

## 多用户准正交空时分组码 MIMO 系统的下行链路预编码

曹颖鸿 殷福亮 陈喆

(大连理工大学电子与信息工程学院 大连 116024)

**摘要:** 该文针对采用准正交空时分组码的多用户多输入多输出(QSTBC-MU-MIMO)系统, 给出一种基于信漏噪声比(SLNR)准则的下行链路干扰抑制预编码方法。通过迭代优化, 该文方法可以改善原始 SLNR 方法中由于干扰用户增加所引起的系统性能下降问题, 增强了算法对系统用户数的鲁棒性。由于在优化目标中考虑了系统噪声, 该方法可通过恰当选取复比例因子来实现优化问题的简化求解。仿真结果验证了该文方法的有效性。

**关键词:** 准正交空时分组码; 预编码; 多用户; 多输入多输出; 下行链路

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)07-1560-05

## Downlink Precoding for Multi-user Quasi-orthogonal Space Time Block Coded MIMO System

Cao Ying-hong Yin Fu-liang Chen Zhe

(School of Electronic and Information Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

**Abstract:** In this paper, a downlink precoding scheme is proposed for the Quasi-orthogonal Space Time Block Coded Multi-User MIMO (QSTBC-MU-MIMO) system. Based on the SLNR (Signal-to-Leakage-Noise Ratio) maximization, this scheme minimizes the co-channel interference more efficiently by using an iterative optimization approach. It is robust to the number of users in the system. Furthermore, the influence of noise is taken into account, and thus a simple solution of the optimization problem can be achieved by choosing the complex scalars properly. Simulations demonstrate the effectiveness of the proposed scheme.

**Key words:** Quasi-orthogonal Space Time Block Code (QSTBC); Precoding; Multi-user; MIMO; Downlink

### 1 引言

空时分组码(STBC)作为无线通信系统中一种简单有效的发射分集技术, 近年来受到广泛关注。准正交空时分组码(QSTBC)形式灵活, 且可以在保证高分集增益的情况下实现高速率传输, 是一种有着良好应用前景的技术<sup>[1]</sup>。对于结合预编码技术的 QSTBC 系统, 已有的工作大多考虑的是单用户情况。然而在无线局域网、蜂窝无线通信系统等实际应用中, 考虑将 QSTBC 应用于多用户系统是很有必要的。

对基于空分多址的多用户下行链路而言, 设计能够有效抑制用户间干扰的预编码方案至关重要。常见的下行链路线性预编码方案可大体分为两类。一类是旨在完全消除用户间干扰的迫零(ZF)预编码方案<sup>[2]</sup>。该类方案可实现各用户的独立设计, 且设计简单, 但由于引入了对系统天线数目的约束, 其应用场合受到限制。另一类方案则允许存在一定的用户间干扰<sup>[3-5]</sup>。信干噪比(SINR)是这类方案中常用的设计准则, 该准则综合考虑了用户间干扰及有用

信号的功率, 因此是更为鲁棒的方法。然而该准则下所有用户的预编码矩阵必须联合优化, 这导致问题的直接求解非常困难, 无法获得设计结果的闭合表达式。文献[4,5]给出的信漏噪声比(Signal-to-Leakage-Noise Ratio, SLNR)准则巧妙地解决了这一问题, 实现了多个用户预编码矩阵联合优化问题的分解, 可获得各用户设计方案的闭合表达式, 从而可在不受系统天线数目约束的条件下独立地为各用户设计预编码矩阵。

本文针对 QSTBC-MU-MIMO 系统, 给出基于迭代优化的改进 SLNR 干扰抑制预编码方法。该方法在考察干扰信号功率时考虑了接收机最大比合并(MRC)操作的影响, 从而能有效地抑制系统中的共道干扰。此外, 由于在优化目标中考虑了系统噪声, 本文算法只需恰当选取复比例因子就可实现优化问题的简化求解。本文方法对系统用户数的鲁棒性强, 优化问题求解简洁。仿真结果验证了本文方法的有效性。

### 2 QSTBC-MU-MIMO 通信系统的信号模型

考虑 QSTBC-MU-MIMO 系统的下行链路, 基

站与  $K$  个移动用户进行通信, 其中基站端有  $N$  个发送天线, 移动用户  $k$  ( $k = 1, \dots, K$ ) 配有  $M_k$  个接收天线。考虑到系统中存在由 QSTBC 码字非正交性引入的用户各子数据流间的串扰, 本文在系统中引入了文献[6]给出的线性变换技术。该 QSTBC-MU-MIMO 系统框图如图 1 所示, 为简化表达, 图中省去了时间序号。令  $4 \times 1$  维矢量  $\mathbf{s}_i = [s_{i,1}, s_{i,2}, s_{i,3}, s_{i,4}]^T$  ( $i = 1, \dots, K$ ) 表示基站在一个 QSTBC 码字期间向用户  $i$  发送的信息符号, 这里  $(\cdot)^T$  表示转置运算。假设系统中采用的 QSTBC 为全速率 4 天线 ABBA 码<sup>[7]</sup>。基站向各移动用户传输的数据  $\mathbf{s}_i$  依次经线性变换, QSTBC 编码以及干扰抑制预编码等操作后, 利用同一频率、同一时隙并行传输。基站在一个 QSTBC 码字期间发出的信号为

$$\mathbf{X} = \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_k \mathbf{C}_k \quad (1)$$

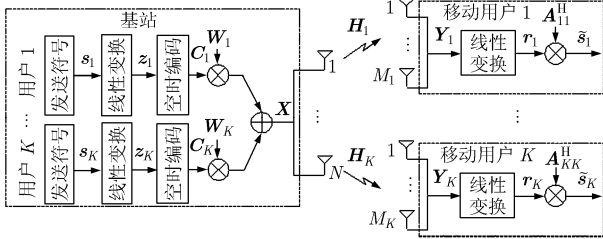


图 1 QSTBC-MU-MIMO 系统框图

其中  $N \times 4$  维  $\mathbf{W}_k$  为用户  $k$  的预编码矩阵。令  $(\cdot)^*$  表示共轭运算, 则 QSTBC 编码矩阵  $\mathbf{C}_k$  为

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} z_{k,1} & -z_{k,2}^* & z_{k,3} & -z_{k,4}^* \\ z_{k,2} & z_{k,1}^* & z_{k,4} & z_{k,3}^* \\ z_{k,3} & -z_{k,4}^* & z_{k,1} & -z_{k,2}^* \\ z_{k,4} & z_{k,3}^* & z_{k,2} & z_{k,1}^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

线性变换所得矢量  $\mathbf{z}_k = [z_{k,1}, z_{k,2}, z_{k,3}, z_{k,4}]^T = (1/\sqrt{2}) [s_{k,1} + s_{k,2}, s_{k,3} + s_{k,4}, s_{k,1} - s_{k,2}, s_{k,3} - s_{k,4}]^T$ 。

假设无线信道为准静态平坦衰落, 且至少在一个空时分组期间内(4 个符号周期)信道保持不变, 则移动用户  $i$  在一个 QSTBC 码字期间接收的信号  $\mathbf{Y}_i$  为

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{X} + \mathbf{V}_i = \mathbf{H}_i \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_k \mathbf{C}_k + \mathbf{V}_i \quad (3)$$

其中  $\mathbf{H}_i$  是基站与用户  $i$  间的  $M_i \times N$  维信道状态矩阵, 其组成元素是统计独立的复高斯随机变量, 且具有零均值和单位方差;  $\mathbf{V}_i$  为  $M_i \times 4$  维加性高斯白噪声(AWGN)矩阵, 其组成元素是均值为零、方差为  $\sigma_i^2$  的复高斯随机变量。这里假定各接收天线上的噪声方差相同, 则系统接收信号噪声功率为  $4M_i\sigma_i^2$ 。

为便于分析, 基于式(3)给出系统等效矢量模

型。令  $\mathbf{F}_{ik} = \mathbf{H}_i \mathbf{W}_k$ , 其元素为  $f_{ik}^{(m,t)}$ ,  $m = 1, \dots, M_i$ ,  $t = 1, 2, 3, 4$ 。则式(3)可简写为

$$\mathbf{Y}_i = \sum_{k=1}^K \mathbf{F}_{ik} \mathbf{C}_k + \mathbf{V}_i \quad (4)$$

令  $y_i^{(m,t)}$  表示  $\mathbf{Y}_i$  的第  $(m,t)$  个元素, 它是用户  $i$  的第  $m$  根接收天线在第  $t$  ( $t = 1, 2, 3, 4$ ) 编码时隙所接收到的信号。则通过展开 QSTBC 和线性变换结构, 可得到式(4)的等效矢量形式如下:

$$\mathbf{r}_i = \sum_{k=1}^K \mathbf{A}_{ik} \mathbf{s}_k + \mathbf{e}_i = \mathbf{A}_{ii} \mathbf{s}_i + \sum_{k=1, k \neq i}^K \mathbf{A}_{ik} \mathbf{s}_k + \mathbf{e}_i \quad (5)$$

其中  $4M_i \times 1$  维矢量  $\mathbf{r}_i \triangleq [y_i^{(1,1)}, y_i^{(1,2)*}, y_i^{(1,3)}, y_i^{(1,4)*}, \dots, y_i^{(M_i,1)}, y_i^{(M_i,2)*}, y_i^{(M_i,3)}, y_i^{(M_i,4)*}]^T$  是  $\mathbf{Y}_i$  的等效矢量形式; 矢量  $\mathbf{e}_i$  是噪声矩阵  $\mathbf{V}_i$  的等效矢量形式;  $4M_i \times 4$  维矩阵  $\mathbf{A}_{ik}$  的分块阵形式为

$$\mathbf{A}_{ik} = \left[ (\mathbf{A}_{ik}^1)^T \cdots (\mathbf{A}_{ik}^m)^T \cdots (\mathbf{A}_{ik}^{M_i})^T \right]^T \quad (6)$$

$$\text{式中 } \mathbf{A}_{ik}^m = \begin{bmatrix} a_{ik}^{(m,1)} & a_{ik}^{(m,2)} & a_{ik}^{(m,3)} & a_{ik}^{(m,4)} \\ a_{ik}^{(m,3)*} & a_{ik}^{(m,4)*} & -a_{ik}^{(m,1)*} & -a_{ik}^{(m,2)*} \\ a_{ik}^{(m,1)} & -a_{ik}^{(m,2)} & a_{ik}^{(m,3)} & -a_{ik}^{(m,4)} \\ a_{ik}^{(m,3)*} & -a_{ik}^{(m,4)*} & -a_{ik}^{(m,1)*} & a_{ik}^{(m,2)*} \end{bmatrix},$$

$$m = 1, \dots, M_i, \quad k = 1, \dots, K, \quad a_{ik}^{(m,1)} = f_{ik}^{(m,1)} + f_{ik}^{(m,3)}, \\ a_{ik}^{(m,2)} = f_{ik}^{(m,1)} - f_{ik}^{(m,3)}, \quad a_{ik}^{(m,3)} = f_{ik}^{(m,2)} + f_{ik}^{(m,4)}, \quad a_{ik}^{(m,4)} = f_{ik}^{(m,2)} - f_{ik}^{(m,4)}.$$

由  $\mathbf{A}_{ik}$  的结构可知

$$\mathbf{A}_{ik}^H \mathbf{A}_{ik} = \sum_{m=1}^{M_i} ((\mathbf{A}_{ik}^m)^H \mathbf{A}_{ik}^m) = \text{diag}(\alpha_{ik}^1, \alpha_{ik}^2, \alpha_{ik}^3, \alpha_{ik}^4) \quad (7)$$

$$\text{其中 } (\cdot)^H \text{ 表示共轭转置运算; } \alpha_{ik}^1 = \alpha_{ik}^3 = \sum_{m=1}^{M_i} (|f_{ik}^{(m,1)} + f_{ik}^{(m,3)}|^2 + |f_{ik}^{(m,2)} + f_{ik}^{(m,4)}|^2), \quad \alpha_{ik}^2 = \alpha_{ik}^4 = \sum_{m=1}^{M_i} (|f_{ik}^{(m,1)} - f_{ik}^{(m,3)}|^2 + |f_{ik}^{(m,2)} - f_{ik}^{(m,4)}|^2).$$

令  $\|\cdot\|_F$  表示矩阵的 Frobenius 范数, 则有

$$\|\mathbf{A}_{ki}\|_F^2 = \text{trace}(\mathbf{A}_{ki}^H \mathbf{A}_{ki}) = 4 \|\mathbf{H}_k \mathbf{W}_i\|_F^2 \quad (8)$$

### 3 基于 SLNR 准则的下行链路预编码矩阵设计

假设基站发送端已知各用户的信道状态信息  $\{\mathbf{H}_k\}_{k=1}^K$ , 且各移动用户接收端已知其自身的信道状态  $\mathbf{H}_k$ 。若移动用户接收端采用最大比合并(MRC)法估计发送的信息符号  $\mathbf{s}_i$ , 即

$$\hat{\mathbf{s}}_i \triangleq \mathbf{A}_{ii}^H \mathbf{r}_i = \mathbf{A}_{ii}^H \mathbf{A}_{ii} \mathbf{s}_i + \mathbf{A}_{ii}^H \sum_{k=1, k \neq i}^K \mathbf{A}_{ik} \mathbf{s}_k + \mathbf{A}_{ii}^H \mathbf{e}_i, \quad i = 1, \dots, K \quad (9)$$

则由于  $\mathbf{A}_{ii}$  满足式(7), 式(9)中一个空时分组内的耦合数据可分解为 4 个独立分支, 从而消除了空时分组码各子数据流之间的串扰(inter-stream interference), 实现了逐符号译码。

式(9)中,右端第2项为系统其他用户对用户*i*造成的共道干扰(CCI)。本文基于信漏噪声比(SLNR)最大化准则给出系统各用户下行链路干扰抑制预编码矩阵 $\{\mathbf{W}_i\}_{i=1}^K$ 的设计方案,即在给定系统各用户发射功率的条件下,设计 $\mathbf{W}_i = [\mathbf{w}_i^1 \ \mathbf{w}_i^2 \ \mathbf{w}_i^3 \ \mathbf{w}_i^4]$ 使其满足

$$\mathbf{W}_i^o = \arg \max_{\mathbf{w}_i \in \mathbb{C}^{N \times 4}} \text{SLNR}_i, \text{ s.t. } \|\mathbf{w}_i^t\|^2 = 1, t = 1, 2, 3, 4 \quad (10)$$

文献[4,5]给出的 SLNR 最大化预编码方法是以各用户接收信号为观测对象的。此时系统各用户的 SLNR 可写为广义 Rayleigh 商<sup>[8]</sup>形式,从而可通过求广义特征向量来获得预编码矩阵的最优解。然而在这种原始的 SLNR 方法下,系统性能随干扰用户增加而下降。为此本文针对 QSTBC-MU-MIMO 系统,给出改进的迭代优化 SLNR 预编码方法。该方法将接收机 MRC 操作的影响考虑到干扰信号功率中,从而更好地抑制多用户系统中的共道干扰(CCI)。

考虑 MRC 操作的影响,在信号模型式(9)中,用户*i*的功率泄漏可表示为 $\sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{A}_{kk}^H \mathbf{A}_{ki}\|_F^2$ ,则用户*i*的 SLNR 可表示为

$$\text{SLNR}_i = \frac{\|\mathbf{A}_{ii}\|_F^2}{4M_i\sigma_i^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{A}_{kk}^H \mathbf{A}_{ki}\|_F^2} \quad (11)$$

此时,基站只有已知干扰用户*k*的预编码矩阵 $\mathbf{W}_k$ ,才能由式(6)获取 $\mathbf{A}_{kk}$ ,进而依据式(10)优化求解用户*i*的预编码矩阵 $\mathbf{W}_i$ 。为此,在本文给出的改进 SLNR 预编码方法中采用迭代优化的方式,即利用第*l*-1次迭代的优化结果 $\mathbf{W}_k^{(l-1)}$ ( $k = 1, \dots, K$ )求取第*l*次迭代中的优化问题。

将由 $\mathbf{W}_k^{(l)}$ ( $k = 1, \dots, K$ )构造的 $\mathbf{A}_{kk}$ 记作 $\mathbf{A}_{kk}^{(l)}$ ,则在第*l*( $l > 1$ )次迭代中用户*i*的 SLNR 为

$$\text{SLNR}_i^{(l)} = \frac{\|\mathbf{A}_{ii}^{(l)}\|_F^2}{4M_i\sigma_i^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{A}_{kk}^{(l-1)H} \mathbf{A}_{ki}^{(l)}\|_F^2} \quad (12)$$

由于在每次迭代中对各用户预编码矩阵的优化求解是依次完成的,因此可及时地将新的优化结果引入优化目标函数中,即在第*l*次迭代求解用户*i*的优化问题时,可以充分利用已经求得的用户*k*( $k = 1, \dots, i-1$ )预编码矩阵优化解 $\mathbf{W}_k^{(l)}$ 。于是,式(12)进一步改写为

$$\text{SLNR}_i^{(l)} = \frac{\|\mathbf{A}_{ii}^{(l)}\|_F^2}{4M_i\sigma_i^2 + \sum_{k=1}^{i-1} \|\mathbf{A}_{kk}^{(l)H} \mathbf{A}_{ki}^{(l)}\|_F^2 + \sum_{k=i+1}^K \|\mathbf{A}_{kk}^{(l-1)H} \mathbf{A}_{ki}^{(l)}\|_F^2} \quad (13)$$

对于首次迭代( $l = 1$ ),可将用户*i*的 SLNR 写为 $\text{SLNR}_i^{(1)} =$

$$\frac{\|\mathbf{A}_{ii}^{(1)}\|_F^2}{4M_i\sigma_i^2 + \sum_{k=1}^{i-1} \|\mathbf{A}_{kk}^{(1)H} \mathbf{A}_{ki}^{(1)}\|_F^2 + \sum_{k=i+1}^K \|\mathbf{A}_{kk}^{(1)}\|_F^2} \quad (14)$$

为求解 SLNR 预编码算法的优化问题式(10),可将目标函数式(13)和式(14)的分母整理为正定二次型之和的形式,以便直接利用广义 Rayleigh 商的结论给出优化解。

考虑用户*k*( $k = 1, \dots, i-1$ )对用户*i*的干扰信号功率 $\|\mathbf{A}_{kk}^{(l)H} \mathbf{A}_{ki}^{(l)}\|_F^2$ 。若用户*k*的预编码矩阵列向量满足线性关系

$$\mathbf{w}_k^{t(l)} = \gamma_t \mathbf{w}_k^{o(l)}, \quad t = 1, 2, 3, 4 \quad (15)$$

则通过恰当选取复比例因子 $\gamma_t$ ,使其满足 $\text{Re}(\gamma_1^* \gamma_3 + \gamma_2^* \gamma_4) = 0$ 就可将 $\|\mathbf{A}_{kk}^{(l)H} \mathbf{A}_{ki}^{(l)}\|_F^2$ 表示为二次型之和的形式,即

$$\|\mathbf{A}_{kk}^{(l)H} \mathbf{A}_{ki}^{(l)}\|_F^2 = 64 \sum_{t=1}^4 \mathbf{w}_i^{t(l)H} \mathbf{R}_{kk}^{(l)} \mathbf{w}_i^{t(l)}, \quad \forall k \neq i \quad (16)$$

其中 $N \times N$ 维矩阵 $\mathbf{R}_{kk}^{(l)} = \tilde{\mathbf{h}}_{kk}^{(l)H} \tilde{\mathbf{h}}_{kk}^{(l)}$ 。这里 $\tilde{\mathbf{h}}_{kk}^{(l)} = \sum_{m=1}^{M_k} \mathbf{h}_{km}^* \mathbf{w}_k^{o(l)*} \mathbf{h}_{km}$ , $1 \times N$ 维矢量 $\mathbf{h}_{km}$ 表示基站与用户*k*第*m*根接收天线间的信道状态, $\mathbf{w}_k^{o(l)}$ 为第*l*次迭代中得到的用户*k*的最优广义特征矢量。式(16)的推导过程略。

在首次迭代中( $l = 1$ 时),以式(14)为目标函数依次求取各用户的预编码矩阵优化解。

首先,考察用户1的优化问题。此时目标函数式(14)退化为原始 SLNR 算法的目标函数。则由原始 SLNR 算法<sup>[4,5]</sup>,此时用户1预编码矩阵列向量优化解可写为式(15)的形式,且有 $\mathbf{w}_1^{o(1)} = \mathcal{P}(\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1, (1/4)M_1\sigma_1^2 \mathbf{I}_N + \tilde{\mathbf{H}}_1^H \tilde{\mathbf{H}}_1)$ , $\tilde{\mathbf{H}}_1 \triangleq [\mathbf{H}_2^H \dots \mathbf{H}_K^H]^H$ ,这里 $\mathcal{P}(\bullet)$ 表示矩阵最大特征值所对应的特征向量。

其次,若用户*k*( $k = 1, \dots, i-1$ )的预编码矩阵列向量满足线性关系式(15),且 $\gamma_t$ 的选取满足 $\text{Re}(\gamma_1^* \gamma_3 + \gamma_2^* \gamma_4) = 0$ ,则由式(8)和式(16)可将目标函数式(14)表示为

$$\text{SLNR}_i^{(1)} = \frac{\sum_{t=1}^4 \mathbf{w}_i^{t(1)H} \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{w}_i^{t(1)}}{\sum_{t=1}^4 \mathbf{w}_i^{t(1)H} \mathbf{P}_i^{(1)} \mathbf{w}_i^{t(1)}}$$

其中 $\mathbf{P}_i^{(1)} \triangleq \frac{1}{4} M_i \sigma_i^2 \mathbf{I}_N + 16 \sum_{k=1}^{i-1} \mathbf{R}_{kk}^{(1)} + \tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i$ , $\tilde{\mathbf{H}}_i \triangleq [\mathbf{H}_{i+1}^H \dots \mathbf{H}_K^H]^H$ 。此处矩阵 $\mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i$ 和 $\mathbf{P}_i^{(1)}$ 均为 $N \times N$ 维 Hermitian 矩阵,且 $\mathbf{P}_i^{(1)}$ 是正定矩阵。显然,SLNR<sub>*i*</sub><sup>(1)</sup>符合广义 Rayleigh 商定义,于是由广义 Rayleigh 商结论,首次迭代中用户*i*预编码矩阵列向量的最优解可写为式(15)的形式,且有 $\mathbf{w}_i^{o(1)} = \mathcal{P}(\mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i, \mathbf{P}_i^{(1)})$ , $\|\mathbf{w}_i^{o(1)}\|^2 = 1$ , $|\gamma_t|^2 = 1$ 。

综上, 当  $\gamma_t$  满足  $\text{Re}(\gamma_1^* \gamma_3 + \gamma_2^* \gamma_4) = 0$  时, 就可在首次迭代中直接利用广义 Rayleigh 商的结论来给出各用户的预编码矩阵优化解, 并且所得各用户的预编码矩阵列向量都满足线性关系式(15)。因此在进一步迭代优化中(即  $l > 1$  时), 由式(8)和式(16)可将目标函数式(13)表示为

$$\text{SLNR}_i^{(l)} = \frac{\sum_{t=1}^4 \mathbf{w}_i^{t(l)\text{H}} \mathbf{H}_i^{\text{H}} \mathbf{H}_i \mathbf{w}_i^{t(l)}}{\sum_{t=1}^4 \mathbf{w}_i^{t(l)\text{H}} \mathbf{Q}_i^{(l)} \mathbf{w}_i^{t(l)}} \quad (17)$$

其中  $\mathbf{Q}_i^{(l)} \triangleq \frac{1}{4} M_i \sigma_i^2 \mathbf{I}_N + 16 \sum_{k=1}^{i-1} \mathbf{R}_{kk}^{(l)} + 16 \sum_{k=i+1}^K \mathbf{R}_{kk}^{(l-1)}$ 。

显然,  $\mathbf{Q}_i^{(l)}$  为  $N \times N$  维正定 Hermitian 矩阵,  $\text{SLNR}_i^{(l)}$  仍符合广义 Rayleigh 商定义。则同样由广义 Rayleigh 商结论, 用户  $i$  ( $i = 1, \dots, K$ ) 在第  $l$  ( $l > 1$ ) 次迭代中预编码矩阵列向量的最优解也可写为式(15)的形式, 且有  $\mathbf{w}_i^{o(l)} = \mathcal{P}(\mathbf{H}_i^{\text{H}} \mathbf{H}_i, \mathbf{Q}_i^{(l)})$ ,  $\|\mathbf{w}_i^o\|^2 = 1$ ,  $|\gamma_t|^2 = 1$ 。

以上就是针对 QSTBC-MU-MIMO 系统给出的改进 SLNR 干扰抑制预编码算法。该算法的详细步骤如下。

令总的迭代次数为  $L$ ,  $i$  表示期望用户。

(1)  $l = 1$ ,  $i = 1, \dots, K$  用户  $i$  预编码矩阵优化解:  $\mathbf{w}_i^{t(1)} = \gamma_t \mathbf{w}_i^{o(1)}$ ,  $t = 1, 2, 3, 4$ 。其中:  $\mathbf{w}_i^{o(1)} = \mathcal{P}(\mathbf{H}_i^{\text{H}} \mathbf{H}_i, \mathbf{P}_i^{(1)})$ ;  $\mathbf{P}_i^{(1)} = \frac{1}{4} M_i \sigma_i^2 \mathbf{I}_N + 16 \sum_{k=1}^{i-1} \mathbf{R}_{kk}^{(1)} + \sum_{k=i+1}^K \mathbf{H}_i^{\text{H}} \mathbf{H}_i$ 。

(2)  $l = l + 1$ ,  $i = 1, \dots, K$  用户  $i$  的预编码矩阵优化解  $\mathbf{w}_i^{t(l)} = \gamma_t \mathbf{w}_i^{o(l)}$ ,  $t = 1, 2, 3, 4$ 。其中:  $\mathbf{w}_i^{o(l)} = \mathcal{P}(\mathbf{H}_i^{\text{H}} \mathbf{H}_i, \mathbf{Q}_i^{(l)})$ ;  $\mathbf{Q}_i^{(l)} = \frac{1}{4} M_i \sigma_i^2 \mathbf{I}_N + 16 \sum_{k=1}^{i-1} \mathbf{R}_{kk}^{(l)} + 16 \sum_{k=i+1}^K \mathbf{R}_{kk}^{(l-1)}$ 。

(3) if  $l < L$  goto (2)

本文算法借助于迭代优化的方法, 可以更有效地抑制多用户系统中的共道干扰。在求解优化问题时, 该方法通过恰当选取复比例因子  $\gamma_t$  来保证算法中的干扰信号功率可整理为矩阵二次型的表达形式, 同时通过引入算法优化目标中的系统噪声项, 确保了 SLNR 表达式中分母二次型矩阵的正定性。正是基于这两点, 本文算法实现了系统优化问题的简化求解, 即只需直接利用广义 Rayleigh 商结论, 就可得到 SLNR 准则下干扰抑制预编码矩阵的最优解。

## 4 仿真结果

为验证本文方法的有效性, 在不同信噪比和天线配置下给出仿真实验结果。用  $(N, M_1, \dots, M_K)$  表示一个由  $K$  个用户和一个基站组成的多用户 MIMO 系统, 其中基站配有  $N$  个发送天线, 移动用户  $k$  ( $k = 1, \dots, K$ ) 配有  $M_k$  个接收天线。仿真中, 基站

端发送符号采用 QPSK 调制方式, 且假定比特能量为 1。假定多用户 MIMO 系统信道为准静态平坦衰落, 信道矩阵的各元素相互独立且服从均值为零, 方差为 1 的复高斯分布。在接收端, AWGN 矩阵  $\mathbf{V}_i$  的各列相互独立, 即  $\mathbf{V}_i$  各列的协方差矩阵为  $\sigma_i^2 \mathbf{I}_{M_i}$ , 其方差随信噪比而改变。假定信道是准静态的, 仿真中每 100 个符号使用同一信道矩阵, 在不同周期之间信道完全独立。用 10000 组不同信道实现来获得误比特率。

在单用户波束形成, ZF 预编码<sup>[2]</sup>, SLNR 预编码方案以及改进 SLNR 方案下, QSTBC-MU-MIMO 系统的 BER 性能曲线如图 2 所示。由图 2 可以看出: (1) 常规的单用户预处理方案在多用户情况下不再有效; (2) 当系统天线数满足约束条件时, 即 (12, 4, 4, 4) 系统中, ZF 预编码方案可取得较好的性能。但在 (12, 4, 4, 4, 4) 系统中, 由于系统用户数的增加使得系统天线数不再满足约束条件, 采用 ZF 方案的系统性能急剧恶化, 无法正常工作; (3) 基于 SLNR 准则的预编码方案在 (12, 4, 4, 4) 和 (12, 4, 4, 4, 4) 系统中均取得了良好的性能, 不受系统天线数的约束; (4) 改进的 SLNR 方案下, 采用 5 次迭代时, (12, 4, 4, 4) 和 (12, 4, 4, 4, 4) 系统性能进一步得到提高, 并明显优于其他方法。

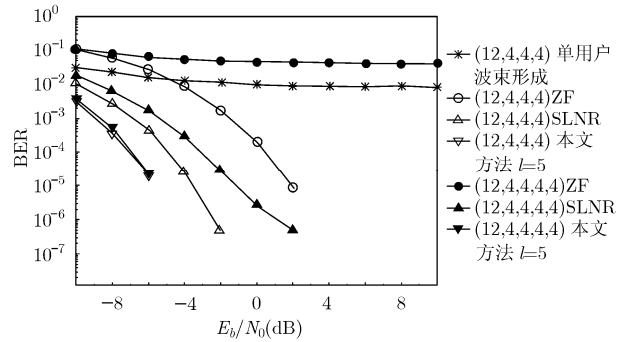


图 2 (12, 4, 4, 4) 和 (12, 4, 4, 4, 4) QSTBC-MU-MIMO 系统在不同方案下的 BER 比较

在 (6, 3, 3, 3, 3) 系统中, 采用不同迭代次数时, 改进方案与 SLNR 方案的平均 BER 性能比较如图 3 所示。由图 3 可以看出: (1) 随着系统用户数的进一步增加, 原有的 SLNR 设计方案失效, 系统性能退化; (2) 改进的 SLNR 方案借助于迭代优化的方法, 可以更好地抑制系统中的共道干扰, 增强了算法对系统用户数的鲁棒性, 改善了系统性能, 保证系统正常工作; (3) 随着迭代次数的增加, 改进的 SLNR 方案性能不断提高, 当迭代次数在 5 次左右时, 系统的 BER 性能已非常优秀。

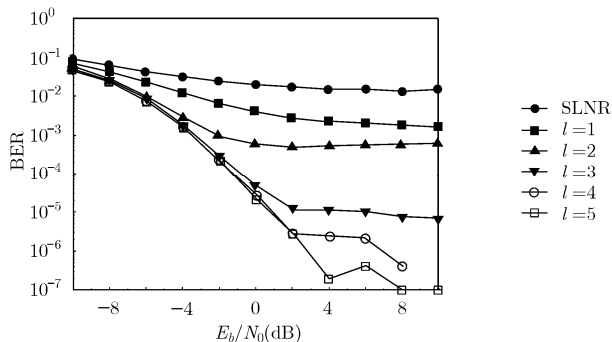


图3 SLNR方案与不同迭代次数的改进SLNR方案的平均BER性能

在(6,3,3,3,3)系统中,分别采用1次迭代和5次迭代的改进SLNR方案时,系统各用户的BER性能曲线如图4所示。由图4可以看出,通过多次迭代,系统中各用户的BER趋于相同,可见算法对系统各用户的共道干扰抑制作用是相同的。

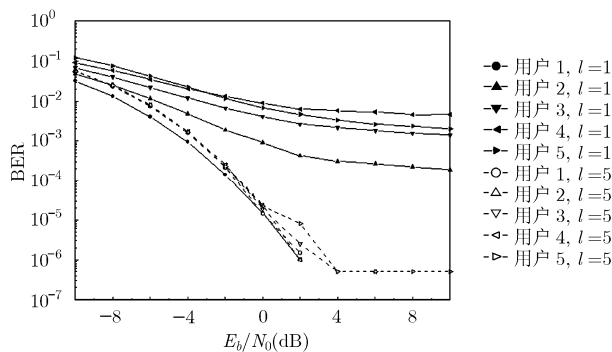


图4 1次迭代和5次迭代的改进SLNR方案下各用户BER性能

## 5 结论

本文针对准正交空时分组码多用户多输入多输出(QSTBC-MU-MIMO)系统,给出了基于SLNR准则的下行链路干扰抑制预编码方法。该方法以接收机输出信号为观测对象,借助于迭代优化的方法来有效地抑制多用户系统中的共道干扰,从而改善了原始SLNR方法中干扰用户增加引起系统性能下降的问题。由于在优化目标中考虑了系统噪声,本文方法通过适当选取复比例因子实现了优化问题的

简化求解。本文方法对系统用户数的鲁棒性强,优化问题求解简洁。仿真实验结果表明,该方法可明显提高系统性能。

## 参考文献

- [1] Badic B, Rupp M, and Weinrichter H. Quasi-orthogonal space-time block codes: approaching optimality [C]. Proceedings of the 13th European Signal Processing Conference, Antalya, Turkey, Sept. 2005: 1-8.
- [2] Chen R, Andrews J G, and Heath R W. Multiuser space-time block coded MIMO system with downlink precoding [C]. IEEE International Conference on Communications 2004, Paris, France, June 2004: 2689-2693.
- [3] Schubert M and Boche H. Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004, 53(1): 18-28.
- [4] Tarighat A, Sadek M, and Sayed A H. A multi-user beamforming scheme for downlink MIMO channels based on maximizing signal-to-leakage ratios [C]. ICASSP '05, Pennsylvania, USA, March 2005: iii/1129-iii/1132.
- [5] Sadek M, Tarighat A, and Sayed A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(5): 1711-1721.
- [6] Tran T A and Sesay A B. Quasi-orthogonal STBCs with embedded linear processing at the receiver [C]. IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing 2003, Victoria, BC, Canada, Aug. 2003: 376-379.
- [7] Tirkkonen O, Boariu A, and Hottinen A. Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas [C]. ISSSTA 2000, New Jersey, Sept. 2000: 429-432.
- [8] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 540-541.

曹颖鸿: 女, 1979年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理、语音处理。

殷福亮: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为语音处理、图像处理、阵列信号处理和宽带无线通信技术。

陈喆: 男, 1975年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为语音处理、阵列信号处理和宽带无线通信技术。