

# 基于 Bayes 估计和数据流间功率分配的 联合干扰相位对齐算法

谢显中,张森林,李 丹,雷维嘉

(重庆邮电大学个人通信研究所,重庆 400065)

**摘 要:** 针对信道状态信息(CSI)存在时延和误差的情况,本文提出了适用于多小区 MIMO-BC 的基于 Bayes 估计和数据流间功率分配的联合干扰相位对齐算法. 首先,发送端通过 Bayes 估计获得当前 CSI 的最佳估计;其次,通过最大化期望信号功率与小小区干扰功率的比值来设计干扰抑制矩阵;而在反向通信时,通过最大化信干比来设计预编码;进一步地,结合注水算法来优化功率分配. 最后,采用相位对齐将数据流间的干扰旋转到目标接收数据流的信号空间中,进而增强目标数据流的接收功率. 仿真表明,无论是在理想 CSI 还是时延误差 CSI,本文算法较其他算法都有一定的性能优势.

**关键词:** 稳健干扰对齐; 时延误差; Bayes 估计; 用户数据流间功率分配; 相位对齐

**中图分类号:** TN929.53      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2018)04-0984-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.04.029

## Robust Joint Interference and Phase Alignment Algorithm Based on Bayes Estimation and Power Allocation Among Signal Flows

XIE Xian-zhong, ZHANG Sen-lin, LI Dan, LEI Wei-jia

(Institute of Personal Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** In the case of the delay and error Channel State Information (CSI), a robust joint interference and phase alignment algorithm based on Bayes estimation and power allocation among signal flows is proposed for multi-cell MIMO-BC. Firstly, the best prediction of the current CSI is obtained through Bayes estimation by the senders. Secondly, interference suppression matrix is designed through maximizing signal to inter-cell interference plus noise ratio in the forward link, and the pre-coding matrix is designed through maximizing SINR in the reverse link. Further, the water-filling power allocation is used to optimize power allocation among signal flows. Finally, the interference among the data flows is rotated into signal space which improves the received power. Under the conditions of the perfect CSI and the delay and error CSI, the simulation results verify that the proposed algorithm improves the performance of system compared with the existing algorithms.

**Key words:** robust interference alignment; the delay and error; Bayes estimation; power allocation among signal flows; phase alignment

### 1 引言

目前,大多数干扰对齐(Interference Alignment, IA)都依赖于理想的信道状态信息(Channel State Information, CSI)<sup>[1,2]</sup>. 但在实际无线通信中发送端获得的 CSI 常常存在时延和误差,使得理想的 IA<sup>[3,4]</sup> 不能实现. 近年来,学者们分别对时延 CSI 和误差 CSI 的 IA 展开了

研究,而对 CSI 同时存在时延和误差(时延误差 CSI)的情况研究的较少.

首先,在时延 CSI 方面. 文献[5,6]分别讨论了时延对  $K$  用户干扰网络和 3 用户 MIMO 高斯广播网络自由度的影响. 文献[7]给出了时变信道下的 IA 算法,并分析了自由度. 文献[8,9]分别给出了在时延 CSI 下适用于 3 用户干扰信道和两小区多址接入信道的回溯 IA

收稿日期:2016-05-23;修回日期:2017-04-13;责任编辑:孙瑶

基金项目:国家自然科学基金(No. 61271259, No. 61301123, No. 61471076);重庆市教委科学技术研究项目(No. KJ120501, No. KJ130536);长江学者和创新团队发展计划(No. IRT1299);重庆市科委重点实验室专项经费(CSTC)

算法. 文献[9]指出时延 CSI 相对于没有 CSI 时可以获得更好的性能. 在用户数变化及时延未知时, 文献[10]中接收端利用当前 CSI 和时延 CSI, 以及先前的预编码, 来逐步更新当前的预编码, 给出了低复杂度的自适应波束设计方案. 在经典时延信道模型下, 文献[11]通过最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 和 WLSE 对信道进行预测, 给出了稳健的 IA 方案.

其次, 在误差 CSI 方面. 文献[12]基于 MMSE 准则给出了稳健的 IA, 并分析了误码率. 文献[13]给出了基站知道有噪 CSI 时, 系统互信息量的上下限. 文献[14]给出了加权 MMSE 的 IA 算法. 文献[15]从误差 CSI 统计模型出发, 给出了稳健的最小干扰泄露算法. 文献[16]对联合误差信道进行 QR 分解, 减少了干扰的强度, 提高了误差 CSI 时算法的性能. 文献[17]从误差 CSI 统计模型出发, 导出了 Max-SINR-SCEK 算法. 在误差 CSI 下, 文献[18]对齐发送端信号和接收端信号的相位, 给出了 MIMO-MAC 下的稳健联合干扰相位对齐算法.

可见, 在时延 CSI 时, 文献[5,6]分析了自由度, 但没有给出具体实现. 文献[7,8]需要已知用户数, 当前 CSI 及时延 CSI, 难以在实际中得到应用. 文献[8,9]的回溯 IA, 要求信道具有交错块衰落特性. 文献[10,11]的系统开销较大. 在误差 CSI 时, 文献[12~14]没有考虑数据流相关性和功率分配. 文献[15]没有考虑对有用信号的影响. 文献[16]中干扰泄露成为限制信道容量的主要因素, 且没有功率分配. 文献[17]要求发送端具有较多的天线数, 且对误差 CSI 灵敏度高. 文献[18]没有考虑如何提升有用信号的功率.

综上, 在时延误差 CSI 时, 本文给出了适用于多小区 MIMO-BC 的基于 Bayes 估计和数据流间功率分配的联合干扰相位对齐算法. 首先, 发送端通过 Bayes 估计获得当前 CSI 的最佳估计. 其次, 在正向通信时, 通过最大化期望信号功率与小区间干扰功率的比值来设计干扰抑制矩阵; 在反向通信时, 通过最大化接收端的信干比来设计预编码. 然后, 结合注水功率分配, 使得更多的发射功率落在较好的子信道上. 最后, 采用相位对齐将数据流间的干扰旋转到目标接收数据流的信号空间中, 进而增强目标数据流的接收功率. 仿真表明, 无论是在理想 CSI 还是时延误差 CSI, 本文算法较其他算法都有一定的性能优势.

## 2 系统模型

如图 1 所示为一个  $G$  小区 MIMO-BC 干扰信道模型. 每小区  $K$  个用户, 每用户  $N$  (接收) 根天线, 小区基站配备  $M$  (发射) 根天线.  $k_g$  表示小区  $g$  内用户  $k$ , 其自由度为  $d_k$ ,  $\forall k, g$ . 为了让系统自由度最大, 不妨设  $d_{1_g}$

$= d_{2_g} = \dots = d_{K_g} = d$ . 假定在同一时刻同一频率上的各个发送接收对间的信道是平坦衰落的, 且信道系数独立同分布. 那么, 小区  $g$  内用户  $k$  的接收信号为

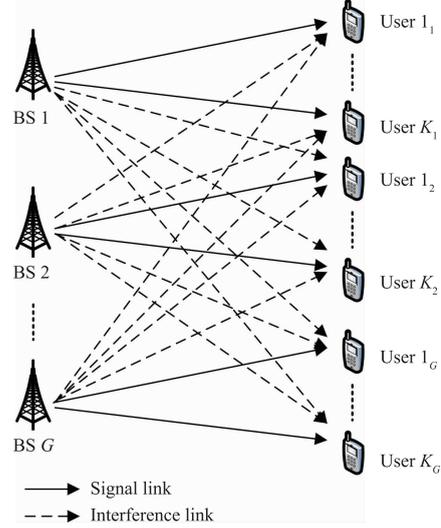


图1 多小区MIMO-BC模型

$$\hat{s}_{k_g} = \mathbf{U}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \mathbf{V}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g} + \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{U}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \mathbf{V}_{l_g} \mathbf{s}_{l_g} + \sum_{j=1, j \neq g}^G \sum_{l=1}^K \mathbf{U}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, j} \mathbf{V}_{l_j} \mathbf{s}_{l_j} + \mathbf{U}_{k_g}^H \mathbf{n}_{k_g} \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{s}_{l_j} \in \mathbb{C}^{d \times 1}$  是小区  $j$  内用户  $l$  的发射信号, 满足  $E\{\mathbf{s}_{l_j}^H \mathbf{s}_{l_j}\} = P$ ;  $\mathbf{V}_{l_j} \in \mathbb{C}^{M \times d}$  是用户  $l_j$  的预编码, 满足  $\text{trace}(\mathbf{V}_{l_j} \mathbf{V}_{l_j}^H) = d$ ;  $\mathbf{U}_{k_g} \in \mathbb{C}^{N \times d}$  是用户  $k_g$  的干扰抑制矩阵;  $\mathbf{H}_{k_g, j} \in \mathbb{C}^{N \times M}$  是从基站  $j$  到用户  $k_g$  的信道链路, 其服从均值为 0, 方差为 1 的复高斯分布;  $\mathbf{n}_{k_g} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  是方差为  $\delta_n^2$  的高斯白噪声.

由式(1)可知, 实现理想的干扰对齐应满足

$$\begin{cases} \text{rank}(\mathbf{U}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \mathbf{V}_{k_g}) = d, & \forall k, g \\ \mathbf{U}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \mathbf{V}_{l_g} = \mathbf{0}, & \forall l \neq k \\ \mathbf{U}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, j} \mathbf{V}_{l_j} = \mathbf{0}, & \forall j \neq g \end{cases} \quad (2)$$

当  $\mathbf{H}_{k_g, j} (\forall k, g)$  存在时延和误差时, 式(2)将不成立, 需要设计稳健的 IA 方案.

## 3 时延误差 CSI 的 Bayes 估计

在需要反馈 CSI 的通信系统中, 由于硬件性能受限及反馈 CSI 的传播时延, 使得发送端的 CSI 往往同时存在时延和误差. 本小节将采用 Bayes 算法对 CSI 进行预测.

首先, 记真实的信道  $\mathbf{H}_{k_g, j}$  和时延的信道  $\mathbf{H}_{k_g, j\tau}$  的拉直向量分别为

$$\mathbf{L}_{k_g, j\tau} = \text{vec}(\mathbf{H}_{k_g, j\tau}) \quad (3)$$

$$\mathbf{L}_{k_g, j} = \text{vec}(\mathbf{H}_{k_g, j}) \quad (4)$$

设时变信道满足 Jakes 模型<sup>[19]</sup>,那么  $\mathbf{L}_{k_g,j\tau}$  和  $\mathbf{L}_{k_g,j}$  的协方差满足联合高斯分布,即  $E(\mathbf{L}_{k_g,j}\mathbf{L}_{k_g,j\tau}^H) = \rho\mathbf{I}_T$ ,其中  $T = N \times M$ , $\rho = J_0(2\pi f_d \tau)$  是相关系数, $\tau$  表示时延, $f_d$  是最大多普勒频移, $J_0(x)$  是第一类零阶 Bessel 函数.此时,等效信道的统计模型为

$$\mathbf{L}_{k_g,j} = \rho\mathbf{L}_{k_g,j\tau} + \boldsymbol{\sigma}_{k_g,j} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{L}_{k_g,j}$  和  $\mathbf{L}_{k_g,j\tau}$  服从均值为 0,方差为 1 的复高斯分布. $\boldsymbol{\zeta}_{k_g,j}$  与  $\mathbf{L}_{k_g,j\tau}$ , $\mathbf{L}_{k_g,j}$  相互独立,且  $\boldsymbol{\zeta}_{k_g,j} \sim CN(0, \boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{\zeta}}^2)$ , $\boldsymbol{\varphi}_{\boldsymbol{\zeta}}^2 = (1 - |\rho|^2)\mathbf{I}_T$ .

此处,接收端只知道当前时刻且存在估计误差的 CSI,即  $\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j}$ ;而发送端只知道  $\tau$  时刻之前且存在估计误差的 CSI,即  $\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}$ .

于是,当  $\mathbf{L}_{k_g,j\tau}$ , $\mathbf{L}_{k_g,j}$  分别存在估计误差  $\mathbf{e}_{k_g,j\tau}$  和  $\mathbf{e}_{k_g,j}$  时,所对应的表达式为

$$\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau} = \mathbf{L}_{k_g,j\tau} + \mathbf{e}_{k_g,j\tau} \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j} = \mathbf{L}_{k_g,j} + \mathbf{e}_{k_g,j} \quad (7)$$

其中  $\mathbf{e}_{k_g,j\tau}$  和  $\mathbf{e}_{k_g,j}$  都满足均值为 0,方差为  $\delta_e^2$  的复高斯分布.

由式(5),式(6)以及式(7),可知

$$\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}, \hat{\mathbf{L}}_{k_g,j} \sim CN(0, \text{diag}(1 + \delta_e^2)_{T \times T}) \quad (8)$$

$$E(\mathbf{L}_{k_g,j}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}^H) = \rho\mathbf{I}_T \quad (9)$$

$$E(\mathbf{L}_{k_g,j}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j}^H) = \mathbf{I}_T \quad (10)$$

此处,我们采用 Bayes 算法<sup>[20]</sup>,由  $\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}$  (时延误差 CSI)来估计  $\mathbf{L}_{k_g,j}$  (即时 CSI).首先,计算  $\mathbf{L}_{k_g,j}$  的条件概率  $E(\mathbf{L}_{k_g,j} | \hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau})$  及条件协方差矩阵  $D(\mathbf{L}_{k_g,j} | \hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau})$

$$E(\mathbf{L}_{k_g,j} | \hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}) = E(\mathbf{L}_{k_g,j}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}^H) \times E(\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}^H)^{-1}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau} \\ = \rho(\text{diag}(1 + \delta_e^2)_{T \times T})^{-1}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau} \quad (11)$$

$$D(\mathbf{L}_{k_g,j} | \hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}) = E(\mathbf{L}_{k_g,j}\mathbf{L}_{k_g,j}^H) - E(\mathbf{L}_{k_g,j}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}^H) \\ \times E(\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}^H)^{-1}E(\hat{\mathbf{L}}_{k_g,j\tau}\mathbf{L}_{k_g,j}^H) \\ = \mathbf{I}_T - |\rho|^2(\text{diag}(1 + \delta_e^2)_{T \times T})^{-1} \quad (12)$$

为此,在时延误差 CSI 下,实际的信道  $\mathbf{H}_{k_g,j}$  可建模为

$$\mathbf{H}_{k_g,j} = \frac{\rho}{1 + \delta_e^2}\hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau} + \mathbf{E}_{k_g,j} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{E}_{k_g,j}$  服从均值为 0,方差为  $1 - \frac{|\rho|^2}{1 + \delta_e^2}$  的复高斯分布.

## 4 MIMO-BC 稳健干扰对齐

### 4.1 具有用户数据流间功率分配的稳健干扰对齐

由于 MIMO-BC 信道不对称,直接采用文献[1]的算法时性能不理想.为此,本文在设计接收滤波器时,仅仅关注小区间干扰;而设计发射滤波器时,则处理小区间和小区内干扰(不包括用户数据流间的干扰信号).

在正向(基站至用户)通信时,对于用户  $k_g$  而言,通过最大化期望信号功率与小区间干扰功率的比值来设

计干扰抑制矩阵

$$\hat{\mathbf{U}}_{k_g} = \arg \max_{\hat{\mathbf{U}}_{k_g} \in \mathbf{C}^{N \times N}} \frac{\hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{Z}_{k_g} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}}{\hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{Q}_{k_g} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}} \quad (14)$$

其中

$$\mathbf{Z}_{k_g} = \mathbf{H}_{k_g,g}\hat{\mathbf{V}}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g}^H \hat{\mathbf{V}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g,g}^H \\ = \frac{P}{d} \left( \frac{\rho}{1 + \delta_e^2} \right)^2 \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau} \hat{\mathbf{V}}_{k_g} \hat{\mathbf{V}}_{k_g}^H \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau}^H \\ + P \left( 1 - \frac{|\rho|^2}{1 + \delta_e^2} \right) \mathbf{I}_N \quad (15)$$

$$\mathbf{Q}_{k_g} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq g}}^G \sum_{l=1}^K \mathbf{H}_{k_g,j} \hat{\mathbf{V}}_{l,l} \mathbf{s}_{l,l}^H \hat{\mathbf{V}}_{l,l}^H \mathbf{H}_{k_g,j}^H + \delta_n^2 \mathbf{I}_N \\ = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq g}}^G \sum_{l=1}^K \frac{P\rho^2}{d(1 + \delta_e^2)^2} \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau} \hat{\mathbf{V}}_{l,l} \hat{\mathbf{V}}_{l,l}^H \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau}^H \\ + \left[ (G-1)KP \left( 1 - \frac{|\rho|^2}{1 + \delta_e^2} \right) + \delta_n^2 \right] \mathbf{I}_N \quad (16)$$

由 Rayleigh 熵<sup>[21]</sup>可知,最优干扰抑制矩阵  $\hat{\mathbf{U}}_{k_g}$  为

$$\hat{\mathbf{U}}_{k_g} = \mathbf{v}_{\max}^d \{ (\mathbf{Q}_{k_g})^{-1} \mathbf{Z}_{k_g} \} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{v}_{\max}^d(\cdot)$  表示求取矩阵的前  $d$  个最大特征值所对应的单位特征向量.

在反向(用户至基站)通信时,对于用户  $k_g$  而言,通过最大化用户  $k_g$  的信干噪比来设计预编码

$$\hat{\mathbf{V}}_{k_g} = \arg \max_{\hat{\mathbf{V}}_{k_g} \in \mathbf{C}^{M \times M}} \frac{\hat{\mathbf{V}}_{k_g}^H (\mathbf{A}_{k_g}) \hat{\mathbf{V}}_{k_g}}{\hat{\mathbf{V}}_{k_g}^H (\mathbf{B}_{k_g}) \hat{\mathbf{V}}_{k_g}} \quad (18)$$

其中

$$\mathbf{A}_{k_g} = \mathbf{H}_{k_g,g}^H \hat{\mathbf{U}}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g}^H \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g,g} \\ = \frac{P}{d} \left( \frac{\rho}{1 + \delta_e^2} \right)^2 \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau}^H \hat{\mathbf{U}}_{k_g} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau} \\ + P \left( 1 - \frac{|\rho|^2}{1 + \delta_e^2} \right) \mathbf{I}_M \quad (19)$$

$$\mathbf{B}_{k_g} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K \sum_{m=1}^d \frac{P\rho^2}{d(1 + \delta_e^2)^2} \hat{\mathbf{H}}_{g,l,\tau}^H \mathbf{u}_{l,l}^m \mathbf{u}_{l,l}^{mH} \hat{\mathbf{H}}_{g,l,\tau} \\ + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq g}}^G \sum_{l=1}^K \sum_{m=1}^d \frac{P\rho^2}{d(1 + \delta_e^2)^2} \hat{\mathbf{H}}_{g,l,\tau}^H \mathbf{u}_{l,l}^m \mathbf{u}_{l,l}^{mH} \hat{\mathbf{H}}_{g,l,\tau} \\ + \left[ (GK-1)P \left( 1 - \frac{|\rho|^2}{1 + \delta_e^2} \right) + \delta_n^2 \right] \mathbf{I}_M \quad (20)$$

由 Rayleigh 熵<sup>[21]</sup>可知,最优干扰抑制矩阵  $\hat{\mathbf{V}}_{k_g}$  为

$$\hat{\mathbf{V}}_{k_g} = \mathbf{v}_{\max}^d \{ (\mathbf{B}_{k_g})^{-1} \mathbf{A}_{k_g} \} \quad (21)$$

对用户  $k_g$  而言,发送数据流  $\mathbf{s}_{k_g}$  与接收数据流  $\hat{\mathbf{s}}_{k_g}$  之间的互信息<sup>[22]</sup>可以表示为

$$I(\mathbf{s}_{k_g}, \hat{\mathbf{s}}_{k_g}) = \log_2 \det \{ \mathbf{I}_{d_{k_g}} + \mathbf{F}\mathbf{E}^{-1} \} \quad (22)$$

其中

$$\mathbf{F} = \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g,g} \mathbf{V}_{k_g} \mathbf{W}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g}^H \mathbf{W}_{k_g}^H \mathbf{V}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g,g}^H \hat{\mathbf{U}}_{k_g} \quad (23) \\ \mathbf{E} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq g}}^G \sum_{l=1}^K \frac{P\rho^2}{d(1 + \delta_e^2)^2} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau} \hat{\mathbf{V}}_{l,l} \hat{\mathbf{V}}_{l,l}^H \hat{\mathbf{H}}_{k_g,j\tau} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{l \neq k}^K \frac{P\rho^2}{d(1+\delta_e^2)^2} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \hat{\mathbf{H}}_{k_g, g\tau} \hat{\mathbf{V}}_{g_j} \hat{\mathbf{V}}_{g_j}^H \hat{\mathbf{H}}_{k_g, g\tau} \hat{\mathbf{U}}_{k_g} \\
& + \left( (GK-1)P \left( 1 - \frac{|\rho|^2}{1+\delta_e^2} \right) + \delta_n^2 \right) \mathbf{I}_{d_{k_g}} \quad (24)
\end{aligned}$$

其中对角矩阵  $\mathbf{W}_{k_g}$  为功率分配矩阵,且满足  $\text{trace}(\mathbf{W}_{k_g} \mathbf{W}_{k_g}^H) = d$ .

由矩阵理论可知,式(22)可以写为

$$\mathbf{I}(\mathbf{s}_{k_g}, \hat{\mathbf{s}}_{k_g}) = \log_2 \det \{ \mathbf{I}_{d_{k_g}} + \mathbf{X}_{k_g} \mathbf{F} \mathbf{X}_{k_g}^H \} \quad (25)$$

其中,  $\mathbf{X}_{k_g}$  满足下列条件

$$\mathbf{X}_{k_g}^H \mathbf{X}_{k_g} = \mathbf{E}^{-1} \quad (26)$$

此时,接收符号  $\hat{\mathbf{s}}_{k_g}$  可以写为

$$\hat{\mathbf{s}}_{k_g} = \mathbf{X}_{k_g} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{k_g} \mathbf{W}_{k_g} \mathbf{s} + \mathbf{n}'_{k_g} \quad (27)$$

其中,  $\mathbf{n}'_{k_g}$  是分布为  $CN(\mathbf{0}_{d_{k_g}}, \mathbf{I}_{d_{k_g}})$  复高斯白噪声矢量,  $\mathbf{Y}_{k_g} = \mathbf{X}_{k_g} \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{k_g}$  是干扰对齐下的等价 MIMO 信道.

等价信道的第  $m$  个最大奇异值为

$$\Lambda_{k_g, m} = \sqrt{\text{eig}_m^{\text{ascend}} \{ \mathbf{Y}_{k_g} \mathbf{Y}_{k_g}^H \}} \quad (28)$$

其中,  $\text{eig}_m^{\text{descend}}(\cdot)$  表示求取矩阵的第  $m$  个最大特征值.

在用户  $k_g$  的功率为  $P$  时,其最优解是 MIMO 信道的注水法功率分配<sup>[23]</sup>

$$\frac{P_{k_g}^m}{P} = \begin{cases} 1/\gamma_0 - 1/\gamma_m, & \gamma_m > \gamma_0 \\ 0, & \gamma_m < \gamma_0 \end{cases} \quad (29)$$

其中,  $\gamma_0$  为门限值,  $P_{k_g}^m$  是用户  $k_g$  的第  $m$  个数据流应该分配的功率.

设用户  $k_g$  对应的等效信道矩阵  $\mathbf{Y}_{k_g}$  的  $d$  个奇异值分别为  $\Lambda_{k_g, 1}, \Lambda_{k_g, 2}, \dots, \Lambda_{k_g, d}$ , 且降序排列, 在满功率时每一个子信道对应的信噪比为  $\gamma_1 = P(\Lambda_{k_g, 1})^2, \dots, \gamma_d = P(\Lambda_{k_g, d})^2$ . 则按下式计算门限值  $\gamma_0$

$$\sum_{m=1}^d \left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_m} \right) = 1 \quad (30)$$

此时,用户  $k_g$  数据流的最优功率分配  $P_{k_g}^m = P \left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_m} \right)$ .

用户  $k_g$  的数据流进行功率分配后,将满足式(31)

$$\mathbf{W}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g}^H \mathbf{W}_{k_g}^H = \frac{P}{d} \text{diag} \left( \frac{P_{k_g}^1}{(P/d)}, \dots, \frac{P_{k_g}^d}{(P/d)} \right) \quad (31)$$

进一步,功率分配矩阵  $\mathbf{W}_{k_g}$  为

$$\mathbf{W}_{k_g} = \text{diag} \left( \sqrt{\frac{P_{k_g}^1}{(P/d)}}, \dots, \sqrt{\frac{P_{k_g}^d}{(P/d)}} \right) \quad (32)$$

## 4.2 相位对齐

在时延误差 CSI 时,采用相位对齐将数据流间的干扰旋转到目标数据流的信号空间中,以增强了目标数据流的接收功率.

在经过 4.1 节处理后,用户  $k_g$  的信号为

$$\hat{\mathbf{s}}_{k_g} = \bar{\mathbf{H}}_{k_g} \mathbf{s}_{k_g} + \sum_{j=1}^K \bar{\mathbf{H}}_{j_g} \mathbf{s}_{j_g} + \sum_{j=1}^G \sum_{l=1}^K \bar{\mathbf{H}}_{l_j} \mathbf{s}_{l_j} + \bar{\mathbf{n}}_{k_g} \quad (33)$$

其中,  $\bar{\mathbf{H}}_{k_g} = \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{k_g} \mathbf{W}_{k_g}$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_{j_g} = \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{j_g} \mathbf{W}_{j_g}$ ,

$\bar{\mathbf{H}}_{l_j} = \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{H}_{k_g, j} \hat{\mathbf{V}}_{l_j} \mathbf{W}_{l_j}$ ,  $\bar{\mathbf{n}}_{k_g} = \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^H \mathbf{n}_{k_g}$ .

此处,令

$$\mathbf{R}_{k_g} = E(\bar{\mathbf{H}}_{k_g}) E(\bar{\mathbf{H}}_{k_g}^H) \quad (34)$$

基于 MMSE 准则使发送信号和接收信号相位对齐<sup>[18]</sup>,重建干扰信号,此时,得到的约束表达式为

$$\begin{aligned}
l'_{k_g} &= \min E \{ \| \mathbf{R}_{k_g}^0 \mathbf{c}_{k_g} - (\bar{\mathbf{H}}_{k_g} \boldsymbol{\Psi}_{k_g}^0 \mathbf{c}_{k_g} + \bar{\mathbf{n}}_{k_g}) \|^2 \} \\
\text{s. t. } \mathbf{R}_{k_g}^0 &= |\mathbf{R}_{k_g}| \odot (\mathbf{c}_{k_g} \mathbf{c}_{k_g}^H) \quad (35)
\end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{c}_{k_g} \in \mathbb{C}^{d_{k_g} \times 1}$  由 MPSK 的星座点构成且满足  $\mathbf{c}_{k_g}^H \mathbf{c}_{k_g} = d_{k_g}$ ,  $\odot$  表示矩阵的 Hadamard 积. 求解式(35)得到

$$\boldsymbol{\Psi}_{k_g}^0 = E(\bar{\mathbf{H}}_{k_g}^H) \mathbf{R}_{k_g}^{-1} \mathbf{R}_{k_g}^0 \quad (36)$$

于是,用户  $k_g$  的发射信号可以表示为

$$\begin{aligned}
\mathbf{s}_{k_g} &= \mathbf{g}_{k_g}^0 \boldsymbol{\Psi}_{k_g}^0 \mathbf{c}_{k_g} \\
\text{s. t. } \mathbf{g}_{k_g}^0 &= \frac{1}{\sqrt{\text{trace} [ (\mathbf{R}_{k_g}^0)^2 \mathbf{R}_{k_g}^{-1} ]}} \quad (37)
\end{aligned}$$

就可以使约束式(35)最小.

## 4.3 算法总结

此处,将基于 Bayes 估计和数据流间功率分配的联合干扰相位对齐算法总结如下:

(1) 通过式(13)的 Bayes 估计使得收发端获得较为准确的 CSI.

(2) 通过式(17)和式(21)迭代直到收敛,获得稳健的预编码  $\hat{\mathbf{V}}$  和干扰抑制矩阵  $\hat{\mathbf{U}}$ .

(3) 按照式(32)对用户数据流间的功率进行分配以优化系统的互信息.

(4) 通过 4.2 节对齐发射符号和接收符号的相位,使得接收数据流获得了较高的分集增益,以增强目标数据流的接收功率.

## 5 算法性能分析

### 5.1 算法收敛性分析

由第 4 小节可知,在前向链路中由式(14)设计干扰抑制矩阵最大化期望信号功率与小区间干扰功率的比值,而在后向链路中由式(18)设计预编码矩阵最大化信干噪比,重复执行直到收敛.在这一过程中,既压缩了干扰空间,又提高了信号质量.为了进一步提高信号质量,通过 4.1 节的功率分配算法来优化系统的互信息;另一方面,通过 4.2 节的相位对齐来实现最大比合并信号流以提高目标信号流的接收功率.可见,通过前向链路和后向链路的迭代运算,逐步旋转压缩干扰空间,并通过功率分配和相位对齐来提高信号质量,逐步提高信干比.

本文第 6.4 节给出了收敛性仿真,进一步验证本文

算法的收敛性及可行性.

## 5.2 误差时延 CSI 时系统和速率及误码率分析

此处,用  $\mathbf{H}$  表示真实的信道以分析系统的性能. 由 4.2 节可知,在实际的信道环境下,用户  $k_g$  的真实接收信号为

$$\hat{\mathbf{s}}_{k_g} = \mathbf{H}_{k_g, g} \boldsymbol{\Psi}_{k_g}^{\theta} \mathbf{c}_{k_g} + \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^{\text{H}} \times \left\{ \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{l_g} \mathbf{W}_{l_g} \mathbf{s}_{l_g} + \sum_{j=1, j \neq g}^G \sum_{l=1}^K \mathbf{H}_{k_g, j} \hat{\mathbf{V}}_{l_j} \mathbf{W}_{l_j} \mathbf{s}_{l_j} \right\} + \hat{\mathbf{U}}_{k_g}^{\text{H}} \mathbf{n}_{k_g} \quad (38)$$

相应于式(34)真实的  $\mathbf{R}_{k_g}^{\theta}$  为

$$\bar{\mathbf{R}}_{k_g}^{\theta} = \bar{\mathbf{H}}_{k_g} \boldsymbol{\Psi}_{k_g}^{\theta} = \bar{\mathbf{H}}_{k_g} (E(\bar{\mathbf{H}}_{k_g}^{\text{H}}) \mathbf{R}_{k_g}^{-1} \mathbf{R}_{k_g}^{\theta}) \quad (39)$$

由式(13)可以知道

$$E[\bar{\mathbf{R}}_{k_g}^{\theta}] = \mathbf{R}_{k_g}^{\theta} \quad (40)$$

所以,用户  $k_g$  的第  $w$  自由度的接收信号为

$$y_{k_g}^w \approx \mathbf{g}_{k_g}^{\theta} \mathbf{c}_w \sum_{x=1}^{d_{k_g}} |\rho_{w,x}| + \hat{\mathbf{u}}_{k_g}^{w\text{H}} \times \left\{ \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{l_g} \mathbf{W}_{l_g} \mathbf{s}_{l_g} + \sum_{j=1, j \neq g}^G \sum_{l=1}^K \mathbf{H}_{k_g, j} \hat{\mathbf{V}}_{l_j} \mathbf{W}_{l_j} \mathbf{s}_{l_j} \right\} + \hat{\mathbf{u}}_{k_g}^{w\text{H}} \mathbf{n}_{k_g} \quad (41)$$

其中,  $\rho_{w,x}$  是  $\mathbf{R}_{k_g}$  的  $(w, x)$  元素.

令残留干扰为

$$J_{k_g} \approx \hat{\mathbf{u}}_{k_g}^{w\text{H}} \left\{ \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{l_g} \mathbf{W}_{l_g} \mathbf{s}_{l_g} (\mathbf{H}_{k_g, g} \hat{\mathbf{V}}_{l_g} \mathbf{W}_{l_g} \mathbf{s}_{l_g})^{\text{H}} + \sum_{j=1, j \neq g}^G \sum_{l=1}^K \mathbf{H}_{k_g, j} \hat{\mathbf{V}}_{l_j} \mathbf{W}_{l_j} \mathbf{s}_{l_j} (\mathbf{H}_{k_g, j} \hat{\mathbf{V}}_{l_j} \mathbf{W}_{l_j} \mathbf{s}_{l_j})^{\text{H}} \right\} \hat{\mathbf{u}}_{k_g}^w \quad (42)$$

在渐进高 SNR 时,将式(13)带入式(42)中,有

$$E(J_{k_g}) \approx P(GK-1) \left( 1 - \frac{|\rho|^2}{1 + \delta_e^2} \right) \quad (43)$$

对应的输出平均信噪比为

$$\text{SINR}_{k_g}^w = \frac{E\{(g_{k_g}^{\theta})^2\}}{(\delta_n)^2 + J_{k_g}} \times E\left\{\left(\sum_{x=1}^{d_{k_g}} |\rho_{w,x}| \right)^2\right\} \quad (44)$$

用户  $k_g$  的和速率可以表示为

$$\mathbf{R}_{k_g} = \sum_{w=1}^{d_{k_g}} \log_2 \left\{ 1 + \frac{E\{(g_{k_g}^{\theta})^2\}}{(\delta_n)^2 + J_{k_g}} \times E\left\{\left(\sum_{x=1}^{d_{k_g}} |\rho_{w,x}| \right)^2\right\} \right\} \quad (45)$$

对于用户  $k_g$ , M-PSK 调制的平均误码率可以用式(46)来计算

$$P_M^{k_g} = \frac{\sum_{w=1}^{d_{k_g}} \text{erfc}\left(\sqrt{\text{SINR}_{k_g}^w} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)}{d_{k_g}} \quad (46)$$

## 5.3 非理想 CSI 下的性能分析

在渐进高 SNR 时,时延为  $\tau$  且误差方差为  $\delta_e^2$  的非理想 CSI,系统和速率损失为

$$\Delta R = E(R_{\text{perfect CSI}}) - E(R_{\text{imperfect CSI}}) \leq \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^{d_{k_g}} \log_2 \left( \frac{E(J_{k_g}) + \delta_n^2}{\delta_n^2} \right) \quad (47)$$

为了保证系统的自由度,要求系统容量的损失为一个常量,定义为  $\varepsilon$ ,有

$$\varepsilon = GKd \log_2 \left( \frac{E(J_{k_g}) + \delta_n^2}{\delta_n^2} \right) \quad (48)$$

将式(43)带入式(48)中,进一步得到

$$\frac{|\rho|^2}{1 + \delta_e^2} = 1 - \frac{(2^{\frac{\varepsilon}{GKd}} - 1)\delta_n^2}{(GK-1)P} \quad (49)$$

由式(49)可知,为了保证理想自由度,要求随着功率  $P$  的增加,  $|\rho|^2 / (1 + \delta_e^2)$  越来越趋近于 1,即信道越来越理想.

## 6 仿真结果及分析

在理想 CSI 和时延误差 CSI 时,将本文算法与 MAX-SINR-SCEK<sup>[17]</sup>, MIN-IL<sup>[17]</sup> 以及文献[11]的算法,进行了系统容量,误比特率以及收敛性等仿真的比较.

考虑系统配置为  $[G, K, d, M, N]$ , 即  $G$  小区,每小区  $K$  个用户,每用户发送数据流个数(自由度)为  $d$ , 发送天线数为  $M$ , 接收天线数为  $N$ . 假设所有信道为平坦衰落信道,满足均值为 0 和方差为 1 的复高斯分布. 在比较误差时延 CSI 时,假定符号持续时间为 0.5ms,并考虑时延为 1 个符号时间;载波频段为 2GHz,用户接收端移动速度为 20Km/h,相关系数  $\rho = 0.9966$ ,取信道误差的方差  $\sigma_e^2$  取值为 0.001.

### 6.1 理想 CSI 下的平均系统容量

如图 2 所示,在理想 CSI 时对比了几种典型 MIMO-BC 算法的信道容量. 本文算法在设计接收滤波器时仅仅关注小区间干扰,设计发射滤波器时处理小区间和小区内干扰(不包括用户数据流间的干扰),并采用注水方案优化功率分配,最后采用相位对齐将数据流间

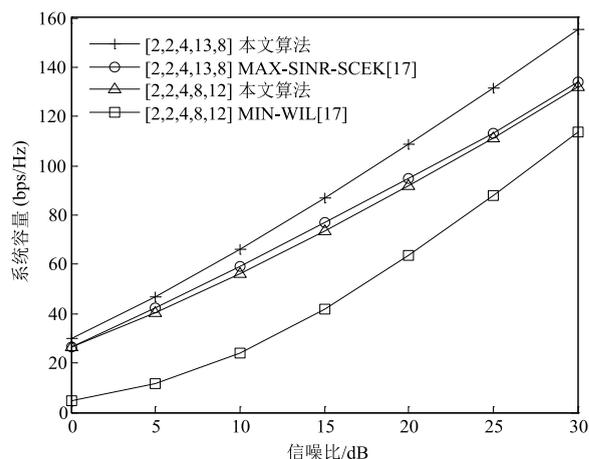


图2 理想CSI下算法平均系统容量对比

的干扰旋转到目标接收数据流的信号空间中,进而增强目标数据流的接收功率.而文献[17]的 MAX-SINR-SCEK 算法接收滤波器关注小区间干扰,但发射滤波器需要处理小区间和小区内干扰以及自身数据流间的干扰,其需要处理的干扰比本文算法多,为此,在相同环境配置下本文算法更优.另外,文献[17]的 MIN-IL 算法,要求接收端天线数较多,这在实际环境中实用性不强.仔细分析可以发现在 MIMO-BC 下,接收端需要处理的干扰(来自于临近的基站)较少;而发送端(通常为基站)需要避免对相邻小区用户以及小区内其他用户的干扰,需要处理的干扰更多,所以在发送端配置较多天线来处理干扰才更加实用也更加合理.作为对比,在相同的系统配置下,本文算法也比文献[17]的 MIN-IL 算法性能好.

### 6.2 时延误差 CSI 下的平均系统容量

如图 3 所示,在非理想 CSI 时,在配置为 [2, 2, 4, 13, 8] 时,对比了几种典型算法的容量.在时延误差 CSI 时,本文算法有更多的空间用于处理干扰和时延误差,并将干扰和时延误差的影响降到最低,进一步结合功率分配和相位对齐来提高信号的质量,所以本文算法比文献[17] MAX-SINR-SCEK 算法性能好.文献[11]通过 MMSE 和 LWSE 的高阶预测信道,虽然可以很大程度上的改善时延误差 CSI 下的信道质量,但是改善相对有限,其性能不及本文算法.

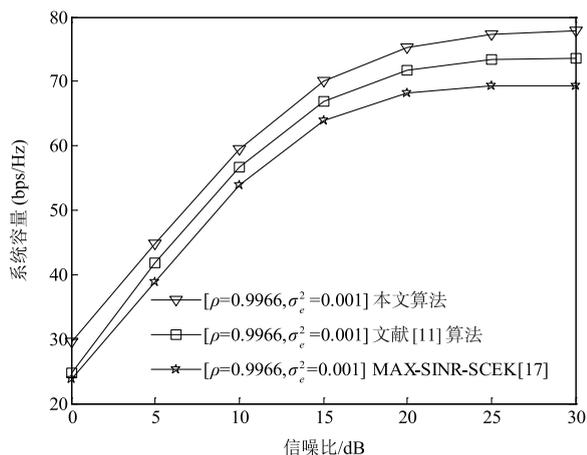


图3 非理想CSI下算法平均系统容量对比

### 6.3 时延误差 CSI 时的 BER

在时延误差 CSI 时,在配置为 [2, 2, 4, 13, 8] 时,图 4 仿真了几种典型算法的 BER 性能.在采用 QPSK 进行调制时,本文算法通过功率分配,并对齐发送端和接收端信号的相位,将干扰重建为可用的绿色能源,增强了期望符号的功率, BER 得到了极大的改善,所以本文算法比文献[17]和文献[11]的算法 BER 更低.

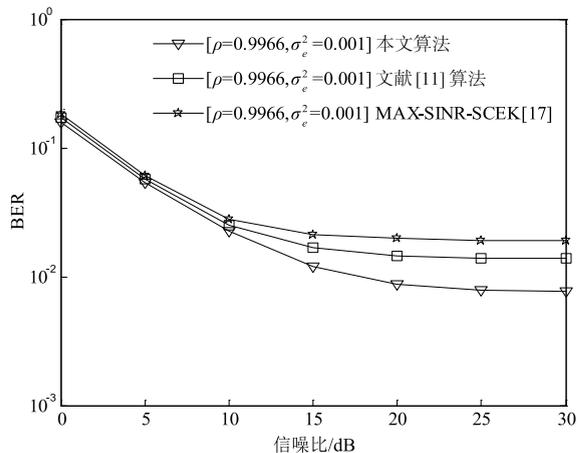


图4 非理想CSI时算法的BER仿真

### 6.4 时延误差 CSI 下的收敛性

在配置为 [2, 2, 4, 13, 8] 时,图 5 分别为几种算法在每个用户发射功率为 5dB 时,平均系统容量与迭代次数的关系.从图中可以看出,在时延误差 CSI 且用户发射功率为 5dB 时,本文算法和文献[11]的算法平均系统容量均在迭代 20 次左右收敛,而 MAX-SINR-SCEK 算法大致在 23 次左右收敛.可以看出,本文算法在迭代次数没有增加的情况下,提高了系统的性能,进一步证实了本文算法的收敛性和可行性.

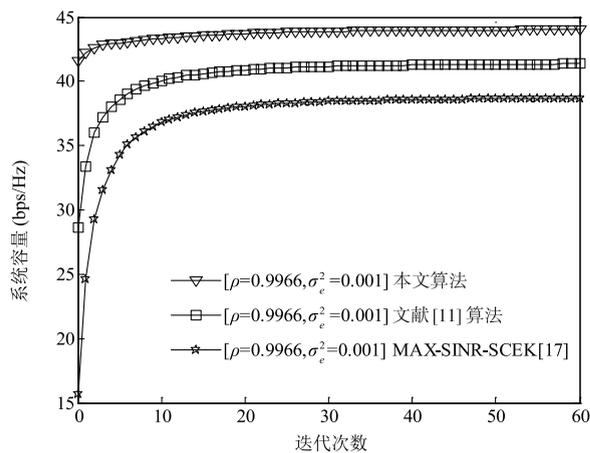


图5 非理想CSI平均系统容量与迭代次数的关系

## 7 结束语

本文研究了在实际 MIMO-BC 通信系统中,由于 CSI 同时存在误差和时延使得算法性能恶化的情况,提出了一种基于 Bayes 估计和用户数据流间功率分配的稳健联合干扰相位对齐方案.理论分析和仿真表明,本文算法提高了系统的系统容量,并改善了 BER 性能,有效地降低了时延误差 CSI 对系统性能的影响,具有较好的稳健性.

## 参考文献

- [1] 谢显中,黄倩,等.一种云存储中基于干扰对齐的多节点精确修复方法[J].电子学报,2014,42(10):1873-1881.  
XIE Xian-zhong, HUANG Qian, et al. A multi-node exact repair method in cloud storage based on interference alignment[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(10): 1873-1881. (in Chinese)
- [2] 朱世磊,郑娜娥,等.认知MIMO干扰网络最优干扰对齐算法[J].电子学报,2016,44(6):1406-1412.  
ZHU Shi-lei, ZHENG Na-e, et al. Optimum interference alignment algorithm for cognitive MIMO interference network[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(6): 1406-1412. (in Chinese)
- [3] 吴飞,邵士海,等.一种基于多天线的波束成形的全双工自干扰抵消算法[J].电子学报,2017,45(1):8-15.  
WU Fei, SHAO Shi-hai, et al. A novel self-interference cancellation algorithm using multi-antenna beamforming in full-duplex system[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(1): 8-15. (in Chinese)
- [4] REZAEI F, TADAION A. Sum-rate improvement in cognitive radio through interference alignment[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 145-154.
- [5] JAFAR S A, CADAMBE V R. Degrees of freedom of wireless networks-what a difference delay makes[A]. Proceedings of the 41st Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (ACSSC)[C]. Pacific Grove, CA, 2007. 133-137.
- [6] ABDOLI M J, KHANDANI A. On the degrees of freedom of three-user MIMO broadcast channel with delayed CSIT[A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)[C]. St Petersburg: IEEE, 2011. 209-213.
- [7] CADAMBE V R, JAFAR S A. Interference alignment and the degrees of freedom of the K user interference channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8): 3425-3441.
- [8] MALEKI H, JAFAR S A, SHAMAI S. Retrospective interference alignment over interference networks[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2012, 6(3): 228-240.
- [9] SHIN Wonjae, HAN Yonghee, LEE Jungwoo, et al. Retrospective interference alignment for two-cell uplink MIMO cellular networks with delayed CSIT[A]. Proceedings of 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)[C]. London: IEEE, 2015. 4144-4150.
- [10] YU Heejung, SUNG Youngchul, Kim HAKSOO. Adaptive beam tracking for interference alignment for multiuser time-varying MIMO interference channels[A]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP)[C]. Dallas, TX: IEEE, 2010. 3086-3089.
- [11] ZHAO N, YU F R, SUN Hongjian, et al. Interference alignment based on channel prediction with delayed channel state information[A]. Proceedings of 2012 IEEE Global Communications Conference [C]. Anaheim, CA: IEEE, 2012. 4244-4248.
- [12] SHEN Hui, LI Bin, TAO Meixia, et al. MSE-based transceiver designs for the MIMO interference channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3480-3489.
- [13] TRESCH R, GUILLAUD M. Cellular interference alignment with imperfect channel knowledge[A]. Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)[C]. Dresden, Germany: IEEE, 2009. 1-5.
- [14] 李宁,王思文,等.一种加权均方差最小化的鲁棒性干扰对齐算法[J].电子与信息学报,2016,38(3):643-648.  
LI Ning, WANG Si-wen, ZHAI Li-jun, et al. A robust interference alignment algorithm based on weighted mean square error minimization[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(3): 643-648. (in Chinese)
- [15] 谢显中,邵奇,等.非理想信道状态信息下的稳健干扰安排设计[J].北京邮电大学学报,2012,35(3):6-10.  
XIE Xian-zhong, SHAO Qi, et al. A robust interference alignment scheme with imperfect CSI used in multi-cell system[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2012, 35(3): 6-10. (in Chinese)
- [16] 谢显中,张森林,等.一种基于QR分解的稳健干扰对齐算法[J].电子与信息学报,2015,37(8):1957-1963.  
XIE Xian-zhong, ZHANG Sen-lin, et al. A robust interference alignment algorithm based on QR decomposition[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(8): 1957-1963. (in Chinese)
- [17] AQUILINA P, RATNARAJAH T. Performance analysis of IA techniques in the MIMO IBC with imperfect CSI[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(4): 1259-1270.
- [18] RAZAVI S M, RATNARAJAH T. Adaptively regularized phase alignment precoding for multiuser multi-antenna downlink[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(10): 4863-4869.
- [19] CLARKE R H. A statistical theory of mobile radio reception[J]. The Bell System Technical Journal, 1968, 47(6): 957-1000.
- [20] KAY S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. University of Rhode Island: Prentice-Hall, 1993.

tice Hall PTR,1993. 1 – 595.

[21] 张贤达. 矩阵分析及应用[M]. 北京, 清华大学出版社, 2004. 71 – 73.

[22] COVER T M, THOMAS J A. Elements of Information

Theory[M]. New York, Wiley: A John Wiley & Sons, Inc,1991. 1 – 748.

[23] Goldsmith ANDREA. Wireless Communications [M]. England, UK; Cambridge University Press, 2005. 1 – 561.

#### 作者简介



**谢显中** 男,1966 年出生,四川人. 重庆邮电大学教授,博士生导师. 主要研究方向为认知无线电、移动通信技术等.

E-mail:xiexzh@cqupt.edu.cn



**张森林** 男,1987 年生,四川人. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为干扰对齐技术.

E-mail:254945521@qq.com



**李丹** 女,1989 年生,四川自贡人. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为干扰对齐技术.

E-mail:1160872086@qq.com



**雷维嘉** 男,1969 年生,云南元谋人. 重庆邮电大学教授,硕士生导师,主要研究方向为无线通信技术、嵌入式系统等.

E-mail:leiwj@cqupt.edu.cn