵的性质可得

$$\mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}}^H = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{W} \quad (14)$$

由式(13),式(14)及式(10)可得

$$2g \cdot \text{tr}(\sigma^2 \tilde{\mathbf{D}} \tilde{\mathbf{D}}^H) - 2\lambda g^{-1} \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) = \mathbf{0} \quad (15)$$

进一步可得

$$\lambda = g^2 \frac{\text{tr}(\sigma^2 \tilde{\mathbf{D}} \tilde{\mathbf{D}}^H)}{\text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H)} \quad (16)$$

显然此处 $\lambda > 0$ 。故由 KKT 条件式(11)可得: $\text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = P$ 。代入式(16)可得

$$\lambda = g^2 \frac{\text{tr}(\sigma^2 \tilde{\mathbf{D}} \tilde{\mathbf{D}}^H)}{P} \triangleq \xi g^2 \quad (17)$$

将式(17)代入式(9), 可得

$$\mathbf{W} = g^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H [\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \xi \mathbf{I}]^{-1} \quad (18)$$

而由式(8)可得

$$\tilde{\mathbf{G}}_k = g^{-1} (\mathbf{H}_k \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{H}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \quad (19)$$

将式(19)代入式(18)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= g^{-1} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{D}} [\tilde{\mathbf{D}} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{D}}^H + \xi \mathbf{I}]^{-1} \\ &= \mathbf{H}^H \mathbf{D} [\mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{D}^H + \lambda \mathbf{I}]^{-1} \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $\mathbf{D} \triangleq \text{diag}(\mathbf{G}_1^H \mathbf{G}_2^H \cdots \mathbf{G}_K^H) = g \tilde{\mathbf{D}}$ 。由式(20)可见, 引入了共同的增益因子 g 后, 发端预编码矩阵有闭式解, 而此闭式解与 g 无关。

虽然式(20)比已有线性编码方法更加简洁, 且方程中仅有发端预编码矩阵一个未知矩阵变量, 但直接求解 \mathbf{W} 仍然比较困难, 因为 \mathbf{D} 是依赖于 \mathbf{W} 的。在此提出以下迭代求解方案:

(1) 初始化 $\mathbf{W} = \mathbf{I}_{M \times \sum_{k=1}^K L_k}$;

(2) 用式(19)求出各用户的接收矩阵 \mathbf{G}_k^H ($k = 1, \dots, K$),

从而得到 \mathbf{D} , 再用式(20)算出 \mathbf{W} 的更新值;

(3) \mathbf{W} 最近两次更新值之差的 Frobenius 范数大于预设值(如 0.0001)时, 返回步骤 2; 否则结束;

(4) 对最终得到的 \mathbf{W} 按发射功率进行归一化;

(5) 各个用户单独按 MMSE 准则设计接收机 \mathbf{G}_k 。

4 单用户单流系统

作为一个特殊, 分析一下本文算法在单用户单流情况下的特殊形式。此时 \mathbf{W} 和 \mathbf{G} 均为列向量, 且有下式成立:

$$\mathbf{D}^H = \mathbf{G} = \mathbf{H} \mathbf{W} (\mathbf{W}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W} + \sigma^2)^{-1} \quad (21)$$

将式(21)代入式(20)得

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H \mathbf{D}^H [\mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{D}^H + \lambda \mathbf{I}]^{-1} = \vartheta \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W} \quad (22)$$

其中 $\vartheta \triangleq \left[\mathbf{G}^H \left(\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{\sigma^2}{P} \mathbf{I} \right) \mathbf{G} \cdot (\mathbf{W}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W} + \sigma^2) \right]^{-1}$ 。考虑

到 ϑ 为一个标量, 它的作用是对发射波束进行功率约束, 我们可以得到如下快速迭代算法:

(1) 初始化: $\mathbf{W}(0) = \mathbf{I}_{M \times 1}$;

(2) 更新 \mathbf{W} : $\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W}(n)$;

(3) 功率约束: $\mathbf{W}(n+1) = \frac{\sqrt{P}}{\|\mathbf{W}(n+1)\|} \mathbf{W}(n+1)$;

(4) 如果 $\|\mathbf{W}(n+1) - \mathbf{W}(n)\| < \varepsilon$ 结束 ($\varepsilon = 0.0001$), 否则返回步骤(2);

(5) 根据 \mathbf{W} 的值以 MMSE 准则设计 \mathbf{G} 。

同样, 对于 \mathbf{W} 的功率约束可以在迭代收敛后再做, 即步骤(3)和步骤(4)可以颠倒以节省计算量。值得注意的是,

此时迭代公式(步骤(2))和文献[15]的迭代方法极为相似。文献[15]是针对 TDD 系统, 在不发射训练序列的前提下, 通过发射端与移动端之间的往复直接传输接收到的信号来达到对信道矩阵主特征波束的逼近求解。因此, 每一次迭代均要一次发射端与移动端之间的往复传输才能实现。而此处的迭代算法则仅通过基站侧的迭代实现, 无需收发端的往复传输。

5 收敛性分析

由于面临的问题是一个多参数优化问题, 且参数之间相互耦合, 因此直接求解很困难。交替优化迭代首先将待优化的参数分成若干组, 优化其中一组参数时, 假设其它组参数已经固定, 而当得到该组参数的更新值时, 就可以用于其它组参数的优化。

以上标 n 表示第 n 迭代后所得到的最优解。从第 3 小节的分析可以知道, 在 $\mathbf{W}^{(n)}$ 给定的前提下, 各个用户的接收矩阵 $\mathbf{G}_k^{(n)}$ (与式(19)给出的 $\tilde{\mathbf{G}}_k^{(n)}$ 相差一个系数 g) ($k = 1, \dots, K$) 是最优的, 即

$$\text{MSE}(\mathbf{W}^{(n)}, \mathbf{G}_k^{(n)}) \leq \text{MSE}(\mathbf{W}^{(n)}, \mathbf{G}_k), \quad \forall \mathbf{G}_k \quad (23)$$

同理, 当 $\mathbf{G}_k^{(n)}$ ($k = 1, \dots, K$) 给定时, 由式(20)所得到的 $\mathbf{W}^{(n+1)}$ 也是最优的, 即

$$\text{MSE}(\mathbf{W}^{(n+1)}, \mathbf{G}_k^{(n)}) \leq \text{MSE}(\mathbf{W}, \mathbf{G}_k^{(n)}), \quad \forall \mathbf{W} \quad (24)$$

由式(23)、式(24)可得

$$\begin{aligned} 0 &\leq \text{MSE}(\mathbf{W}^{(n+1)}, \mathbf{G}_k^{(n)}) \leq \text{MSE}(\mathbf{W}^{(n)}, \mathbf{G}_k^{(n)}) \\ &\leq \text{MSE}(\mathbf{W}^{(n)}, \mathbf{G}_k^{(n-1)}) \end{aligned} \quad (25)$$

因此优化迭代方案总可以使系统的 MSE 逐步减小, 并最终收敛到一个稳定点。当然这个稳定点有可能全局最优, 也可能局部最优。仿真表明, 在信噪比小于 10dB 时, 5 次左右的迭代已基本收敛。

6 计算复杂度分析

为了简化分析, 本文采用 flop 表示计算复杂度。一个 flop 表示一次实数的加、减、乘或除法运算。一次复数的加法运算为 2 个 flop, 乘法运算为 6 个 flop, 除法运算为 10 个 flop。基本的矩阵运算复杂度分别为

若 $\mathbf{A} \in \mathcal{C}^{m \times p}$, $\mathbf{B} \in \mathcal{C}^{p \times n}$, 则 $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$ 的 flop 为 $6mnp$;

$\mathbf{A} \in \mathcal{R}^{m \times n}$ 的 SVD 分解的 flop 为 $4m^2n + 8mn^2 + 9n^3$, 复数矩阵约为实数矩阵的 6 倍;

$\mathbf{A} \in \mathcal{R}^{m \times m}$ 矩阵求逆的 flop 为 $\frac{4}{3}m^3 + \frac{3}{2}m^2 - \frac{5}{6}m$ [16]。

为了分析方便, 假设用户天线数均为 N , 基站天线数为 M , 用户数为 K , 对每个用户支持的数据流数均为 L 。另外, 文献[12]用于求解注点及 Lagrangian 系数的数值求解迭代次数设为 I , 对于二分法求解, 10~20 次的迭代可以达到 $10^{-3} \sim 10^{-6}$ 的精度。

文献[12]的主要计算复杂度来自于 Lagrangian 系数的求解、发射预编码矩阵及接收矩阵求解、每个可能的

Lagrangian 系数下 MSE 的计算等。一次迭代总的 flop 为以上 3 项复杂度之和, 即

$$\begin{aligned}
 & 6KM^2N(NL + N + 1) + 2(K - 1)M^2 + 126M^3 \\
 & + 4IM(M + 1) + 2(M + 1)(K - 1) + 6IM(M + 1) \\
 & + 2(M + 1)[8M^3 + 9M^2 - 4M + 6KLMN(M + 1)] \\
 & + 2(M + 1)[6KLN^2(M + 1) + 8KN^3 + 9KN^2 - 4KN \\
 & + 6KN^2M(M + 1) + 6KM^2L + 2M^2(K - 1)] \\
 & + 2K(M + 1)\{6N^2M(M + 1) + 4LN(N + 1) \\
 & + 4LN + 6LM(N + 1) + 6LN(M + 1) + 4L - 3\} \quad (26)
 \end{aligned}$$

假设 $M = KN$, 忽略低次项后为

$$\begin{aligned}
 & 6M^3N(L + 1) + 126M^3 + 10IM(M + 1) \\
 & + 2M(8M^3 + 6LM^3) + 2M(6M^2LN + 8MN^2 \\
 & + 6NM^3 + 6KM^2L + 2KM^2) + 12KM^3N^2 \quad (27)
 \end{aligned}$$

本文所提算法复杂度主要包括: \mathbf{D} 的计算(由每个用户接收矩阵组成, 式(19)), $\lambda \triangleq \frac{\text{tr}(\sigma^2 \mathbf{D}\mathbf{D}^H)}{P}$ 的求解, 以及迭代

$$\begin{aligned}
 & \text{求 } \mathbf{W}。一次迭代总的 flop 为以上 3 项复杂度之和, 即 \\
 & K\{6N^2(M^2 + M) + 8N^3 + 9N^2 - 4N + 6NLM(N + 1)\} \\
 & + 6M^2KL + K(4LN + L) + 1 + 6M^2KN + 6L^2K^2 \\
 & \cdot (K^2N^2 + KN) + LK + 8L^3K^3 + 9L^2K^2 - 5LK \\
 & + 6MLK(K^2NL + LK) \quad (28)
 \end{aligned}$$

假设 $M = KN$, 忽略低次项后为

$$\begin{aligned}
 & 6M^3N + 8MN^2 + 6LNM^2 + 6M^2KL + 6M^3 \\
 & + 12L^2M^2K^2 + 8L^3K^3 \quad (29)
 \end{aligned}$$

表 1 给出了在不同的发射天线数、接收天线数、用户数及每个用户支持的数据流数下, 两种算法的复杂度比较。在每个用户支持单流的情况下, 所提算法比文献[12]复杂度节省 15 倍以上; 在满数据流时, 所提算法也能节省 7.5 倍以上的计算复杂度。可见, 本文所提算法的计算复杂度远小于文献[12]。

7 仿真结果

本节的仿真环境如下: 基站至各个用户之间的信道均为 Rayleigh 平衰落, 在一个数据帧内信道保持不变, 且在基站侧可以准确已知。对于基站 M 天线, K 个用户, 每个用户 N

表 1 常用参数配置下两种算法复杂度比较

M	N	K	I	L	Flops		
					本文算法	文献 [12]	Ratio
4	2	2	20	1	2496	37664	15.0897
4	2	2	20	N	5632	43808	7.7784
6	2	3	20	1	9264	157152	16.9637
6	2	3	20	N	23520	185664	7.8939
6	3	2	20	N	26136	253776	9.7098

天线, 每个用户支持 L_s 数据流的下行链路系统简记为 $[M, K, N, L_s]$ 。为了防止某些情况下收敛速度过慢, 对迭代次数的上界作了限制, 即 $I_{UB} = 50$ 。所有仿真中信息码元采用 QPSK 调制, 在各种参数配置下 Monte Carlo 仿真次数大于 10000 次。作为比较, 本文给出了文献[12](Zhang)的仿真曲线。

图 3 给出了多用户系统的误符号性能曲线。可以看出, 本文所提算法与文献[12]有相同的性能, 但前者的计算复杂度却远远小于后者。图 4 给出了单用户单流系统的性能曲线, 作为比较, 图中也给出了主特征模式波束形成算法的性能, 即发射波束和接收波束分别采用信道矩阵的最大奇异值所对应的右奇异矢量和左奇异矢量。可以看出, 此时本文算法与主特征模式波束形成算法性能几乎一致。

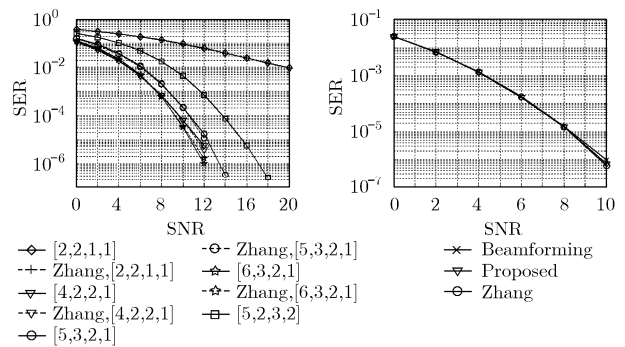


图 3 多用户系统误符号性能曲线 图 4 单用户单流系统性能曲线

8 结束语

本文提出一种改进的收发机结构, 并在此基础上给出了一种有效的迭代算法以解决发射端预编码矩阵的求解问题。由于拉格朗日乘子有解析解, 因而预编码矩阵也有闭式解。和传统迭代求解方案相比, 本文所提方案有更低的计算复杂度。

参考文献

- [1] Telatar I E. Capacit of multi-antenna Gaussian channels [J]. *European Transas. Telecommun.*, 1999, 10(6): 585-595.
- [2] Spencer Q H, Swindlehurst A L, and Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels [J]. *IEEE Trans. on Sig. Process.*, 2004, 52(2): 461-471.
- [3] Choi L U and Murch R D. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2004, 3(1): 20-24.
- [4] Wong K K, Murch R D, and Letaief K B. A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2003, 2(4): 773-786.
- [5] Schubert M and Boche H. Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints[J].

- IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 2004, 53(1): 18-28.
- [6] Schubert M and Boche H. Iterative multiuser uplink and downlink beamforming under SINR constraints [J]. *IEEE Trans. on Sig. Process.*, 2005, 53(7): 2324-2334.
- [7] Vishwanath S, Jindal N, and Goldsmith A. Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels [J]. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2003, 49(10): 2658-2669.
- [8] Fischer R F H, Windpassinger C, Lampe A, and Huber J B. Space-time transmission using Tomlinson Harashima precoding [C]. International ITG Conference on Source and Channel Coding, Berlin, Jan. 2002: 139-147.
- [9] Hochwald B M, Peel C B, and Swindlhurst A L. A vector-perturbation technique for near-capacity multi-antenna multi-user communication-part II: perturbation [J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 2005, 53(3): 537-544.
- [10] Taherzadeh M, Mobasher A, and Khandani A. Communication over MIMO broadcast channels using Lattice-basis reduction [J]. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2007, 53(12): 4567-4582.
- [11] Xu D, Huang Y, and Yang L. Improved nonlinear multiuser precoding using Lattice Reduction [J]. *Signal, Image and Video Processing*, Springer, <http://www.springerlink.com/content/6r4568460017q027>.
- [12] Zhang J, Wu Y, Zhou S, and Wang J. Joint linear transmitter and receiver design for the downlink of multiuser MIMO systems [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2005, 9(11): 991-993.
- [13] Bandemer B, Haardt M, and Visuri S. Linear MMSE multi-user MIMO downlink precoding for users with multiple antennas [C]. International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Helsinki, Sept. 2006: 1-5.
- [14] Boyd S and Vandenberghe L. *Convex Optimization* [M]. Cambridge, U K, Cambridge University Press, 2004: 243-247.
- [15] Tang Y, Vucetic B, and Li Y. An iterative singular vectors estimation scheme for beamforming transmission and detection in MIMO systems [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2005, 9(6): 505-507.
- [16] Golub G H and Loan C F V. *Matrix Computations* [M]. Baltimore and London, The Johns Hopkins University Press, 3rd edition, 1996, chapter 5.
- 许道峰: 男, 1977 年生, 博士, 研究方向为 MIMO 通信系统中的信号处理、多用户系统信号处理.
- 杨绿溪: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字信号/图像处理、盲信号处理、神经智能信息处理以及移动通信中的空时信号处理.
- 黄永明: 男, 1977 年生, 博士, 研究方向为无线通信中的空时信号处理.