

基于格基缩减的 MU-MIMO 下行传输策略

李姣军 张 婷 陶 金 余景鹏

(重庆理工大学电子信息与自动化学院, 重庆, 400054)

摘 要: 块对角化(Block diagonalization, BD)预编码算法通过两次奇异值分解实现多用户间干扰消除并将下行多用户多输入多输出(Multi-user multiple-input multiple-output, MU-MIMO)信道解耦成多个独立的单用户 MIMO(Single-user MIMO, SU-MIMO)信道,但其计算复杂度也随着用户数量和矩阵维数的增加而增加。在 MU-MIMO 下行系统中,提出基于格基缩减的改进块对角化传输策略,将 BD 算法的第 2 次奇异值分解替换为基于格基缩减的线性检测,可得到比传统 BD 传输策略更好的误码率性能以及更低的计算复杂度。

关键词: 多用户多输入多输出;块对角化;格基缩减;预编码;奇异值分解

中图分类号: TN919.3 **文献标志码:** A

Transmission Strategy for MU-MIMO Downlink Based on Lattice Reduction

Li Jiaojun, Zhang Ting, Tao Jin, Yu Jingpeng

(School of Electronic Information and Automation, Chongqing University of Technology, Chongqing, 400054, China)

Abstract: According to the twice singular value decompositions, the multi-user interference is able to be eliminated by the block diagonalization(BD) precoding algorithm, and the multi-user multiple-input multiple-output(MU-MIMO) channels can be decoupled into multiple independent single-user multiple-input multiple-output(SU-MIMO) channels. But the computational complexity is growing along with the increases of the number of users and the dimensions of the channel matrix. The transmission strategy for the MU-MIMO downlink system based on lattice reduction is presented. The linear detection based on lattice reduction is used to replace the second singular value decomposition of the traditional BD algorithm. Comparing with traditional BD algorithm, the better BER performance and the lower computational complexity can be obtained.

Key words: multi-user multiple-input multiple-output(MU-MIMO); block diagonalization(BD); lattice reduction; precoding; singular value decomposition

引 言

多用户多输入多输出(Multi-user multiple-input multiple-output, MU-MIMO)下行传输系统中存在用户间的相互干扰以及天线间的相互干扰^[1-3],将严重削弱系统性能,降低通信质量,采用适用于 MU-

MIMO 系统的预编码技术可以有效地消除这些干扰。MU-MIMO 预编码技术可分为线性和非线性预编码^[4]。其中,线性预编码主要有基于迫零(Zero forcing, ZF)、最小均方误差(Minimum mean square error, MMSE)准则的信道求逆,以及基于奇异值分解(Singular value decomposition, SVD)的块对角化(Block diagonalization, BD)算法。非线性预编码主要包括汤姆林森-哈拉希码预编码(Tomlinson-Harashima precoding, THP)算法、脏纸编码(Dirty precoding code, DPC)。其中, DPC 编码方案是实现最优和速率性能的 MU-MIMO 广播信道传输方案,但由于 DPC 具有极高的计算复杂度, DPC 并不适用于实际通信系统^[5]。基于 BD 算法的预编码传输策略是适用于 MU-MIMO 系统的一种非常著名的发射预处理技术^[6]。通过对发射数据进行预编码处理, MU-MIMO 信道可被分解为多个独立的等价单用户单输入单输出(Single-user multiple-input multiple-output, SU-MIMO)信道^[7],任何适用于下行单用户 MIMO 的检测技术都可以应用到每个用户,例如垂直分层空时编码(Vertical bell laboratories layered space-time codes, V-BLAST),最大似然检测(Maximum likelihood detection, MLD)和线性检测算法^[8]。BD 预编码算法的计算复杂度主要来自于两次奇异值分解运算,取决于用户的数量以及每个用户信道矩阵的维数。传统的 BD 算法试图完全消除用户间干扰,仅仅考虑了多个用户间的干扰,但没有考虑噪声,因此当噪声起主要作用时,在低信噪比情况下, BD 预编码算法会受到性能损失,并且还受到用户数量和多用户信道条件的限制。多用户 MIMO 到单用户 MIMO 的过程,实际上就是通过块对角化消除用户间干扰的过程,用户间残留干扰消除得是否彻底直接关系到单用户 MIMO 信号检测的准确程度。线性预编码会增强噪声,当信道矩阵的条件数较大时,这种噪声增强更加严重。格基缩减(Lattice reduction, LR)方法对减少信道矩阵的条件数非常有效^[9]。将格基缩减应用到预编码算法中,对原始信道矩阵 \mathbf{H} 的基向量进行缩减,可得到长度更短的基向量^[10],将格基缩减算法与 ZF 和 MMSE 准则^[11]的线性检测相结合,直接对缩减基而不是原始基进行信号检测可获得更好的检测性能。针对 BD 算法计算复杂度高、接收机结构复杂的缺点,提出基于格基缩减的块对角化 MU-MIMO 下行传输策略,包括多用户间干扰消除阶段和 MIMO 信号检测阶段。在格空间采用线性预编码策略并行化每个用户的数据流,在无多用户间干扰的情况下,可实现高性能、低复杂度的 MIMO 检测,能更好地应用于下一代蜂窝网络和无线局域网。

1 系统模型

在 MU-MIMO 下行系统中,基站同时为 K 个用户发送数据,基站配置 N_T 根发射天线,每个用户配置 N_i 根天线,系统中总的接收天线为 $N_R = \sum_{i=1}^K N_i$, MU-MIMO 下行系统结构如图 1 所示。从图 1 所示的系统模型可知,所有用户的组合信道矩阵 \mathbf{H} 和预编码矩阵 \mathbf{P} 分别表示为

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^H, \mathbf{H}_2^H, \dots, \mathbf{H}_K^H]^H \in \mathbf{C}^{N_R \times N_T} \quad (1)$$

$$\mathbf{P} = [\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \dots, \mathbf{P}_K] \in \mathbf{C}^{N_T \times N_K} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{H}_i \in \mathbf{C}^{N_i \times N_T}$ 为第 i 个用户的信道矩阵; $\mathbf{P}_i \in \mathbf{C}^{N_T \times N_i}$ 为第 i 个用户的预编码矩阵, $\bar{N}_i = N_R - N_i$ 。假设 MIMO 信道为平坦衰落信道,那么第 i 个用户的接收信号 $\mathbf{y}_i \in \mathbf{C}^N$ 可表示为

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{P}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{H}_i \sum_{j=1, j \neq i}^K \mathbf{P}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_i \quad (3)$$

式中: $\mathbf{s}_i \in \mathbf{C}^N$ 为第 i 个用户的发射信号,定义 \mathbf{y}_i 为相应的 $N_R \times 1$ 的接收信号向量, $\mathbf{n}_i \in \mathbf{C}^N$ 为第 i 个用户的均值为零、方差为 σ_n^2 的独立同分布高斯白噪声。若系统中不存在用户间干扰,则每个用户的信道为

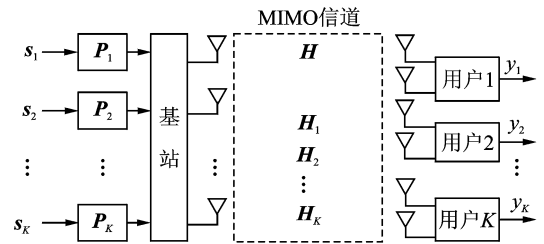


图 1 MU-MIMO 下行系统结构

Fig. 1 MU-MIMO downlink system

MU-MIMO 转换到 SU-MIMO 的等价信道,此时每个用户的接收信号 $\mathbf{x} \in \mathbf{C}^{N_s \times 1}$ 可表示为

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i \quad (4)$$

2 BD 算法

以 2 个用户的 MU-MIMO 系统为例来说明 BD 算法消除用户间干扰的过程。所有用户的组合信道可表示为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

设预编码矩阵 \mathbf{W}_{BD} 表示为

$$\mathbf{W}_{\text{BD}} = [\mathbf{P}_1^a \quad \mathbf{P}_2^a] \quad (6)$$

将信道矩阵 \mathbf{H} 右乘预编码阵 \mathbf{W}_{BD} , 则

$$\mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{BD}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{P}_1^a & \mathbf{H}_1 \mathbf{P}_2^a \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{P}_1^a & \mathbf{H}_2 \mathbf{P}_2^a \end{bmatrix} \quad (7)$$

在无干扰的情况下,式(7)应该为块对角阵的形式(对角阵中的元素为矩阵块),则

$$\mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{BD}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{P}_1^a & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2 \mathbf{P}_2^a \end{bmatrix} \quad (8)$$

令 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 表示除了用户 i 以外的组合信道,则

$$\bar{\mathbf{H}}_i = [\mathbf{H}_1^H, \dots, \mathbf{H}_{i-1}^H, \mathbf{H}_{i+1}^H, \dots, \mathbf{H}_K^H]^H \quad (9)$$

其中, $\bar{\mathbf{H}}_i \in \mathbf{C}^{N_s \times N_s}$ 。从式(7,8)可知,由其他用户产生的干扰为 $\bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{P}_i^a$ 。为了消除用户间干扰,需要将干扰 $\bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{P}_i^a$ 置零,因此强约束

$$\forall i \in (1, \dots, K), \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{P}_i^a = \mathbf{0} \quad (10)$$

对 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 进行奇异值分解

$$\bar{\mathbf{H}}_i = \bar{\mathbf{U}}_i \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_i \bar{\mathbf{V}}_i^H = \bar{\mathbf{U}}_i \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_i [\bar{\mathbf{V}}_i^{(1)} \quad \bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}]^H \quad (11)$$

由式(11)可知, $\bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}$ 是 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 的零空间, $\bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}$ 构成 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 零空间的正交基,可用 $\bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}$ 对第 i 个用户的信号进行预编码,即每一个用户的预编码矩阵是除了用户本身之外的其他所有用户的信道矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 的零空间。因此得到解决式(10)强约束的解决方案为

$$\mathbf{P}_i^{a(\text{BD})} = \bar{\mathbf{V}}_i^{(0)} \quad (12)$$

通过对 BD 算法的分析,可知 BD 预编码算法分为用户间干扰消除阶段和 MIMO 信号检测阶段。在多用户间干扰消除阶段,对除了用户 i 以外的组合信道 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 进行第 1 次奇异值分解(Singular value decomposition, SVD),得到用户 i 第 1 个预编码矩阵 $\mathbf{P}_i^a = \bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}$,将 MU-MIMO 信道解耦成 K 个并行独立的 SU-MIMO 信道集合,此时每个用户的等价 SU-MIMO 信道表示为 $\mathbf{H}_{\text{eq}_i} = \mathbf{H}_i \mathbf{P}_i^a$ 。在 MIMO 信号检测阶段,对每个用户的等价信道再进行第 2 次奇异值分解,得到用于解码 MIMO 复用数据的第 2 个预编码矩阵 $\mathbf{P}_i^a = \bar{\mathbf{V}}_i^{(1)}$ 和本地译码矩阵 $\mathbf{G}_i = \mathbf{U}_i^H$ 。等价信道的奇异值分解为

$$\mathbf{H}_{\text{eq}_i} = \mathbf{U}_i \boldsymbol{\Sigma}_i \mathbf{V}_i^H = \mathbf{U}_i \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} [\bar{\mathbf{V}}_i^{(1)} \quad \bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}]^H \quad (13)$$

通过以上分析可知,BD 预编码算法的计算复杂度来源于两次矩阵奇异值分解运算带来的运算量,且随着用户数量 K 和信道矩阵维数的增加而增加。对于具有大量用户和多根收发天线的 MU-MIMO 系统,这将产生相当大的计算开销。BD 预编码算法另一个特殊方面在于需要从第 2 次 SVD 运算中获得一个译码矩阵,以此来正交化每个用户的数据流,译码矩阵的获得又带来了额外的计算量。

3 基于格基缩减的 BD 算法

实值信道矩阵 \mathbf{H} 的列 $\mathbf{h}_i (1 \leq i \leq m)$ 可以理解为一个格(点阵)中的基, 假设发射矢量来自于 m 维无限整数空间(即属于 \mathbf{Z}^m), 则所有可能的无干扰接收信号可表示为^[12]

$$\mathbf{L}(\mathbf{H}) = L(\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_m) = \sum_{i=1}^m \mathbf{h}_i \mathbf{Z} \quad (14)$$

矩阵 $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{T}$ 可以得到和 \mathbf{H} 相同的格, 当且仅当 $m \times m$ 的矩阵 \mathbf{T} 是单模矩阵, 即 \mathbf{T} 仅仅包含整数元素, 并且 $\det(\mathbf{T}) = \pm 1$ ^[13], 则

$$\mathbf{L}(\tilde{\mathbf{H}}) = \mathbf{L}(\mathbf{H}) \Leftrightarrow \tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{T} \quad (15)$$

单模矩阵的逆总是存在且仅包含整数值, 即 $\mathbf{T}^{-1} \in \mathbf{Z}^m$ 。很显然, $\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{T}^{-1}$ 成立。Lenstra, Lenstra 和 Lovász 提出了一种有效的格基缩减算法(LLS 算法)。对矩阵 \mathbf{H} 进行 QR 分解, \mathbf{R} 为 QR 分解后得到的上三角矩阵。如果式(16)成立, 得到的新基称为尺度缩减基^[14], 则有

$$|\tilde{r}_{l,k}| \leq \frac{1}{2} |\tilde{r}_{l,l}| \quad 1 \leq l \leq k \leq N_T \quad (16)$$

式中: $\tilde{r}_{l,k}$ 为矩阵 \mathbf{R} 中 l 行 k 列的元素; $\tilde{r}_{l,l}$ 为矩阵 \mathbf{R} 中 l 行 l 列的元素。

LLS 算法收敛后, 得到缩减矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}}$ 和单模矩阵 \mathbf{T} 。基于格基缩减的改进 BD 算法也包括用户间干扰消除和 MIMO 信号检测两部分, 算法步骤如下:

(1) 对不包括目标用户的组合信号矩阵进行奇异值分解, 即 $\bar{\mathbf{H}}_i = \bar{\mathbf{U}}_i \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_i \bar{\mathbf{V}}_i^H = \bar{\mathbf{U}}_i \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_i [\bar{\mathbf{V}}_i^{(1)} \quad \bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}]^H$, 得到 $\mathbf{P}_i^{(a)} = \bar{\mathbf{V}}_i^{(0)}$ 。

(2) 第 1 步预编码后, 得到每个用户的等价信道 $\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{H}_i \mathbf{P}_i^a$ 。

(3) 对等价信道进行格基缩减 LLL(\mathbf{H}_{eq}), 得到缩减信道 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}}$ 以及相应的单模矩阵 \mathbf{T}_i 。

(4) 采用 MMSE 准则对缩减矩阵进行信道求逆, 得到第 2 个预编码矩阵 $\tilde{\mathbf{P}}_{\text{MMSE}}^b = \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}}^H (\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_T})^{-1}$ 。

(5) 总的预编码矩阵表示为 $\mathbf{P} = \mathbf{P}^a \mathbf{P}^b$ 。

(6) 接收信号表示为 $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{d} + \mathbf{n}$ 。

第 1 次预编码后, MU-MIMO 信道近似地转换为 K 个等价的 SU-MIMO 信道, 用户 i 的等价信道为: $\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{H}_i \mathbf{P}_i^a$ 。采用 LLL 算法对每个用户的等价信道 \mathbf{H}_{eq} 进行格基缩减, 得到列粗略正交的缩减基 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}} = \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{T}$ 。对缩减基(即 SU-MIMO 等价信道)采用基于格基缩减的 MMSE 线性检测, 与原始基 \mathbf{H}_{eq} 相比, 用 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}}$ 进行线性检测会引起较小的噪声放大, 令 $\mathbf{z} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{s}$, 因此式(4)表示的收信号矢量为

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{T}_i \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}} \mathbf{z} + \mathbf{n} \quad (17)$$

\mathbf{H}_s 与 $\tilde{\mathbf{H}}_z$ 描述的是格(点阵)中的同一点, LLL 算法缩减后的矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}}$ 比原始矩阵 \mathbf{H}_{eq} 具有更少的条件数。值得注意的是, 改进算法只需要一次 SVD 运算, 且不再需要计算每个接收机的译码矩阵, 降低了计算复杂度, 简化了接收机结构。

4 计算复杂度分析

采用总的浮点运算次数(Flops)来评估 BD 算法和基于格基缩减的改进 BD 算法的计算复杂度^[15]。令矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{m \times n}$, $m \leq n$, $\mathbf{B} \in \mathbf{C}^{n \times p}$, $n \leq p$, 算法中的主要矩阵运算所需要的浮点运算次数如表 1 所示。从表 1 可以看出, 矩阵运算的计算复杂度会随着矩阵维数的增加而增加。在长期演进(Long term evolution, LTE)下行 MU-MIMO 系统中, 根据图 1 所示的 MU-MIMO 下行系统结构, 令 $K=3$, $N_T=6$, $N_i=2$, $\bar{N}_i=4$, $N_R=6$ 为配置 I, 令 $K=4$, $N_T=8$, $N_i=2$, $\bar{N}_i=6$, $N_R=8$ 为配置 II。算法步骤中涉及的矩阵运算计算量如表 2, 3 所示^[16]。

表 1 相应矩阵操作的浮点运算次数表^[15]

Tab. 1 Flops related to matrix operations

矩阵操作	浮点运算次数
A 与 B 相乘	$8mnp$
对 A 作 SVD 分解,得到对角阵 $\mathbf{\Sigma}$ 和 n 阶酉阵 V	$32(nm^2 + 2m^3)$
对 A 作 SVD 分解,得到对角阵 $\mathbf{\Sigma}$, m 阶酉阵 U , n 阶酉阵 V	$8(4n^2m + 8nm^2 + 9m^3)$

表 2 BD 算法的计算复杂度^[16]

Tab. 2 Computational complexity of BD algorithm

操作	浮点运算次数	配置 I	配置 II
对 $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{N_i \times N_T}$ 作 SVD 分解	$32K(N_T \bar{N}_i^2 + 2\bar{N}_i^3)$	21 504	92 160
$\mathbf{H}_{\text{eq}_i} \in \mathbf{C}^{N_i \times N_T}$	$8KN_i N_T^2$	1 728	4 096
对 $\mathbf{H}_{\text{eq}_i} \in \mathbf{C}^{N_i \times N_T}$ 作 SVD 分解	$64K(9/8N_i^3 + N_T N_i^2 + 1/2N_T^2 N_i)$	13 248	26 880

表 3 格基缩减 BD 算法的计算复杂度

Tab. 3 Computational complexity of BD algorithm based on lattice reduction

操作	浮点运算次数	配置 I	配置 II
对 $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{N_i \times N_T}$ 作 SVD 分解	$32K(N_T \bar{N}_i^2 + 2\bar{N}_i^3)$	21 504	92 160
$\mathbf{H}_{\text{eq}_i} \in \mathbf{C}^{N_i \times N_T}$	$8KN_i N_T^2$	1 728	4 096
$\text{LLL}(\mathbf{H}_{\text{eq}_i})$	$25.6K(N_T^2 - N_T N_i^2 + 1/3N_i^3)$	1 121	3 543
$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}_i}^H (\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}_i} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eq}_i}^H)^{-1}$	$K(18N_i^3 - 2N_i^2 + N_i + 16N_T N_i^2)$	1 566	2 600

从表 2 可以看出,随着用户数的增加,BD 算法利用第 2 次奇异值分解获得译码矩阵 $\mathbf{G}_i = \mathbf{U}_i^H$ 会带来额外的计算复杂度。对于具有大量用户和多根接收天线的 MU-MIMO 系统来说,这将产生相当大的计算开销。从表 3 可以看出,与传统 BD 算法不同的是,格基缩减 BD 算法的运算量主要来自于 $\text{LLL}(\mathbf{H}_{\text{eq}_i})$ 算法和对缩减信道进行 MMSE 检测。当系统用户数为 4 时,格基缩减 BD 算法比传统 BD 算法降低了约 17% 的计算量。

5 仿真分析

采用 MATLAB 对算法进行仿真。将配置为 $N_T = 6$, 用户数 $K = 3$, 每个用户天线数 $N_i = 2$, $N_R =$

$\sum_{i=1}^K N_i$ 的下行 MU-MIMO 系统表示为 $(2, 2, 2) \times 6$ 模式。在分时长期演进(Time division long term evolution, TD-LTE)下行 MIMO 传输模式下,在理想高斯信道(Additive white Gaussian noise, AWGN)与 MIMO 相关信道下,对各种预编码算法的误比特率(Bit error rate, BER)性能进行仿真分析。仿真条件假设每个用户在发送数据包期间,信道是统计独立的块衰落信道,并且接收端具有正确的信道估计且反馈信道零误差。从图 2 可以看出,基于奇异值分解的 BD 算法的 BER 低于基于 QR 分解的对角化(Orthogonal-triangular block diagonalization, QR-BD)算法。因为在 QR-BD 算法中,将 MU-MIMO 转换为 SU-MIMO 的预编码矩阵是由 QR 分解得到的酉矩阵,该酉矩阵近似位于不包含目标用户的组合信道的零空间,即干扰项 $\tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{P}_i^q$ 不完全为零。由于 MU-MIMO 到 SU-MIMO 越正交,用户间残留干扰越小,总的误码率就越小。因此,与基于 QR 分解的 BD 算法相比,基于两次奇异值分解的传统 BD 预编码算法可实现更好的 BER 性能。图 3 仿真了在 $(2, 2, 2, 2) \times 8$ 模式下,传统 BD 算法、基于格基缩减的 BD-LR-ZF 与 BD-LR-MMSE,以及结合信道反转的 BD-ZF 和 BD-MMSE 算法的 BER 性能。从图 3 可以看出,基于格基缩减的 BD-LR-ZF 和 BD-LR-MMSE 的 BER 性能优于 BD-ZF 和 BD-MMSE。这是因为线性检测会放大噪声,乘以缩减矩阵

的伪逆 $\tilde{\mathbf{H}}^+$ 引起的噪声放大远远小于直接乘以信道矩阵的伪逆 \mathbf{H}^+ , 因而在缩减域进行判决更可靠。一般来说, MIMO 信道增益不是独立同分布的, 仿真采用的 MIMO 相关信道模型为

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{N_r}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{N_t}^{1/2} \quad (18)$$

式中: \mathbf{R}_{N_t} 为反映发射天线之间相关性的相关矩阵(即 \mathbf{H} 的列向量之间的相关性), \mathbf{R}_{N_r} 为反映接收天线之间相关性的相关矩阵(即 \mathbf{H} 的行向量之间的相关性), \mathbf{H}_w 为独立同分布的瑞利衰落信道增益矩阵。

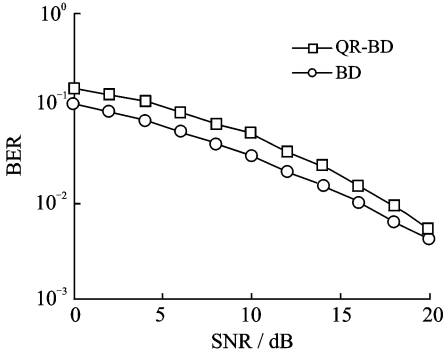


图2 AWGN信道下 $(2,2,2) \times 6$ 模式的 BER
Fig. 2 BER with $(2,2,2)$ mode in AWGN channel

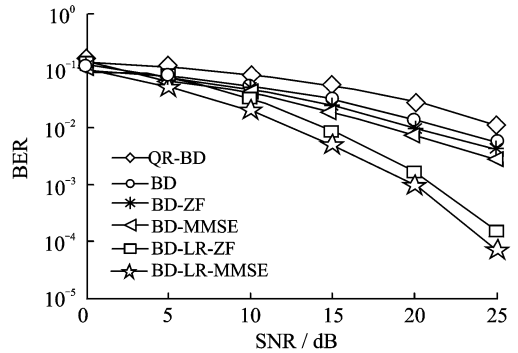


图3 AWGN信道下 $(2,2,2) \times 8$ 模式的 BER
Fig. 3 BER with $(2,2,2)$ mode in AWGN channel

图4给出了在相关信道下, 各种预编码算法的 BER 性能。与在理想高斯信道下的 BER 性能相比, 由于受到信道相关性的影响, 图4所示的各种算法的 BER 性能急剧恶化, 这说明天线间的相关性越小, 系统的 BER 性能就越好。

6 结束语

MU-MIMO 下行系统中, 基站发送的是包含多个用户信息的数据块, 多个用户间的干扰消除取决于系统中发送和接收端采用的传输策略。本文在 MU-MIMO 下行系统中提出了一种基于格基缩减的块对角化传输策略, 即将格基缩减技术应用到 MU-MIMO 系统的预编码算法中, 在格空间采用线性预编码策略以并行化每个用户的数据流, 基于格基缩减的 BD 算法, 实际上是针对多用户 MIMO 系统中预编码和 MIMO 信号检测的一种联合预编码方式。MU-MIMO 到 SU-MIMO 的过程, 实际上就是通过块对角化消除用户间干扰的过程, 用户间残留干扰消除得是否彻底, 直接关系到单用户 MIMO 信号检测的准确程度。采用格基缩减算法对有效信道进行格基缩减, 在缩减域判断信号能够带来性能上的提升, 能够得到更少条件数、基向量更短的信道矩阵, 对缩减矩阵求逆受到的噪声干扰更小。仿真结果表明所提出的传输策略的误码率性能优于传统 BD 预编码算法。

参考文献:

- [1] Spencer Q H, Peel C B, Swindlehurst A L, et al. An introduction to the multi-user MIMO downlink[J]. *Communications Magazine*, 2004, 42(10): 60-67.
- [2] 李姣军, 张婷, 苏理云, 等. 基于 MIMO 的多载波通信系统仿真分析[J]. *重庆理工大学学报: 自然科学*, 2014, 28(12): 87-90.
Li Jiaojun, Zhang Ting, Su Liyun, et al. Multi-carrier communication simulation analysis based on MIMO[J]. *Journal of Chongqing University of Technology: Natural Science*, 2014, 28(12): 87-90.
- [3] 吴玉成, 刘阳, 潘怡瑾. 下行多用户 MIMO 系统中低复杂度块对角化预编码算法[J]. *四川大学学报: 工程科学版*, 2012, 44

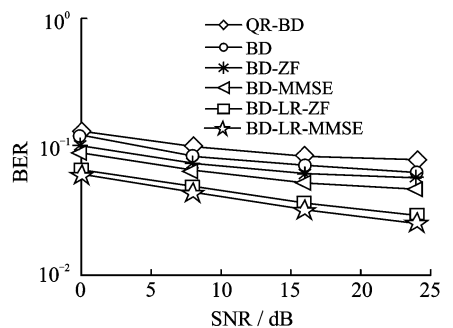


图4 MIMO 相关信道下各种算法的 BER
Fig. 4 BER of algorithms in correlation MIMO channels

(6):116-119.

Wu Yucheng, Liu Yang, Pan Yijin. A low complexity block diagonalization precoding algorithm for multiuser MIMO downlink systems[J]. Journal of Sichuan University:Engineering Science Edition, 2012, 44(6):116-119.

- [4] 陈波, 宋威. 多用户 MIMO 系统中的预编码技术研究[J]. 移动通信, 2010, 34(6):36-41.
Chen Bo, Song Wei. The precoding technique research in the MU-MIMO system[J]. Mobile Communications, 2010, 34(6):36-41.
- [5] 李瑛, 朱耀, 俞飞, 等. MIMO 系统预编码技术及其发展现状[J]. 信息工程大学学报, 2011, 12(3):314-317.
Li Ying, Zhu Yao, Yu Fei, et al. Precoding of multiple-input multiple-output system and its development status[J]. Journal of Information Engineering University, 2011, 12(3):314-317.
- [6] 陈培磊, 刘萍. 基于 BD 预编码和时分复用的 MIMO 广播传输方案[J]. 计算机科学, 2014, 41(S2):168-169, 186.
Chen Peilei, Liu Ping. MIMO broadcast transmission scheme based on BD precoding and TDM[J]. Computer Science, 2014, 41(S2):168-169, 186.
- [7] Choi L U, Murch R D. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(1):20-24.
- [8] 张德民, 唐元元, 李小文, 等. 基于空间复用的信号检测算法研究[J]. 电子技术应用, 2012, 38(6):100-103.
Zhang Demin, Tang Yuanyuan, Li Xiaowen, et al. Research on signal detection algorithms based on spatial multiplexing[J]. Application of Electronic Technology, 2012, 38(6):100-103.
- [9] 孙艳华, 王浩, 张延华. 格缩减辅助 MIMO 检测的非线性量化[J]. 北京邮电大学学报, 2010, 33(1):18-22.
Sun Yanhua, Wang Hao, Zhang Yanhua. Non-linear quantization for lattice reduction aided MIMO detection[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010, 33(1):18-22.
- [10] Gan Y H, Ling C, Mow W H. Complex lattice reduction algorithm for low-complexity full-diversity MIMO detection[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(7):2701-2710.
- [11] 冯兴乐, 李蔚, 孙瑞宁, 等. WCDMA 系统中的差分最小均方误差多用户检测算法[J]. 数据采集与处理, 2012, 27(3):273-278.
Feng Xingle, Li Wei, Sun Ruining, et al. Multiuser detection algorithm based on differential minimum mean square error criterion in WCDMA system[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2012, 27(3):273-278.
- [12] Wubben D, Seethaler D, Jalden J, et al. Lattice reduction[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3):70-91.
- [13] Wubben D, Bohnke R, Kuhn V, et al. Near-maximum-likelihood detection of MIMO systems using MMSE-based lattice reduction[C]//2004 IEEE International Conference. [S. l.]: IEEE, 2004:798-802.
- [14] Zhao K, Du S. Full-diversity approximated lattice reduction algorithm for low-complexity MIMO detection[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(6):1079-1082.
- [15] Khan M H A, Rajib M R U D, Lee M H. Low complexity lattice reduction aided precoding and detection for multiuser MIMO systems[C]//Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), 2013 Fifth International Conference on. [S. l.]:IEEE, 2013:310-315.
- [16] Ying H G, Wai H M. Complex lattice reduction algorithms for low-complexity MIMO detection[C]//Global Telecommunications Conference on. [S. l.]:IEEE, 2005:2957-2959.

作者简介:



李皎军(1965-),女,教授,硕士生导师,研究方向:信号及信息处理、多载波通信和弱信号检测, E-mail: cqjiao@163.com.



张婷(1987-),通信作者,女,硕士研究生,研究方向:信号获取与处理, E-mail: zthaiyang@163.com.



陶金(1991-),男,硕士研究生,研究方向:多输入多输出技术、小波包多载波通信和信噪比估计。



余景鹏(1990-),男,硕士研究生,研究方向:MIMO 技术、多载波通信。

