

MIMO 干扰信道中基于非线性预编码的收发机设计

王 炜, 徐凌泽, 周语宁, 潘 鹏

(杭州电子科技大学 通信工程学院, 杭州 310018)

摘 要: 针对多输入多输出(MIMO)干扰信道中存在的收发机间和数据流间的共信道干扰, 提出一种基于非线性 Tomlinson-Harashima 预编码的收发机联合设计方法。以最小化系统总均方误差为目标函数, 通过交替迭代寻找局部最优解, 从而得到接收矩阵、发射预编码矩阵和反馈矩阵。仿真结果表明, 该方法能够有效抑制 MIMO 干扰信道中的共信道干扰, 尤其是在发射机发送满数据流时, 具有比线性收发机联合设计方法更优的差错性能。

关键词: 多输入多输出干扰信道; 非线性预编码; 收发机联合设计; 迭代优化; 总均方误差; 满数据流

中文引用格式: 王 炜, 徐凌泽, 周语宁, 等. MIMO 干扰信道中基于非线性预编码的收发机设计[J]. 计算机工程, 2018, 44(10):136-140.

英文引用格式: WANG Wei, XU Lingze, ZHOU Yuning, et al. Transceiver design based on nonlinear precoding in MIMO interference channel[J]. Computer Engineering, 2018, 44(10):136-140.

Transceiver Design Based on Nonlinear Precoding in MIMO Interference Channel

WANG Wei, XU Lingze, ZHOU Yuning, PAN Peng

(School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

【Abstract】 Aiming at the co-channel interference between transceivers and data streams in Multi-Input Multiple-Output (MIMO) interference channel, a joint nonlinear Tomlinson-Harashima Precoding (THP) transceiver design method is proposed to minimize the total Mean Square Error (MSE), and the local optimal solution is found by alternating iterations to obtain the receiver matrix, the transmit precoding matrix and the feedback matrix. Simulation results show that the proposed method can effectively suppress the co-channel interference in the MIMO interference channel, especially when the transmitter sends a full data stream, it can obtain better error performance than the joint linear transceiver design method.

【Key words】 Multi-Input Multiple-Output (MIMO) interference channel; nonlinear precoding; transceiver joint design; iterative optimization; total Mean Square Error (MSE); full data stream

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0048280

0 概述

多输入多输出(Multi-Input Multiple-Output, MIMO)技术能够有效提升无线通信系统的频谱效率和链路可靠性, 得到了学术界和工业界的广泛关注。同频组网则是在第四代移动通信标准化过程中所提出的概念, 然而在提升频谱效率的同时, 也将导致小区间的共信道干扰, 并对小区边缘用户的服务质量产生恶劣影响^[1]。对于上述场景, 一般可将其抽象为 MIMO 干扰信道模型, 并以此研究如何消除共信道干扰。

在 MIMO^[2]中, 正交空时分组码是一个主要的编码方式, 具有最大码率与最小延迟的优点。文献[3]给出了一类正交空时分组码最小延迟公开猜想的反例; 文献[4]提出通过适当降低码率从而降低

延迟的思想来构造正交空时分组码, 并给出具体的构造方法; 文献[5]提出了一个平衡正交空时分组码最小延迟的猜想。

在 MIMO 干扰信道^[6]中, 包含了 K 对配置多天线的收发信机, 每个多天线发射机仅与其对应的多天线接收机进行通信, 并且每个接收机只关心从所对应的发射机发送来的信号, 而将其他信号视为干扰信号^[7]。为了消除这 K 对收发机的相互干扰, 一个基本思想是利用多天线所带来的空间自由度, 对共信道干扰提前进行抑制或消除。对于 MIMO 干扰信道, 干扰对齐技术目前被广泛应用于 MIMO 干扰信道的干扰抑制中^[8-9]。一般来说, 干扰对齐技术通过将共信道干扰对齐到同一个信号子空间, 并使期望信号与该子空间正交, 从而消除

基金项目: 国家自然科学基金(61401130)。

作者简介: 王 炜(1993—), 男, 硕士研究生, 主研方向为 MIMO 预编码; 徐凌泽、周语宁, 本科生; 潘 鹏, 副教授。

收稿日期: 2017-08-08 **修回日期:** 2017-10-18 **E-mail:** panpeng@hdu.edu.cn

干扰。然而,干扰对齐技术往往只考虑对干扰的处理,而忽略了信号本身和噪声的影响,导致中低信噪比区域系统性能的损失^[10]。基于此,不少文献提出了基于收发机联合设计的 MIMO 干扰信道干扰抑制技术。例如:文献[11]提到了基于最大化最小信干噪比准则的预编码矩阵设计方法;文献[12]以最大化权值总速率为优化目标,提出了线性收发机设计方法;文献[10]提出了基于最小化总均方误差和最小化每个用户的均方误差这 2 个准则来设计收发机处理矩阵,但是该方法在发射满数据流时,性能会变得较差。

目前大部分关于 MIMO 干扰信道的收发机联合设计算法主要考虑线性的处理方法,而对于非线性的收发机联合设计方法研究较少。文献[13]提出了有界信道误差的 Tomlinson-Harashima 预编码 (Tomlinson-Harashima Precoding, THP) 收发机设计,通过把问题转为半正定规划问题,给出最优的收发处理矩阵。但是,该方法的解需要利用计算机搜索获得,并没有给出显式的收发矩阵表示。为此,本文提出一种基于 THP 的最小化接收信号总均方误差的收发机联合设计方法。

1 系统模型

本文所研究的 K 个用户 MIMO 干扰信道系统模型如图 1 所示。该系统共有 K 对收发机,其中,接收机 $k(k=1,2,\dots,K)$ 只接收来自发射机 k 的信号,而把来自于其他发射机的信号看成干扰。考虑每个发射机配置有 N_t 根发射天线,接收机有 N_r 根接收天线,每个发射机能同时发送的数据流个数为 N_k ,且有 $N_k \leq \min(N_t, N_r)$ 。因此,在该系统中,除了 K 对收发信机间存在共信道干扰,同一对收发信机的不同数据流间也存在共信道干扰。

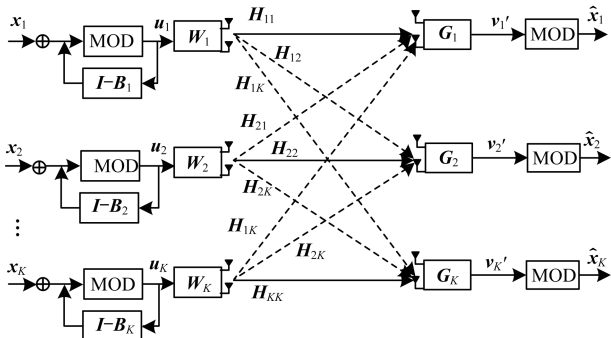


图 1 MIMO 干扰信道中的 THP 收发机模型

为了抑制收发机间以及数据流间的干扰,本文考虑在发射机端采用非线性的 THP 预编码^[14],并以最小化系统总均方误差为优化目标,使得在 N_k 较大的情况下(例如 $N_k = N_t = N_r$),仍能取得较好的差错性能。假设第 k 个用户的输入数据流为 $\mathbf{x}_k = [x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kN_k}]^T \in \mathbb{C}^{N_k \times 1}$, THP 预编码器通过反馈

矩阵 \mathbf{B}_k 和取模操作 $MOD_m(\cdot)$ 实现流间干扰的连续消除操作。其中,反馈矩阵 $\mathbf{B}_k \in \mathbb{C}^{N_k \times N_k}$ 是对角线元素均为 1 的下三角矩阵, $MOD_m(\cdot)$ 为取模操作,可以表示为 $MOD_m(u) = u - 2\sqrt{m} \lfloor (u + \sqrt{m}) / (2\sqrt{m}) \rfloor$, 参数 m 表示 QAM 调制的调制阶数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。为了便于分析,将发射机端的非线性取模操作等效为如图 2 下半部分所示的线性操作,此时相当于在原始数据矢量上加上一个扰动矢量 $\mathbf{d}_k \in \mathbb{C}^{N_k \times 1}$, 也即 $\mathbf{v}_k = \mathbf{x}_k + \mathbf{d}_k$ 。信号矢量经过取模操作后可表示为 \mathbf{u}_k , 则第 k 个用户的第 n 个子流的信号可以表示为^[15]:

$$u_{k,n} = x_{k,n} + d_{k,n} - \sum_{j=1}^{n-1} b_{k,ij} x_{j,n}, n=1,2,\dots,N_k \quad (1)$$

其中, $d_{k,n} \in \{2\sqrt{m}(p_i + jp_Q) \mid p_i, p_Q \in \mathbb{Z}\}$, $u_{k,n}$ 为 \mathbf{u}_k 的第 n 个元素, $b_{k,ij}$ 表示位于矩阵 \mathbf{B}_k 第 i 行和第 j 列的元素。根据图 2 所示,可以得到 $\mathbf{u}_k = \mathbf{B}_k^{-1} \mathbf{v}_k$ 。

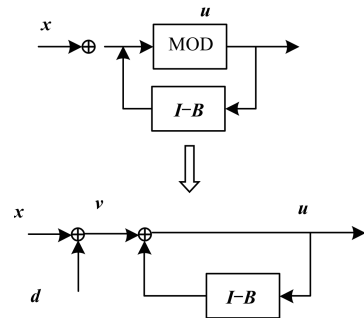


图 2 非线性取模操作的线性等效模型

在接收端,第 k 个接收机获得的信号可以表示为:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{u}_j + \mathbf{n}_k, k=1,2,\dots,K \quad (2)$$

其中, $\mathbf{y}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 表示第 k 个接收机接收到的信号矢量。 $\mathbf{H}_{j,k} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 表示第 j 个发射机到第 k 个接收机的信道矩阵,其元素为独立同分布的零均值高斯变量。 $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times N_k}$ 为第 k 个发射机的发射矩阵,并且有发送功率限制 $\text{tr}(\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H) \leq P_k$, P_k 表示第 k 个发送机发送的最大功率。 $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为复高斯白噪声,即 $\mathbf{n}_k \in \mathcal{CN}(0, \delta_k^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 。

接收机在获得 \mathbf{y}_k 后,采用接收滤波矩阵 $\mathbf{G}_k \in \mathbb{C}^{N_k \times N_r}$ 对接收信号进行处理以抑制共信道干扰,提高接收信号的信干噪比,从而可得:

$$\mathbf{v}_k' = \mathbf{G}_k \mathbf{y}_k = \mathbf{G}_k (\mathbf{H}_{k,k} \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{u}_j + \mathbf{n}_k), k=1,2,\dots,K \quad (3)$$

最后,通过对 \mathbf{v}_k' 取模运算获得关于发送数据的估计 $\hat{\mathbf{x}}_k$ 。

2 基于 MSE 的 THP 收发机联合设计

根据图 1 所示的系统模型可知,为了实现共信道干扰的消除,需要对收发两端的反馈矩阵、发射矩阵和接收滤波矩阵进行联合设计优化,即在某种目标函数下,联合设计矩阵 \mathbf{B}_k 、 \mathbf{W}_k 和 \mathbf{G}_k ($k = 1, 2, \dots, K$),使得系统性能达到最佳。

为了简便起见,分析过程将忽略 THP 预编码所带入的信号成形损耗;同时,考虑发射机能够进行协作,且共享信道信息,即全局信道状态信息在发射端是完整已知的。在上述条件下,以最小化系统总均方误差(Mean Square Error, MSE)为原则设计接收矩阵 \mathbf{G}_k 、发射矩阵 \mathbf{W}_k 和反馈矩阵 \mathbf{B}_k 。

对于第 k 个用户的均方误差,可定义为:

$$r_k = E \|\mathbf{v}_k' - \mathbf{v}_k\|^2 \quad (4)$$

将式(3)及 $\mathbf{u}_k = \mathbf{B}_k^{-1} \mathbf{v}_k$ 代入式(4),可得:

$$r_k = E \|\mathbf{G}_k (\mathbf{H}_{k,k} \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{u}_j + \mathbf{n}_k) - \mathbf{B}_k \mathbf{u}_k\|^2 \quad (5)$$

数据与噪声可以认为相互独立,即 $E\{\mathbf{u}_k \mathbf{n}_i^H\} = \mathbf{0}$, $\forall k, i \in \{1, 2, \dots, K\}$,同时,不同用户间的数据也可以认为相互独立,因此有 $E\{\mathbf{u}_k \mathbf{u}_i^H\} = \mathbf{0}$, $\forall k \neq i$,且满足归一化条件 $E\{\mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H\} = \mathbf{I}_{N_k}$, \mathbf{I} 为单位矩阵。根据上述假设,式(5)可进一步写成:

$$r_k = \text{tr}(\mathbf{G}_k \sum_{j=1}^K (\mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{W}_j^H \mathbf{H}_{j,k}^H) \mathbf{G}_k^H) + \text{tr}(\mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H \delta_k^2 + \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H - \mathbf{G}_k \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{W}_k \mathbf{B}_k^H - \mathbf{B}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{G}_k^H) \quad (6)$$

因此,若以系统总 MSE 最小化为优化目标,则本文的优化问题可以规划为:

$$\min \sum_{k=1}^K r_k \text{tr}(\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H) \leq P_k \quad (7)$$

$$\mathbf{D}_i (\mathbf{I}_{N_k} - \mathbf{B}_k) \mathbf{e}_i = \mathbf{0}_{i \times 1}, i = 1, 2, \dots, N_k$$

其中, $\mathbf{D}_i = [\mathbf{I}_i \quad \mathbf{0}_{i \times (N_k - i)}]$, 且 \mathbf{e}_i 为 \mathbf{I}_{N_k} 的第 i 列。

式(7)是一个非凸问题,并且难以获得全局最优。因此,本节提出一种迭代算法来解决该问题,即对于所有的 $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ 以交替的方式分别优化 \mathbf{G}_k 、 \mathbf{W}_k 和 \mathbf{B}_k 。为此通过 3 个步骤来解决:在每次迭代中,首先固定发射矩阵 \mathbf{W}_k 和反馈矩阵 \mathbf{B}_k 来优化 \mathbf{G}_k ;接着通过使用已获得的接收矩阵 \mathbf{G}_k 和反馈矩阵 \mathbf{B}_k 来优化发射矩阵 \mathbf{W}_k ;最后基于上述 2 个步骤得到的 \mathbf{G}_k 和 \mathbf{W}_k 来优化反馈矩阵 \mathbf{B}_k 。下面将对上述步骤进行详细说明。

在给定发射矩阵 \mathbf{W}_k 和反馈矩阵 \mathbf{B}_k 后,为了使系统总 MSE 最小,第 k 个接收机的接收矩阵 \mathbf{G}_k 应满足如下条件:

$$\frac{\partial \sum_{k=1}^K r_k}{\partial \mathbf{G}_k} = 0 \quad (8)$$

将式(6)带入式(8),经过化简后,在给定 \mathbf{W}_k 和 \mathbf{B}_k 条件下,使系统总 MSE 最小的接收矩阵 \mathbf{G}_k 可以表示为^[16]:

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H (\sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{W}_j^H \mathbf{H}_{j,k}^H + \delta_k^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \quad (9)$$

接下来考虑发射矩阵 \mathbf{W}_k 的获取。在给定 \mathbf{G}_k 和 \mathbf{B}_k 后,为使系统总 MSE 最小,发射矩阵 \mathbf{W}_k 可以通过求解式(7)获得。考虑到式(7)中的功率限制,可以使用拉格朗日乘数法来求解该问题。拉格朗日函数可表示为:

$$L = \sum_{k=1}^K r_k + \sum_{k=1}^K \lambda_k (\text{tr}(\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H) - P_k) \quad (10)$$

其中, $\lambda_k \geq 0$ 为拉格朗日乘子。通过使 $\frac{\partial L}{\partial \mathbf{W}_k} = 0$, 能够获得使系统总 MSE 最小的 \mathbf{W}_k 为:

$$\mathbf{W}_k = (\sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{G}_j^H \mathbf{G}_j \mathbf{H}_{k,j} + \lambda_k \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{B}_k \quad (11)$$

其中,松弛条件为:

$$\lambda_k (\text{tr}(\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H) - P_k) = 0, k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (12)$$

为了获取 λ_k , 首先令 $\mathbf{T}_k = \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{G}_j^H \mathbf{G}_j \mathbf{H}_{k,j}$, 并对 \mathbf{T}_k 进行 SVD 分解,得到 $\mathbf{T}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{U}_k^H$, 然后将其带入 $\text{tr}(\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H)$ 有:

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H) &= \text{tr}((\sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{G}_j^H \mathbf{G}_j \mathbf{H}_{k,j} + \lambda_k \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{B}_k \times \\ &\quad \mathbf{B}_k^H \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k (\sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{G}_j^H \mathbf{G}_j \mathbf{H}_{k,j} + \lambda_k \mathbf{I}_{N_t})^{-1}) = \\ &= \text{tr}((\mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{U}_k^H + \lambda_k \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{B}_k \times \\ &\quad \mathbf{B}_k^H \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k (\mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{U}_k^H + \lambda_k \mathbf{I}_{N_t})^{-1}) = \\ &= \text{tr}((\mathbf{\Sigma}_k + \lambda_k \mathbf{I}_{N_t})^{-2} \mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{B}_k^H \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{U}_k) = \\ &= \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\mathbf{A}_k^{[ii]}}{(\lambda_k + \mathbf{\Sigma}_k^{[ii]})^2} = P_k \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{A}_k = \mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{U}_k$, $\mathbf{A}_k^{[ii]}$ 表示矩阵 \mathbf{A}_k 第 i 行第 i 列的元素, $\mathbf{\Sigma}_k^{[ii]}$ 表示矩阵 $\mathbf{\Sigma}_k$ 第 i 行第 i 列的元素。因此,拉格朗日乘子 λ_k ($k = 1, 2, \dots, K$) 可以通过二分法得到且为非负的实数。如果拉格朗日乘子 λ_k ($k = 1, 2, \dots, K$) 不存在,则令拉格朗日乘子为 0。

考虑反馈矩阵 \mathbf{B}_k 的设计。首先,将如式(9)所示的第 k 个接收机的接收矩阵 \mathbf{G}_k 代入式(6)所示的 r_k 中,化简可得:

$$\begin{aligned} r_k &= \text{tr}(\mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H - \mathbf{B}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \times (\sum_{j=1}^K (\mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{W}_j^H \mathbf{H}_{j,k}^H) + \\ &\quad \delta_k^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{W}_k \mathbf{B}_k^H) = \text{tr}(\mathbf{B}_k (\mathbf{I}_{N_s} - \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \times \\ &\quad (\sum_{j=1}^K (\mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{W}_j^H \mathbf{H}_{j,k}^H) + \delta_k^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{W}_k) \mathbf{B}_k^H) = \\ &= \text{tr}(\mathbf{B}_k (\mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \times (\sum_{j=1, j \neq k}^K (\mathbf{H}_{j,k} \mathbf{W}_j \mathbf{W}_j^H \mathbf{H}_{j,k}^H) + \\ &\quad \delta_k^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{W}_k) \mathbf{B}_k^H) \end{aligned} \quad (14)$$

其中,第 2 个等号利用了矩阵求逆定理。为了最小

化系统总 MSE,在给定 G_k 和 W_k 下,可以分别使得所有 r_k 最小化,从而使得总 MSE 最小化。此外, B_k 需要满足对角线元素为 1 的下三角矩阵。因此,对于第 k 个用户的最优 B_k 可以表示为^[15]:

$$B_{k,opt} = D_k F_k^{-1} \quad (15)$$

其中:

$$F_k F_k^H = (I_{N_s} + W_k^H H_{k,k}^H \times (\sum_{j=1, j \neq k}^K H_{j,k} W_j W_j^H H_{j,k}^H + \delta_k^2 I_{N_r})^{-1} H_{k,k} W_k) \quad (16)$$

为 Cholesky 分解。 F_k 为下三角矩阵, D_k 为对角矩阵,并使得 B_k 对角线元素为 1,因此有:

$$D_k = \text{diag}[F_k^{[1,1]}, F_k^{[2,2]}, \dots, F_k^{[N_k, N_k]}] \quad (17)$$

其中, $F_k^{[l,l]}$ 表示矩阵 F_k 的第 l 个对角线元素。

从上述获取 G_k 、 W_k 和 B_k 的表达式可以看到,需要所有的发射机进行协作,并共享信道状态信息。最后,本文所提出的算法可以归纳为如下所示的流程。

步骤 1 设定 $n = 0$ (n 为迭代次数),初始化 $W_k(0)$,并且满足功率限制要求和 $B_k(0)$ 。

步骤 2 $n \rightarrow n + 1$,更新 $G_k(n + 1)$:

$$G_k(n + 1) = B_k(n) W_k(n) H_{k,k}^H \times (\sum_{j=1}^K H_{j,k} W_j(n) W_j^H(n) H_{j,k}^H + \delta_k^2 I_{N_r})^{-1}$$

步骤 3 计算 $\lambda_k(n + 1)$ 更新 $W_k(n + 1)$:

$$W_k(n + 1) = (\sum_{j=1}^K H_{k,j}^H G_j(n + 1) G_j(n + 1) H_{k,j} + \lambda_k I_{N_t})^{-1} \times H_{k,k}^H G_k(n + 1) B_k(n)$$

步骤 4 更新反馈矩阵 $B_k(n + 1)$:

$$B_k(n + 1) = D_k(n + 1) F_k^{-1}(n + 1)$$

步骤 5 重复步骤 2 ~ 步骤 4 直到满足收敛条件。

3 仿真结果与分析

利用 Matlab 仿真验证算法的性能。在仿真中,假设每个发射机有相同的功率限制,即 $P_1 = P_2 = \dots = P_K = P$,所有的接收机都有相同的噪声功率,则信噪比为 $r_{SNR} = P/\delta^2$ 。使用 (K, N_t, N_r, N_k) 表示 K 个用户 MIMO 干扰信道系统,其中,每个发射机有 N_t 根发射天线,接收机有 N_r 根接收天线,每个用户发送 N_k 个数据流。 $N_k \leq \min(N_t, N_r)$ 使其满足空间自由度要求。在如下仿真结果中,如没有特别声明,采用 4QAM 调制。

图 3 和图 4 给出了所提非线性收发机设计算法在不同的 (K, N_t, N_r, N_k) 下的收敛性能,其中,信噪比为 20 dB。从图 3 和图 4 可得,不管发送数据是否是满流发送,算法均可在 5 次左右到达收敛。从图 4 中可观察到,在 $(3, 4, 4, 2)$ 情况下,所提算法的收敛速度和线性算法的收敛速度一致,但是迭代次数比较多时,所提算法的性能要略优于文献[10]算法的性能。

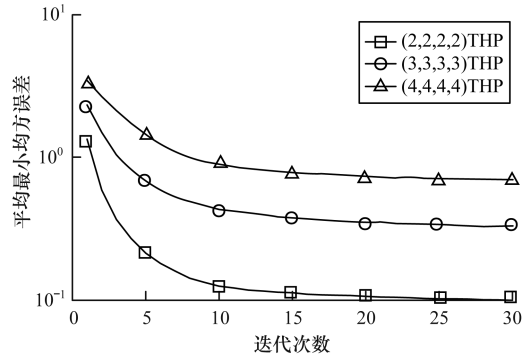


图 3 不同参数下算法的收敛性能

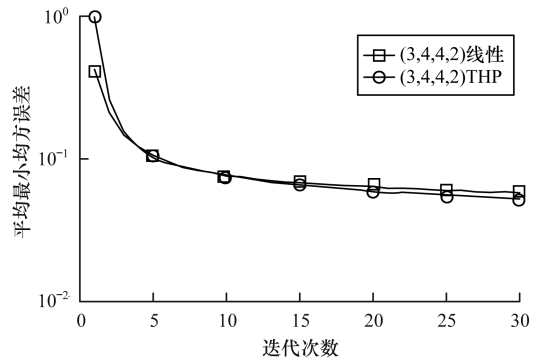


图 4 2 种算法的收敛性能比较

图 5 显示了线性收发机和 THP 收发机在不同 (K, N_t, N_r, N_k) 下的平均误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能比较。分别取了 $(2, 2, 2, 2)$ 、 $(3, 3, 3, 3)$ 、 $(4, 4, 4, 4)$ 3 种情况,每个发射机均是满数据流发送。从图 5 可得,在满数据流的情况下,所提出的基于 THP 的方法相较于线性的方法性能有较大提高,线性方法不能很好地消除流间干扰,而所提出的方法能很好地减小流间干扰。

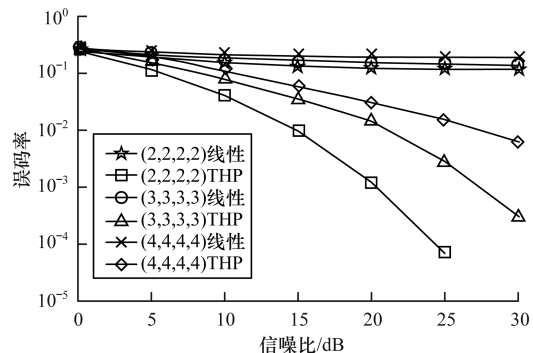


图 5 不同系统参数下的差错性能比较

图 6 和图 7 分别显示了在 4QAM 和 16QAM 调制下,线性收发机和 THP 收发机在 $(3, 4, 4, 2)$ 下的 BER 性能比较。从图 6 可得,在高信噪比下,线性预编码会出现差错平台。对比图 6 和图 7 可得,在高阶调制下,两者性能的差异小于低阶调制的情况。

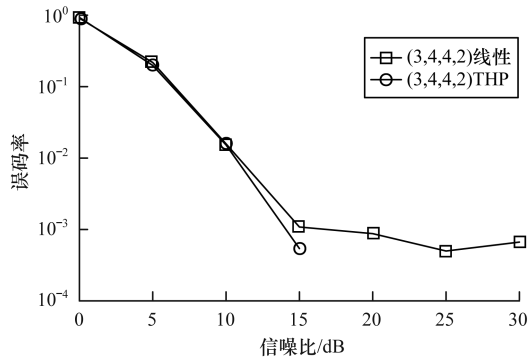


图6 4QAM调制下的误码率性能比较

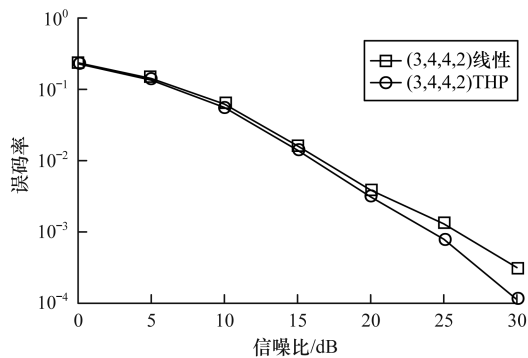


图7 16QAM调制下的误码率性能比较

4 结束语

本文提出了MIMO干扰信道系统中基于非线性预编码的接收机联合设计方法。以最小化系统总MSE为目标函数,以单个发射机的功率限制为约束条件,通过迭代算法优化接收矩阵,发射预编码矩阵和反馈矩阵。仿真结果表明,所提方法在差错性能上有所提高,特别是当发射机满流发射时,其性能提升较为明显,同时,收敛速度与线性收发机联合设计方法基本相当。

参考文献

[1] GESBERT D, HANLY S, HUANG H, et al. Multi-cell MIMO cooperative networks; a new look at interference [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2010, 28(9): 1380-1408.

[2] 张艳语, 朱义君, 张水莲. 分布式MIMO系统容量最优的预编码设计[J]. 计算机工程, 2012, 38(15): 74-76.

[3] KAN Haibin, HONG Shen. A counter example for the open problem on the minimal delays of orthogonal designs with maximal rates [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(1): 355-359.

[4] LI Yuan, KAN Haibin. Complex orthogonal designs with forbidden 2×2 submatrices [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(7): 4825-4836.

[5] LIU Xiaodong, LI Yuan, KAN Haibin. On the minimum decoding delay of balanced complex orthogonal designs [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 61(1): 696-699.

[6] 田心记, 李晓静. MIMO干扰信道中改进的干扰消除方法[J]. 计算机工程, 2016, 42(10): 135-139.

[7] CARLEIAL A. Interference channels [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1978, 24(1): 60-70.

[8] CADAMBE V R, JAFAR S A. Interference alignment and degrees of freedom of the k-user interference channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8): 3425-3441.

[9] MADDAH-ALI M A, MOTAHARI A S, KHANDANI A K. Communication over MIMO X channels: interference alignment, decomposition, and performance analysis [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8): 3457-3470.

[10] SHEN Hui, LI Bin, TAO Meixia. MSE-based transceiver designs for the MIMO interference channel [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3480-3489.

[11] LIU Yafeng, DAI Yuhong, LUO Zhiquan. Max-min fairness linear transceiver design for a multi-user MIMO interference channel [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(9): 2413-2423.

[12] SHIN J, MOON J. Weighted-sum-rate-maximizing linear transceiver filters for the k-user MIMO interference channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(10): 2776-2783.

[13] GENG Xuan, AN Bowen, LIU Feng, et al. Robust THP transceiver design for MIMO interference channel [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9): 1640-1643.

[14] 贾蓉. MIMO系统中的非线性预编码技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2009.

[15] WINDPASSINGER C, FISCHER R F H, VENCEL T, et al. Precoding in multiantenna and multiuser communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(4): 1305-1316.

[16] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.

编辑 顾逸斐