

doi:10.3772/j.issn.1002-0470.2019.07.005

符号检测辅助的最大信干噪比干扰对齐算法研究^①

贾国庆^② 王鑫琦

(青海民族大学物理与电子信息工程学院 西宁 810007)

摘 要 在 $K \times K$ 用户多输入多输出(MIMO)通信系统中,提出了一种符号检测辅助的最大信干噪比(SDA-MAX-SINR)干扰对齐(IA)算法。首先利用传统最大信干噪比(MAX-SINR)干扰对齐算法检测接收信号,其次直接利用检测的接收信号,基于最大信干噪比准则迭代计算接收端干扰抑制矩阵和发射端预编码矩阵。仿真结果表明,与传统的最大信干噪比干扰对齐算法相比,文中所提出的符号检测辅助的最大信干噪比干扰对齐算法在系统的均方误差(MSE)和误码率(BER)上的性能均有明显的改善。

关键词 干扰对齐(IA),最大信干噪比(MAX-SINR),符号检测辅助(SDA),预编码矩阵,干扰抑制矩阵

0 引言

多输入多输出(multiple-input and multiple-output, MIMO)系统^[1]由于发送端和接收端有多根天线,能显著提高频谱利用率和系统吞吐量^[2]。但同频组网方式下,多个无线用户在某个区域共存时,其相互之间的干扰会严重降低用户的信干噪比(signal to interference and noise ratio, SINR),削弱 MIMO 技术的高频谱效率优势,进而影响整个系统的通信性能。因此,在多用户 MIMO 系统中,如何抑制小区间干扰^[3]、提高整个系统的性能,成为了研究热点。

干扰对齐(interference alignment, IA)技术^[4-7]通过联合设计发送端预编码矩阵和接收端干扰抑制矩阵^[8],来实现干扰最小化,从而达到干扰消除的效果。目前,多用户 MIMO 系统干扰对齐算法主要有两种^[9]:一种是基于求闭式解的经典干扰对齐算法,另一种是分布式的迭代干扰对齐算法。

本文提出了一种符号检测辅助的最大信干噪比的干扰对齐技术,并通过系统仿真,证明该算法与传统的最大信干噪比算法^[10]相比系统性能更好。

1 系统模型及传统算法

1.1 系统模型

在 K 用户 MIMO 干扰信道^[11]中,每个带有 N 个天线的发射机通过发送 d 个独立码流,与相应的带有 M 个天线的接收机通信,如图 1 所示。

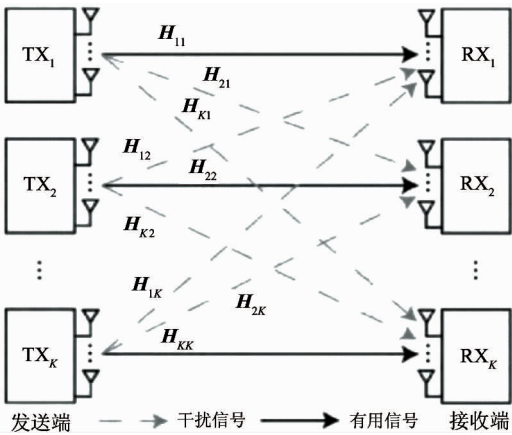


图 1 $K \times K$ 对称干扰信道模型

假设第 i 个接收机只期望接收第 i 个发射机所发射信号,而将其他发射机发射的信号视为干扰信号,则第 i 个接收机接收到的信号为

① 中国科学院无线传感网与通信重点实验室开放课题(2016002)和青海民族大学校级重点(2019XJZ09)资助项目。
② 男,1984 年生,博士,教授;研究方向:无线通信;联系人,E-mail: guoqing.jia@qhmu.edu.cn
(收稿日期:2018-08-12)

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_i \\ &= \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i \mathbf{s}_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_i \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 是第 i 个节点接收到的信号; $\mathbf{H}_{ij} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 是第 j 个发射机到第 i 个接收机的信道; $\mathbf{V}_j \in \mathbb{C}^{N \times d}$ 是在第 j 个发射机上的预编码矩阵; $\mathbf{s}_j \in \mathbb{C}^{d \times 1}$ 是第 j 个发射机发送的信号, 且满足 $E(\mathbf{s}_j \mathbf{s}_j^H) = \mathbf{I}$ 条件, 其中 P 为每码字的发射功率, $\mathbf{I}$ 为 $K \times K$ 单位阵; $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 代表均值为零、方差为 σ^2 的循环对称的加性高斯白噪声; 为了能恢复发射机发送的信号, 在接收机端采用干扰抑制矩阵 $\mathbf{U}_i \in \mathbb{C}^{M \times d}$ 对接收信号进行迫零处理, 所以接收机端接收的信号为

$$\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{U}_i^H \mathbf{y}_i = \mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{U}_i^H \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{U}_i^H \mathbf{n}_i \quad (2)$$

因此完美的干扰对齐条件可以推断为

$$\text{rank}(\mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i) = d_i \quad (3)$$

$$\mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j = 0 \quad (\forall j \neq i) \quad (4)$$

其中, 式(3)使期望信号能够被解调, 式(4)保证干扰被完全消除。

1.2 经典最大信干噪比干扰对齐算法

最大信干噪比(maximum signal to interference and noise ratio, MAX-SINR)算法是以最大化接收端码字信干噪比为原则的干扰对齐算法。根据系统模型, 第 i 个码流上第 l 个码字的解调信息为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_{i,l} &= (\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^K \sum_{n=1}^N (\mathbf{H}_{i,j})_{1n} (\mathbf{V}_j)_{n^\circ} \mathbf{s}_j \\ \sum_{j=1}^K \sum_{n=1}^N (\mathbf{H}_{i,j})_{2n} (\mathbf{V}_j)_{n^\circ} \mathbf{s}_j \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^K \sum_{n=1}^N (\mathbf{H}_{i,j})_{Mn} (\mathbf{V}_j)_{n^\circ} \mathbf{s}_j \end{bmatrix} + (\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} \mathbf{n}_i \\ &= \underbrace{(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{l^\circ} (\mathbf{s}_i)_{l^\circ}}_{\text{有用信号}} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{j=1}^K \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq l}}^d (\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} \mathbf{H}_{i,j} (\mathbf{V}_j)_{p^\circ} (\mathbf{s}_j)_p + (\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} \mathbf{n}_i}_{\text{干扰+噪声信号}} \end{aligned} \quad (5)$$

传统算法中, 考虑到符号码流 $\mathbf{s}$ 不能跟滤波器矩阵的求解有关联, 因此通过求码流 $\mathbf{s}$ 的均值而消除码流的影响, 且通常情况下, 符号流 $\mathbf{s}_j$ 满足以下条件:

$$E(\mathbf{s}_j \mathbf{s}_j^H) = \mathbf{I}, E(\mathbf{s}_i \mathbf{s}_j^H) = 0, \quad i \neq j \quad (6)$$

因此, 有用信号的功率(对码流求均值后)为

$$P(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{l^\circ} \{(\mathbf{V}_i)_{l^\circ}\}^H \{\mathbf{H}_{i,i}\}^H \{(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ}\}^H \quad (7)$$

干扰和噪声的功率(对码流及噪声求均值后)为

$$(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} (\mathbf{B}_i)_{l^\circ} [(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ}]^H \quad (8)$$

其中:

$$\begin{aligned} (\mathbf{B}_i)_{l^\circ} &= P \sum_{j=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{i,j} (\mathbf{V}_j)_{p^\circ} [(\mathbf{V}_j)_{p^\circ}]^H [\mathbf{H}_{i,j}]^H \\ &\quad - P \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{l^\circ} [(\mathbf{V}_i)_{l^\circ}]^H [\mathbf{H}_{i,i}]^H + \sigma^2 \end{aligned} \quad (9)$$

从而第 i 个用户第 l 个码流的 SINR 可以表示为

$$\text{SINR} = \frac{P(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{l^\circ} \{(\mathbf{V}_i)_{l^\circ}\}^H \{\mathbf{H}_{i,i}\}^H \{(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ}\}^H}{(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ} (\mathbf{B}_i)_{l^\circ} [(\mathbf{U}_i^H)_{l^\circ}]^H} \quad (10)$$

信干噪比最大时, 最优的干扰抑制矩阵为

$$(\mathbf{U}_i)_{l^\circ} = \frac{[(\mathbf{B}_i)_{l^\circ}]^{-1} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{l^\circ}}{\|[(\mathbf{B}_i)_{l^\circ}]^{-1} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{l^\circ}\|} \quad (11)$$

相同的条件下通过利用 $\mathbf{U}_i$ 和 $\mathbf{V}_i$ 轮流作为预编码器和干扰抑制器来获得预编码矩阵, 反向链路中根据信道的互异性有信道矩阵: $\overleftarrow{\mathbf{H}}_{i,l} = \mathbf{H}_{i,l}^H$, 并设置反向链路的迫零矩阵为正向链路的预编码矩阵: $\overleftarrow{(\mathbf{U}_i)}_{l^\circ} = (\mathbf{V}_i)_{l^\circ}$; 则反向链路中的干扰及噪声互相关矩阵为

$$\begin{aligned} \overleftarrow{(\mathbf{B}_i)}_{l^\circ} &= P \sum_{j=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{i,j}^H (\mathbf{U}_j)_{p^\circ} [(\mathbf{U}_j)_{p^\circ}]^H \mathbf{H}_{i,j} \\ &\quad - P \mathbf{H}_{i,i}^H (\mathbf{U}_i)_{l^\circ} [(\mathbf{U}_i)_{l^\circ}]^H \mathbf{H}_{i,i} + \sigma^2 \end{aligned} \quad (12)$$

信干噪比最大时, 最优预编码矩阵为

$$(\mathbf{V}_i)_{l^\circ} = \frac{[\overleftarrow{(\mathbf{B}_i)}_{l^\circ}]^{-1} \mathbf{H}_{i,i}^H (\mathbf{U}_i)_{l^\circ}}{\|[\overleftarrow{(\mathbf{B}_i)}_{l^\circ}]^{-1} \mathbf{H}_{i,i}^H (\mathbf{U}_i)_{l^\circ}\|} \quad (13)$$

传统 MAX-SINR 算法步骤总结如算法 1 所示。

算法1 传统 MAX-SINR 算法

- 1: 初始化随机单式矩阵 $\mathbf{V}_i$, 满足 $\mathbf{V}_i^H \mathbf{V}_i = \mathbf{I}_d, \forall i \in \{1, 2, \dots, K\}$;
- 2: 在正向链路接收端第 i 用户、第 l 个码流开始迭代计算;
- 3: 根据式(9)计算正向链路干扰及噪声的互相关矩阵 $(\mathbf{B}_i)_l$, 根据式(11)计算干扰抑制矩阵 $(\mathbf{U}_i)_{l^*}, \forall l \in \{1, 2, \dots, d\}$, 直至当前 $(\mathbf{U}_i)_{l^*}$ 已收敛或已完成相应的迭代次数;
- 4: 反向链路中根据信道的互异性有信道矩阵: $\overleftarrow{\mathbf{H}}_{i,l} = \mathbf{H}_{i,l}^H$, 并设置反向链路的迫零矩阵为正向链路的预编码矩阵: $\overleftarrow{(\mathbf{U}_i)}_{l^*} = (\mathbf{V}_i)_{l^*}$;
- 5: 根据式(12)计算反向链路的干扰及噪声的互相关矩阵 $\overleftarrow{(\mathbf{B}_i)}_l$; 根据式(13)计算预编码矩阵 $(\mathbf{V}_i)_{l^*}, \forall l \in \{1, 2, \dots, d\}$, 直至当前 $(\mathbf{V}_i)_{l^*}$ 已收敛或已完成相应的迭代次数;
- 6: 重复步骤2-5, 直至干扰已对齐;
- 7: 根据式 $\hat{\mathbf{s}}_i = (\mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{V}_i)^{-1} \mathbf{U}_i^H \mathbf{y}_i$ 计算所有用户、所有子载波上的数据。

2 符号检测辅助的最大信干噪比干扰对齐优化方案

2.1 SDA-MAX-SINR 算法

实际上,通过对码流 $\mathbf{s}_j$ 求期望得到的式(11)及(13)并不严格,尤其是当总传输数据流数不够大时^[12]。这里提出一种符号检测辅助的最大信干噪比(symbol detection aided maximum signal to interference and noise ratio, SDA-MAX-SINR)干扰对齐算法如下所示。

首先求出改进的 SDA-MAX-SINR 算法的有用信号的功率及干扰信号和噪声的功率:

有用信号的功率为

$$(\mathbf{U}_i^H)_{l^*} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{\circ_l} (\hat{\mathbf{s}}_i)_l \{(\hat{\mathbf{s}}_i)_l\}^H \{(\mathbf{V}_i)_{\circ_l}\}^H \{ \mathbf{H}_{i,i} \}^H \{(\mathbf{U}_i^H)_{l^*}\}^H \quad (14)$$

干扰信号和噪声的功率(对噪声求均值后)为

$$(\mathbf{U}_i^H)_{l^*} (\mathbf{B}_i)_l [(\mathbf{U}_i^H)_{l^*}]^H \quad (15)$$

其中正向链路干扰及噪声的互相关矩阵 $(\mathbf{B}_i)_l$

为

$$(\mathbf{B}_i)_l = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{j=1}^K \sum_{j_l=1}^K \sum_{p=1}^d \sum_{p_l=1}^d (\mathbf{H}_{i,j} (\mathbf{V}_j)_{\circ_p} (\hat{\mathbf{s}}_j)_p \\ & \times [(\hat{\mathbf{s}}_j)_{p_l}]^H [(\mathbf{V}_j)_{\circ_{p_l}}]^H [\mathbf{H}_{i,j_l}]^H \\ & - \sum_{j=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{i,j} (\mathbf{V}_j)_{\circ_p} (\hat{\mathbf{s}}_j)_p [(\hat{\mathbf{s}}_i)_l]^H [(\mathbf{V}_i)_{\circ_l}]^H [\mathbf{H}_{i,i}]^H \\ & - \sum_{j=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{\circ_l} (\hat{\mathbf{s}}_i)_l [(\hat{\mathbf{s}}_j)_p]^H [(\mathbf{V}_j)_{\circ_p}]^H [\mathbf{H}_{i,j}]^H \\ & + \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{\circ_l} (\hat{\mathbf{s}}_i)_l [(\hat{\mathbf{s}}_i)_l]^H [(\mathbf{V}_i)_{\circ_l}]^H [\mathbf{H}_{i,i}]^H + \sigma^2 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

从而 SDA-MAX-SINR 算法中的 SINR 可以表示为

$$\text{SINR} = \frac{(\mathbf{U}_i^H)_{l^*} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{\circ_l} (\hat{\mathbf{s}}_i)_l \{(\hat{\mathbf{s}}_i)_l\}^H \{(\mathbf{V}_i)_{\circ_l}\}^H \{ \mathbf{H}_{i,i} \}^H \{(\mathbf{U}_i^H)_{l^*}\}^H}{(\mathbf{U}_i^H)_{l^*} (\mathbf{B}_i)_l [(\mathbf{U}_i^H)_{l^*}]^H} \quad (17)$$

信干噪比最大时,最优的干扰抑制矩阵:

$$(\mathbf{U}_i)_{l^*} = \frac{[(\mathbf{B}_i)_l]^{-1} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{\circ_l}}{\|[(\mathbf{B}_i)_l]^{-1} \mathbf{H}_{i,i} (\mathbf{V}_i)_{\circ_l}\|} \quad (18)$$

利用 $\hat{\mathbf{s}}_i = (\mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{V}_i)^{-1} \mathbf{U}_i^H \mathbf{y}_i$ 计算当前接收信号。

相同的条件下通过利用 $\mathbf{U}_i$ 和 $\mathbf{V}_i$ 轮流作为预编码器和干扰抑制器来获得预编码矩阵,反向链路中根据信道的互异性有信道矩阵 $\overleftarrow{\mathbf{H}}_{i,l} = \mathbf{H}_{i,l}^H$, 并设置反向链路的迫零矩阵为正向链路的预编码矩阵 $\overleftarrow{(\mathbf{U}_i)}_{l^*} = (\mathbf{V}_i)_{l^*}$, 则反向链路中最优预编码矩阵为

$$(\mathbf{V}_i)_{l^*} = \frac{[\overleftarrow{(\mathbf{B}_i)}_l]^{-1} \mathbf{H}_{i,i}^H (\mathbf{U}_i)_{\circ_l}}{\|[\overleftarrow{(\mathbf{B}_i)}_l]^{-1} \mathbf{H}_{i,i}^H (\mathbf{U}_i)_{\circ_l}\|} \quad (19)$$

反向链路干扰及噪声互相关矩阵为

$$\overleftarrow{(\mathbf{B}_i)}_l = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{j=1}^K \sum_{j_l=1}^K \sum_{p=1}^d \sum_{p_l=1}^d ([\mathbf{H}_{i,j}]^H (\mathbf{U}_j)_{\circ_p} (\hat{\mathbf{s}}_j)_p \\ & \times [(\hat{\mathbf{s}}_j)_{p_l}]^H [(\mathbf{U}_j)_{\circ_{p_l}}]^H \mathbf{H}_{i,j_l}) \\ & - \sum_{j=1}^K \sum_{p=1}^d [\mathbf{H}_{i,j}]^H (\mathbf{U}_j)_{\circ_p} (\hat{\mathbf{s}}_j)_p [(\hat{\mathbf{s}}_i)_l]^H [(\mathbf{U}_i)_{\circ_l}]^H \mathbf{H}_{i,i} \\ & - \sum_{j=1}^K \sum_{p=1}^d [\mathbf{H}_{i,i}]^H (\mathbf{U}_i)_{\circ_l} (\hat{\mathbf{s}}_i)_l [(\hat{\mathbf{s}}_j)_p]^H [(\mathbf{U}_j)_{\circ_p}]^H \mathbf{H}_{i,j} \\ & + [\mathbf{H}_{i,i}]^H (\mathbf{U}_i)_{\circ_l} (\hat{\mathbf{s}}_i)_l [(\hat{\mathbf{s}}_i)_l]^H [(\mathbf{U}_i)_{\circ_l}]^H \mathbf{H}_{i,i} + \sigma^2 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

符号检测辅助最大信干噪比干扰对齐算法步骤总结如算法2所示。

算法2 符号检测辅助的 MAX-SINR 算法

- 1: 初始化随机单式矩阵 $(V_i)_{l0}$, 满足 $[(V_i)_{l0}]^H [(V_i)_{l0}] = I_d, \forall l \in \{1, 2, \dots, d\}, \forall i \in \{1, 2, \dots, K\}$;
- 2: 利用传统算法迭代计算 $\hat{s}_i = (U_i^H H_i V_i)^{-1} U_i^H y_i$, 结果带入改进的 SDA-MAX-SINR 算法中;
- 3: 用改进算法在正向链路接收端第 i 个用户、第 l 个码流开始迭代计算, $\forall l \in \{1, 2, \dots, d\}$;
- 4: 根据当前信息及式(16)计算正向链路的干扰及噪声的互相关矩阵 $(B_i)_l$, 根据式(18)计算干扰抑制矩阵 $(U_i)_l$, 直至 $(U_i)_l$ 已收敛或已完成相应的迭代次数;
- 5: 根据式 $\hat{s}_i = (U_i^H H_i V_i)^{-1} U_i^H y_i$ 计算当前接收信号;
- 6: 根据当前信息及式(19)计算预编码矩阵 $(V_i)_l$ 根据式(20)计算反向链路的干扰及噪声的互相关矩阵 $(\bar{B}_i)_l$, 直至 $(V_i)_l$ 已收敛或已完成相应的迭代次数;
- 7: 重复步骤3~6, 直至干扰已对齐;
- 8: 根据式 $\hat{s}_i = (U_i^H H_i V_i)^{-1} U_i^H y_i$ 计算所有用户、所有子载波上的数据。

2.2 算法复杂度分析

本小节给出了 MAX-SINR 算法和 SDA-MAX-SINR 算法复杂度的比较。文献[15]中, 对 $M \times M$ 的实数矩阵而言, 矩阵加减法的计算复杂度为 $2M$; 矩阵乘除法的计算复杂度为 $2M^3$; 矩阵求逆与矩阵乘法的计算复杂度相当, 为 $2M^3$ 。在不同系统配置和迭代次数的情况下, 对于传统的 MAX-SINR 算法与本文所提的 SDA-MAX-SINR 算法运算复杂度的比较如表3所示, 其中上下行天线数相等, 用 M 表示, L 表示传统 MAX-SINR 算法的迭代次数, L_1 表示 SDA-MAX-SINR 中传统算法的迭代次数, L_2 是 SDA-MAX-SINR 中改进传统算法的迭代次数。新方法较传统方法算法上升不多, 复杂度计算如表1所示。

表1 算法的计算复杂度比较

算法	计算复杂度
MAX-SINR	$[(5Kd + 10) \times 2M^3 + 4M] \times L$
SDA-MAX-SINR	$[(5Kd + 10) \times 2M^3 + 4M] \times L_1$ $+ [(15Kd + 11) \times 2M^3 + 8M] \times L_2$

3 性能仿真及结果分析

本节对所提出的基于符号检测的最大信干噪比

干扰对齐算法、传统最大信干噪比干扰对齐算法进行仿真比较。仿真假设如下:

用户对数 $K = 3$, 下行码流数 $d = 2$, 下行接收天线数 $M = 4$, 下行发射天线数 $N = 4$, 选择 QPSK 调制解调方式, 信噪比 SNR 采用 $[0 \sim 20]$ dB 进行比较。所有信道都是满足高斯分布^[13]的独立同分布信道^[14]; 另外, 本算法中的传统算法迭代次数与 SNR 和用户数量有关^[16], 是一个通过仿真观察得到的经验值。

利用 Matlab 对基于符号检测的最大信干噪比干扰对齐算法、传统最大信干噪比干扰对齐算法的均方误差和误码率进行比较, 结果如图2、图3所示。

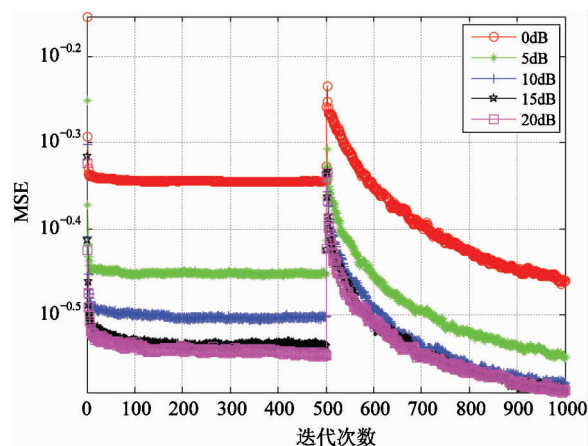


图2 不同 SNR 下的传统和改进算法的 MSE 随迭代次数变化的对比曲线

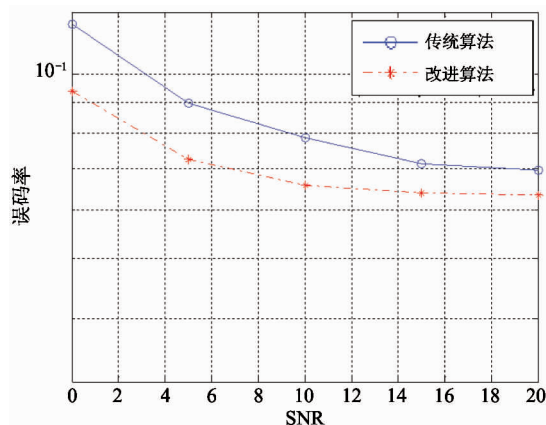


图3 传统和改进算法的误码率对比曲线

从图2中可以看出, 在同一信噪比条件下, 传统算法迭代到一定次数时已经收敛, 系统的均方误差

(mean square error, MSE) 几乎不再有降低的可能性;此时采用的 SDA-MAX-SINR 算法,初始时由于检测信号及信道的不稳定而略高于传统算法,随着迭代次数的增加,检测到的信号逐渐稳定并逐渐收敛,所以改进算法的 MSE 逐渐降低。迭代次数越大,系统的 MSE 降低越明显,基本呈线性降低。

从图 3 可以看出,SDA-MAX-SINR 算法的误码率(bit error rate, BER)明显低于传统 MAX-SINR 算法,信噪比越低,改进算法的系统性能越好。

4 结 论

本文研究了 $K \times K$ 对称干扰 MIMO 信道中经典最大信干噪比算法的优化算法 SDA-MAX-SINR 算法。仿真结果表明,SDA-MAX-SINR 算法在 MSE 和 BER 上较经典最大信干噪比干扰对齐算法均有较大改进,尤其是在迭代次数较大时,效果提升更为显著。

参考文献

[1] 江雪, 郑宝玉. 干扰对齐技术研究综述[J]. 信号处理, 2015 ,31(5): 570-580

[2] 黄赢. 无线网络中干扰对齐算法研究[D]. 南京:南京理工大学, 2013. 1-65

[3] 李世党. 面向 B4G/5G 无线网络的干扰对齐与干扰管理技术研究[D]. 南京:东南大学, 2016. 1-155

[4] 张铎. 5G 通信中干扰对齐关键技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2016. 1-80

[5] 杨敬文,李莉,邱昊. 对称无线网络下干扰对齐算法的

研究[J]. 上海师范大学学报(自然科学版),2015 ,44(1): 32-38

[6] 江立辉. 基于干扰对齐的多用户无线传输优化方法研究[D], 哈尔滨工业大学, 2015. 1-140

[7] 刘允. 多小区 MIMO 系统中干扰对齐算法分析[J]. 电子科技,2015,28(8): 77-80

[8] 朱胡飞, 王光建. 分布式干扰对齐的预编码码本优化技术[C]. 见:中国通信学会信息通信网络技术委员会 2011 年年会,中国河南郑州,2011. 45-47

[9] 袁继昌,赵睿. 干扰泄漏最小的多小区 MIMO 干扰对齐算法[J]. 华侨大学学报(自然科学版),2014 ,35(1): 22-26

[10] 周强,吴玉成等. 提高 MIMO 信道 BER 性能的干扰对齐方案[J]. 计算机工程, 2012,38(8): 54-56

[11] 陈洪超,周一青,田霖等. 基于干扰对齐的部分连通 MIMO 干扰广播信道线性收发机设计[J]. 高技术通讯,2014,24(12): 1245-1252

[12] 李汀,杨绿溪. 一种基于自适应子空间跟踪与 Jacobi 算法的时变信道有限反馈预编码方法[J]. 高技术通讯, 2009,19(8):795-799

[13] Ma P F, Zheng K, Wang W B. Multiuser beamforming based on max SINR for downlink spatial multiplexing MIMO[J]. *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 2007 ,14 (1): 28-33

[14] Y Wu, C Xiao, X Gao. Linear precoder design for MIMO interference channels with finite-alphabet signaling[J]. *IEEE Transactions on communications*, 2013, 61 (9): 3766-3780

[15] Golub H, Loan C F V. *Matrix Computations*, 4rd Edition [M]. Baltimore and London: Johns Hopkins University Press, 1996. 1-687

[16] Sung H, Park S H, Lee K J. Linear precoder designs for K-user interference channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(1): 291-301

Symbol detection aided algorithm for interference alignment of MAX-SINR

Jia Guoqing*, Wang Xinqi*

(* College of Physics and Electronic Information Engineering, Qinghai Nationalities University, Xining 810007)

Abstract

In the $K \times K$ multiple-input and multiple-output (MIMO) interference alignment (IA) communication system, a symbol detection aided maximum signal to interference and noise ratio (SDA-MAX-SINR) algorithm for interference alignment is proposed. First, the traditional maximum signal to interference and noise ratio (MAX-SINR) algorithm for interference alignment is used to obtain the received signal. Next, based on the maximum signal to interference and noise ratio criterion, the receiver interference suppression matrix and the transmitter precoding matrix are calculated by using the received signal directly. The simulation result shows that compared with the traditional MAX-SINR algorithm, the SDA-MAX-SINR algorithm has improved the performance of the system in terms of the mean square error (MSE) and the bit error rate (BER) obviously.

Key words: interference alignment(IA), maximum signal to interference and noise ratio(MAX-SINR), symbol detection assistant (SDA), precoding matrix, interference suppression matrix