

低复杂度 MISO 干扰信道协同波束成形算法

赵睿¹, 何世文²

(1. 华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361021;
2. 东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 针对单发射节点功率约束条件下的多入单出(MISO)干扰信道,研究确保用户公平性的最大-最小信干噪比(R_{SIN})优化问题.利用分层方法将原始优化问题分解为两个优化步骤,提出一种新颖的、低复杂性的单调协同波束成形算法,并验证其有效性.仿真结果表明:文中算法大约需要 4 次即可达到稳定点,且非常逼近穷举算法的性能.

关键词: 干扰信道;单调协同优化;几何规划;最小化发射功率;最大-最小信干噪比

中图分类号: TN 911.22 **文献标志码:** A

随着移动用户对数据业务服务质量和传输速率要求的不断提高以及频谱资源的日益稀缺,迫切需要采用先进的通信技术有效地消除小区间和用户间干扰,不断提升小区系统容量,改善小区边缘用户性能^[1].干扰信道协同联合发送/接收技术利用不同位置的发射/接收天线来改善用户接收/发送信号质量,同时也有效地消除空间干扰信号.此外,干扰信道协同波束成形也成为一种抑制同道干扰的强有力技术^[2].近年来,这两种技术在无线通信领域得到广泛地研究与探讨^[3-9].本文利用分层方法把最大-最小信干噪比优化问题转化为两个子优化问题,提出一种新颖的波束成形算法,并证明其收敛性^[10-14].

1 系统模型

考虑具有 K 对用户的多入单出(MISO)干扰信道,其中,每个发射节点均有 M 根发射天线,且接收节点只有单根天线,中央控制器收集所有信道系数信息,联合优化波束矢量和发射功率,发射功率满足单发射节点的发射功率约束,但不需共享用户数据信息. K 用户对 MISO 通信系统模型,如图 1 所示.假设终端用户 i 的接收信息为

$$y_i = \sqrt{p_i} \mathbf{h}_{i,i}^H \mathbf{w}_i x_i + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K \sqrt{p_k} \mathbf{h}_{i,k}^H \mathbf{w}_k x_k + n_i, \quad (1)$$
$$i = 1, \dots, K.$$

式(1)中: y_i 为终端用户 i 的接收信息; p_i 为发射用户 i 的发射功率; $\mathbf{h}_{a,b}^H$ 为发射用户 a 到终端用户 b 的准静态平衰落信道系数; n_i 是均值为 0,方差为 σ_i^2 的复数加性高斯白噪声; \mathbf{w}_i 为基站 i 的单位范数波束矢量;上标符号 H 为共轭转置运算.因此,接收节点 i 的 R_{SIN} 为

$$R_{\text{SIN}_i}(\mathbf{w}_i, p_i) = \frac{p_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_{i,i} \mathbf{h}_{i,i}^H \mathbf{w}_i}{\sum_{k=1, k \neq i}^K p_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{i,k} \mathbf{h}_{i,k}^H \mathbf{w}_k + \sigma_i^2}. \quad (2)$$

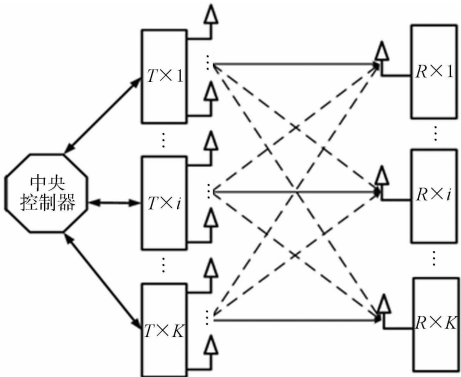


图 1 K 用户对 MISO 通信系统模型
Fig. 1 Model of MISO communication system with K user pairs

为了合理设计协同波束矢量及发射功率,同时确保用户间的公平性,采用最大-最小 R_{SIN} 作为优化目标函数,其数学描述为

$$\begin{aligned} Q: & \max_{\{w_i, p_i\}_{i=1}^K} \min_i R_{\text{SIN}_i}, \\ \text{s. t.} & \quad 0 \leq p_i \leq P_i, \quad \|w_i\| = 1, \quad \forall i. \end{aligned}$$

(3)

式(3)中: P_i 为发射节点 i 的发射功率约束. 针对上述优化问题,易得如下结论.

结论 1 当优化问题 Q 的最优解获得时,至少有 1 个发射节点是满功率发射.

证明 假设波束矢量 $\{w_i^*\}_{i=1}^K$ 和功率 $\{p_i^*\}_{i=1}^K$ 为优化问题 Q 的最优解,且 $p_i^* < P_i, \forall i$. 令加权功率 $p'_i = \alpha p_i^*, \forall i$, 其中

$$\alpha = \min_i \frac{P_i}{p_i^*} > 1.$$

(4)

此时,易有如下关系,即

$$\begin{aligned} R_{\text{SIN}_i}' &= \frac{p'_i w_i^{*H} h_{i,i} h_{i,i}^H w_i^*}{\sum_{k=1, k \neq i}^K p'_k w_k^{*H} h_{i,k} h_{i,k}^H w_k^* + \sigma_i^2} = \frac{p'_i w_i^{*H} h_{i,i} h_{i,i}^H w_i^*}{\sum_{k=1, k \neq i}^K p'_k w_k^{*H} h_{i,k} h_{i,k}^H w_k^* + \frac{\sigma_i^2}{\alpha}} > \\ & \frac{p'_i w_i^{*H} h_{i,i} h_{i,i}^H w_i^*}{\sum_{k=1, k \neq i}^K p'_k w_k^{*H} h_{i,k} h_{i,k}^H w_k^* + \sigma_i^2}. \end{aligned}$$

(5)

这说明以波束矢量 $\{w_i^*\}_{i=1}^K$ 和功率 $\{p'_i\}_{i=1}^K$ 作为优化问题 Q 的解所获得的最优值,要大于波束矢量 $\{w_i^*\}_{i=1}^K$ 和功率 $\{p_i^*\}_{i=1}^K$ 作为优化问题 Q 的解所获得的最大值. 这与波束矢量 $\{w_i^*\}_{i=1}^K$ 和功率 $\{p_i^*\}_{i=1}^K$ 为最优解矛盾. 因此,当优化问题 Q 的最优解获得时,至少有 1 个发射节点是满功率发射.

2 多点协同波束成形和功率分配算法

上述优化问题中优化变量之间相互耦合,使直接求解优化问题变得十分困难,且上述优化问题是个 NP 优化问题^[15]. 现有文献研究表明:利用上/下行链路间的对偶关系可把上述优化问题转换成与之对偶的虚拟上行链路优化问题,从而获得简便的求解方法;但为了确保最优解满足单基站功率约束,在对偶域中求解优化问题时,经常需要在求解过程中验证其解是否满足功率约束条件. 另外一种求解上述优化问题的常用方法是利用二分法在最差用户的可实现 R_{SIN} 区域内不断迭代求解优化问题,进而获得最差用户的最大可行 R_{SIN} 值,这里称之为穷举法^[10]. 与之不同之处,文中没有利用二分法和上/下链路间的对偶关系,而是基于分层思想将复杂优化问题转换成简单的优化问题,进而设计了一种直接求解上述优化问题的新颖的、复杂度低的协同波束成形和功率分配算法.

为了释放优化问题 Q 中优化变量间的耦合关系,采用分层优化方法. 首先,优化求解波束矢量 $\{w_k\}_{k=1}^K$; 然后,在给定波束矢量条件下优化求解发射功率 $\{p_k\}_{k=1}^K$. 引入松弛变量 τ , 优化问题 Q 等价为

$$\begin{aligned} Q: & \max_{\{w_i, p_i\}_{i=1}^K} \tau, \\ \text{s. t.} & \quad R_{\text{SIN}_i} \geq \tau, \quad \forall i, \\ & \quad 0 \leq p_i \leq P_i, \quad \|w_i\| = 1, \quad \forall i. \end{aligned}$$

(6)

2.1 优化波束矢量

给定最差用户的可行 R_{SIN} 值(τ_0 值)时,采用最小化发射功率优化问题的求解方法优化求解协同发射波束矢量,使其满足给定最差用户 R_{SIN} 要求,即

$$\begin{aligned} Q: & \max_{\{\tilde{w}_i, p_i\}_{i=1}^K} \sum_{k=1, k \neq i}^K \|\tilde{w}_i\|^2, \\ \text{s. t.} & \quad \frac{\tilde{w}_i^H h_{i,i} h_{i,i}^H \tilde{w}_i}{\sum_{k=1, k \neq i}^K p'_k \tilde{w}_k^H h_{i,k} h_{i,k}^H \tilde{w}_k + \sigma_i^2} \geq \tau_0, \quad \forall i, \\ & \quad \|\tilde{w}_i\|^2 \leq P_i, \quad \forall i. \end{aligned}$$

(7)

优化问题 Q_1 可以化为

$$\left. \begin{aligned} Q_1: \max_{\{\tilde{\mathbf{w}}_i, p_i\}_{i=1}^K} & \sum_{k=1, k \neq i}^K \|\tilde{\mathbf{w}}_i\|^2, \\ \text{s. t.} \quad & \tau_0 \sum_{k=1, k \neq i}^K |\mathbf{h}_{i,k}^H \tilde{\mathbf{w}}_k|^2 + \tau_0 \sigma_i^2 \leq |\mathbf{h}_{i,i}^H \tilde{\mathbf{w}}_i|^2, \quad \forall i, \\ & \|\tilde{\mathbf{w}}_i\|^2 \leq P_i, \quad \forall i. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

从文献[11]的研究结果可知:优化问题 Q_1 可利用二阶锥规划(SOCP)优化方法求解,且其最优解使 R_{SIN} 约束不等式的等号成立.在利用 SOCP 优化方法求解优化问题 Q_1 过程中,也可验证给定最差用户 R_{SIN} 的可行性.如果给定 τ_0 可行,则将优化问题 Q_1 的最优解 $\{\tilde{\mathbf{w}}_k\}_{k=1}^K$ 归一化获得波束矢量 $\{\mathbf{w}_k\}_{k=1}^K$,即 $\mathbf{w}_k = \frac{\tilde{\mathbf{w}}_k}{\|\tilde{\mathbf{w}}_k\|}$, $\tilde{p} = \|\tilde{\mathbf{w}}_k\|^2, \forall k$;如果给定 τ_0 不可行,则利用 SOCP 优化方法及其他优化方法求解优化问题 Q_1 ,将得不到满足要求条件的可行波束矢量 $\{\tilde{\mathbf{w}}_k\}_{k=1}^K$.

2.2 优化发射功率和松弛变量

不同于文献[10],文中没有利用二分法更新最差用户的可行 R_{SIN} 值,而是在给定发射波束矢量 $\{\mathbf{w}_k\}_{k=1}^K$ 条件下,利用几何规划(GP)优化方法同时更新发射功率 $\{p_k\}_{k=1}^K$ 和 τ 值.给定下行链路的发射波束矢量 $\{\mathbf{w}_k\}_{k=1}^K$,优化问题 Q 等价于

$$\left. \begin{aligned} Q_2: \max_{\{p_i, \tau\}_{i=1}^K} & \tau^{-1}, \\ \text{s. t.} \quad & \sum_{k=1, k \neq i}^K \frac{\tau p_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{i,k} \mathbf{h}_{i,k}^H \mathbf{w}_k}{p_i \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{i,i} \mathbf{h}_{i,i}^H \mathbf{w}_i} + \frac{\tau \sigma_i^2}{p_i \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{i,i} \mathbf{h}_{i,i}^H \mathbf{w}_i} \leq 1, \quad \forall i, \\ & 0 \leq p_i \leq P_i, \quad \forall i. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

上述优化问题的形式与 GP 优化方法的基本形式一致,故优化问题 Q_2 可用 GP 优化方法求解^[12].

2.3 协同波束成形算法

基于上述分析,将优化问题 Q 的求解方法(干扰信道协同波束成形和功率分配算法)归纳为以下 4 个步骤.

步骤 1 令 $n=0, \mathbf{w}_k^{(0)}=0, p_k^{(0)}=0, \forall k$;初始化可行最小用户 R_{SIN} ,即令 $\tau^{(n)}=\epsilon$.

步骤 2 令 $n=n+1$,针对给定 $\tau^{(n-1)}$,利用 SOCP 优化方法求解优化问题 Q_1 ,获得最优解波束矢量 $\{\tilde{\mathbf{w}}_k^*\}_{k=1}^K$;然后,将其转化成波束矢量 $\{\mathbf{w}_k^{(n)}\}_{k=1}^K$,即 $\mathbf{w}_k^{(n)} = \frac{\tilde{\mathbf{w}}_k^*}{\|\tilde{\mathbf{w}}_k^*\|}, \forall k$.

步骤 3 利用 GP 优化方法求解优化问题 Q_2 ,获得最优解 $\tau^{(n)}$ 和最优发射功率 $\{p_k^{(n)}\}_{k=1}^K$.

步骤 4 如果 $|\tau^{(n)} - \tau^{(n-1)}| \leq \xi$ 成立,则输出波束矢量 $\{\mathbf{w}_k^{(n)}\}_{k=1}^K$ 和发射功率 $\{p_k^{(n)}\}_{k=1}^K$;否则,转至步骤 2.其中: ϵ 是任意可行最小用户 R_{SIN} 值; ξ 是预先给定的精度阈值.

结论 2 文中算法收敛到稳定点,但不一定是全局最优解.

证明 从上述算法可知:算法每次迭代更新时,在步骤 2 中利用 SOCP 方法优化最小化发射功率优化问题,其最优解使 R_{SIN} 约束不等式的等号成立,即此步骤中保持最差用户 R_{SIN} 的值不变.在步骤 3 中利用 GP 方法优化求解变量 τ 和发射功率 $\{p_i\}_{i=1}^K$,其最优解使 τ 最大化.因此, τ 值的变化满足

$$\tau^{(0)} \leq \tau^{(1)} \leq \tau^{(2)} \leq \dots \leq \tau^{(n)} \leq \dots. \quad (10)$$

由于实际无线通信系统中各发射节点的发射功率有限,因此,用户的 R_{SIN} 均为有限值,即序列 $\{\tau^{(n)}\}$ 是单调递增有界序列.因此,由单调有界序列原理可知上述算法可收敛到稳定点^[14].由于文中算法的步骤 2 并没有直接优化求解原始优化问题,而是将原始优化问题转换成最小化发射功率优化问题,因此,文中算法获得的最优解不一定是全局最优解.

虽然文中算法步骤 2 没有直接优化最大-最小 R_{SIN} 优化问题,而是将其转换成最小化发射功率优化问题求解,但由于这一步为步骤 3 的最大化最差用户的 R_{SIN} 提供了机会,使优化问题的目标函数值增加,所以其最优解保证了所有用户的 R_{SIN} 约束不等式的等号成立,且发射功率最小.

仿真结果表明:文中算法非常逼近穷举法所获得的最优解,且适用于接收机的设计固定已知情况下

的多输入多输出干扰系统.此时,系统可转化成多输入单输出干扰系统,故文中算法很容易扩展到多输入多输出干扰信道系统.

2.4 文中算法复杂度分析

文中算法和穷举法都需要利用 SOCP 方法优化求解功率最小化问题.在优化问题 Q_1 的目标函数中共有 $2MK$ 个实数优化变量;约束条件中有 K 个 R_{SIN} 约束,其中,每个 R_{SIN} 约束有 $2MK$ (每项有 $2M$) 个实数优化变量;约束条件中有 K 个功率约束,其中,每个功率约束有 $2M$ 个实数优化变量.

从文献[11]可知:SOCP 求解此最小化发射功率优化问题需要的迭代次数的上边界为 $O(\sqrt{2K})$.因此,利用 SOCP 优化求解优化问题 Q_1 的计算复杂度为 $O(8\sqrt{2K}K^3M^3(1+K))$.文中算法步骤 3 中利用 GP 优化方法求解优化问题 Q_2 的计算复杂度 C_{GP} 取决于不同的参数环境及求解方法.但相较于 SOCP 优化算法,GP 优化算法的复杂度低很多,进而可以减少所提算法的复杂度^[12-13].

3 计算仿真结果

仿真环境描述如下:假设发射节点间的距离为 1 km,采用 10 MHz 信道带宽,所有用户均处于发射节点的服务区域边缘,每个用户受小区间干扰的影响比较严重.考虑由 2 或 3 个发射节点组成 1 个协同簇的情况,小区用户随机分布在多点协同区域内(小区用户到其服务节点的距离至少为 400 m 的区域),基站天线数均为 4,用户天线数均为 1,任何基站到用户节点的信道模型为 3GPP 信道模型^[16],所有协同发射节点最大发射功率相同.特别地,大尺度衰落路径损失为 $(38\log_{10} d + 34.5)$ dB;阴影衰落的标准方差为 8 dB;小尺度衰落为均值 0,方差为 1 的瑞利衰落.信道系数产生形式为 $\mathbf{h} = \theta \mathbf{h}_w$,其中: θ 为大尺度衰落因子; \mathbf{h}_w 的元素为均值 0,方差为 1 的独立同分布复高斯随机变量.

采用 Matlab 仿真软件进行仿真^[17].仿真过程中前两种算法的算法迭代停止阈值为 10^{-5} ;信漏噪比算法、最大比发送算法和迫零波束成形算法中各基站的发射功率均为最大发射功率;文中算法后面的括号内的最大迭代次数表示算法迭代的最大次数.

文中算法收敛速度(v)与迭代次数(n)之间关系,如图 2 所示.由图 2 可以看出:文中算法一般只需要 3~4 次即可收敛到稳定点.在低发射功率时,几乎可以收敛到最优的最差用户速率;但发射功率比较高时,文中算法收敛到最差用户速率与最优最差用户速率之间有一定差异.

当算法迭代停止阈值为 10^{-4} 时,文中算法和穷举法所需要的迭代次数(n)与消耗时间(t)的比较,如图 3 所示.图 3 中: P 为发射功率.仿真计算机的配置为 CPU4.8 GHz,内存 4 GB,Windows 7 的 32 位操作系统.

由图 3 可以看出:文中算法所需要的迭代次数和时间均少于穷举法,即说明文中算法的收敛速度比穷举法的收敛速度快,且所使用的 GP 优化算法计算复杂度非常低,这是因为优化变量相

对少了很多.文中算法的迭代次数和所消耗的时间均少于穷举法所需迭代次数和所消耗的时间的二分之一,而最差用户速率性能的损失却很小.

各种协同算法的最差用户速率性能曲线,如图 4 所示.由图 4 可以看出:文中算法所获得的最差用户速率性能与最优最差用户速率性能之间的差异随着发射功率的增加而增加;最优最差用户速率与所提算法所获得的最差用户速率之间的差异低于 0.1;文中算法的最差用户速率与帕拉托算法的性能非常逼近.由图 4(b)可知:所提算法的最大迭代次数为 4 时,文中算法所获得的最差用户速率与按精度要求所获得的最差用户速率相同.

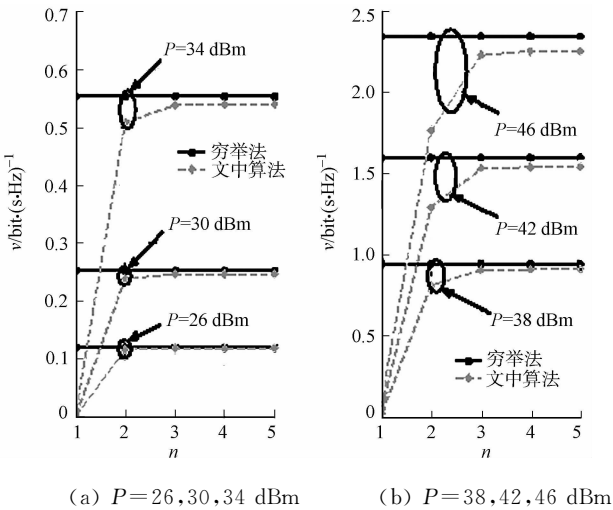


图2 所提算法收敛速率曲线
Fig. 2 Convergence rate curve of the proposed algorithm

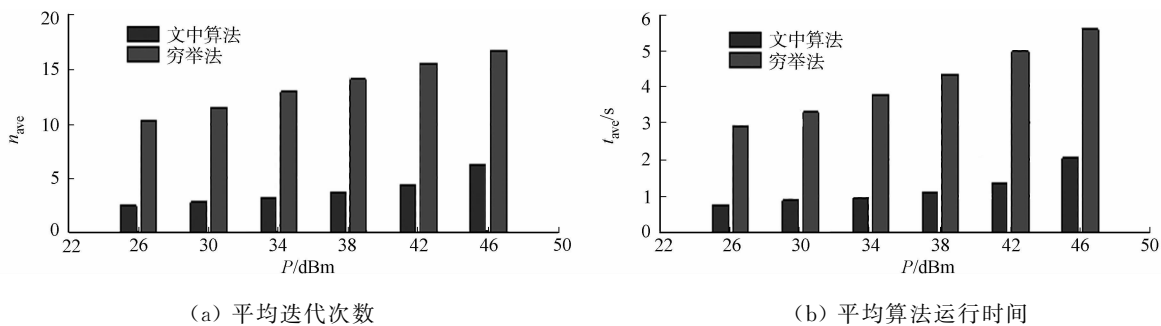


图 3 迭代次数与消耗时间比例

Fig. 3 Number of iterations and consumed time of algorithm

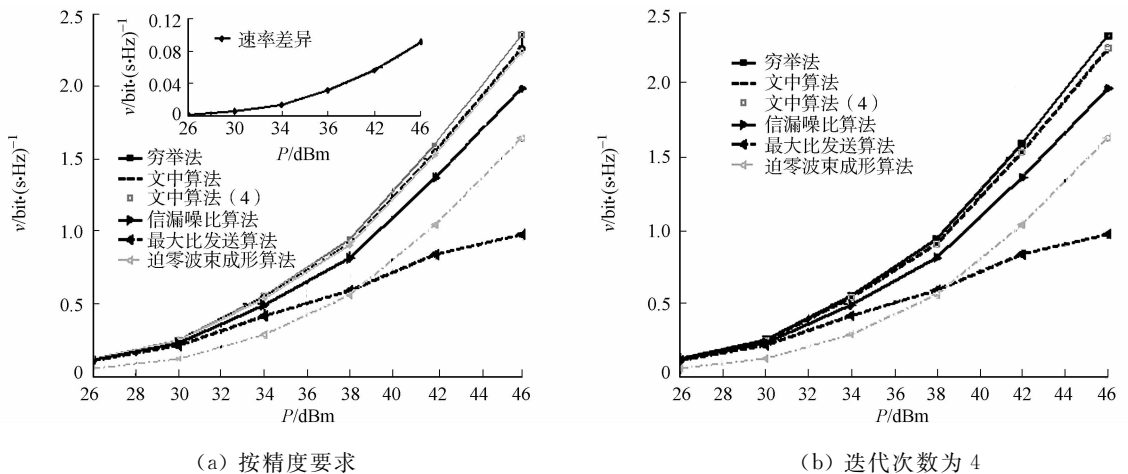


图 4 协同波束成形最差用户速率性能曲线

Fig. 4 Rate of worst user for coordinated beamforming algorithm

4 结束语

利用分层方法将最大-最小 R_{SIN} 优化问题转化为两个子优化问题: 首先, 在给定可行 R_{SIN} 条件下, 将最大-最小 R_{SIN} 优化问题转换成最小化发射功率优化问题, 并利用二阶锥规划方法求解其最优波束矢量; 然后, 在给定波束矢量条件下利用几何规划方法优化协同发射节点的发射功率和最小用户 R_{SIN} . 与现有文献相比, 文中算法的计算复杂度低、收敛速度快, 而且可获得的最差用户速率非常逼近穷举搜索法所实现的最差用户速率.

参考文献:

- [1] LEE D, SEO H, SAYANA K. Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced: Deployment scenarios and operational challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(2): 148-155.
- [2] ZHANG Hong-yuan, DAI Hua-yu. Cochannel interference mitigation and cooperative processing in downlink multicell multiuser mimo networks[J]. EURASIP Journal on Wireless Communication and Networking, 2004, 2(1): 222-235.
- [3] LIU Ya-feng, DAI Yi-hong, LUO Zhi-quan. Coordinated beamforming for miso interference channel: Complexity analysis and efficient algorithms[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(3): 1142-1157.
- [4] CALVO E, MUNZ O, VIDAL J. Downlink coordinated radio resource management in cellular networks with partial CSI[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(3): 1420-1431.
- [5] GHAFAR R, KNOPP R. Interference suppression strategy for cell-edge users in the downlink[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(1): 154-165.
- [6] SCHUBERT M, BOCHE H. Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2004, 53(1): 18-28.
- [7] DAHROUJ H, YU Wei. Coordinated beamforming for the multicell multi-antenna wireless system[J]. IEEE Trans-

actions on Wireless Communication,2010,9(5):1748-1759.

[8] HUANG Yong-ming,ZHENG Gan,OTTERSTEN B. Distributed multicell beamforming design approaching pareto boundary with max-min fairness[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication,2012,10(2):1345-1356.

[9] SOHN I,LEE S,ADREWS J. Belief propagation for distributed downlink beamforming in cooperative MIMO cellular networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2011,10(12):4140-4149.

[10] TAJER A,PRASAD N,WANG Xiao-dong. Robust linear precoder design for multi-cell downlink transmission[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2011,59(1):235-251.

[11] LOBO M,VANDENBERGHE L,LEBRET H. Applications of second-order cone programming[J]. Linear Algebra and Its Applications,1998,28(4):193-228.

[12] BOYD S,KIM S,HASSIBI A. A tutorial on geometric programming[J]. Optimization and Engineering,2007,8(1):67-127.

[13] BOGALE T,VANDENDORPE L. Weighted sum rate optimization for downlink multiuser MIMO coordinated base station systems: Centralized and distributed algorithms[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2012,60(4):1876-1889.

[14] BIBBY J. Axiomatisations of the average and a further generalisation of monotonic sequences[J]. Glasgow Mathematical Journal,1974,15(1):63-65.

[15] SIDIROPOULOS N,DAVIDSON T,LUO Z. Transmit beamforming for physical-layer multicasting[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2006,54(6):2239-2251.

[16] Association of Radio Industries and Businesses. Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations[EB/OL]. [2013-09-09]. www.3gpp.org/DynaReport/25996.htm.

[17] SADEK M,TARIGHAT A,SAYED A. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2007,6(5):1711-1721.

A Lower-Complexity Algorithm for MISO Interference
Channel Coordinated Beamforming

ZHAO Rui, HE Shi-wen

(1. College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China
2. College of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: To ensure the fairness of the users, the max-min R_{SIN} optimization problem was studied for multiple input single output (MISO) interference channel subject to per transmitter power constraint. The primal optimization problem was divided into two optimization steps by using the layered method. Finally, a novel and lower-complexity monotone coordinated beamforming algorithm was proposed. Numerical simulation shows the effectiveness of the proposed algorithm. Simulation results show that the proposed algorithm achieves a desirable convergence with only around 4 iterations and the performance of the proposed algorithm is very close to that of the exhaustive search algorithm.

Keywords: interference channel; monotonic coordinated optimization; geometric programming; minimization of transmit power; maximum-minimum R_{SIN}

(责任编辑: 钱筠 英文审校: 吴逢铁)