

考虑收发机损耗的多小区多用户下行链路波束成形算法

夏灿锋¹, 何世文^{1,2}, 黄永明^{1,3}, 王海明^{1,2}, 杨绿溪¹

(1. 东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096; 2. 东南大学 毫米波国家重点实验室, 江苏 南京 210096;
3. 上海交通大学 系统控制与信息处理教育部重点实验室, 上海 200240)

摘要: 在现有收发机损耗模型基础上以最小化最差用户均方误差或者最小化用户均方误差之和为优化目标, 设计一种考虑收发机残留损耗的多小区多用户下行链路波束成形算法。通过将优化问题转化成二阶锥规划的标准形式, 并设计分层优化迭代算法来求解原始问题。数值仿真表明, 相对于传统收发机的波束成形算法而言, 所提算法将极大地减小收发机损耗对系统性能的影响, 进而显著提高系统性能。

关键词: 收发机损耗; 波束成形; 凸优化; 均方误差

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)12-0104-09

Multi-cell multi-user downlink beam forming design considering transceiver impairment

XIA Can-feng¹, HE Shi-wen^{1,2}, HUANG Yong-ming^{1,3}, WANG Hai-ming^{1,2}, YANG Lv-xi¹

(1. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;
2. State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China;
3. Key Laboratory of System Control and Information Processing, Ministry of Education, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Multi-cell multi-user downlink beamforming schemes considering transceiver impairments were developed, with the objective of minimizing the maximum mean square error (MSE) and the sum of MSE of all users. The optimization problem was transformed into a second-order cone programming(SOCP) standard form, and a hierarchical iterative algorithm was developed to solve the original problem. Compared with the traditional beamforming methods developed for ideal transceivers, numerical results show that our proposed optimization algorithms greatly reduce the impact of impairments and improve the system performance.

Key words: transceiver impairment; beamforming; convex optimization; mean square error

1 引言

近年来, 作为一种能够显著提升系统容量及改善通信质量的强有力技术, 多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 技术受到了工业界、

学术界的广泛关注且得到了深入的研究, 但现有文献主要集中于不存在收发机损耗的理想情况下如何设计高效的无线通信传输技术, 如多用户 MIMO 技术、波束成形传输技术等^[1-8]。

实际无线通信系统中的收发机存在许多硬件

收稿日期: 2013-01-29; 修回日期: 2013-07-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61271018, 61071113, 61132003); 国家科技重大专项基金资助项目(2013ZX03003006-002, 2012ZX03004-005-003); 江苏省科研基金资助项目(BK20130019, BK2011597, BK2011019, BE2012167); 教育部新世纪优秀人才资助计划基金资助项目(NCET-11-0088); 系统控制与信息处理教育部重点实验室开放课题基金资助项目(SCIP2012003)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(61271018, 61071113, 61132003); The National Science and Technology Major Project of China(2013ZX03003006-002, 2012ZX03004-005-003); The Research Program of Jiangsu Province (BK20130019, BK2011597, BK2011019, BE2012167); The Program for New Century Excellent Talents in University(NCET-11-0088); Open Research Fund of the Key Laboratory of System Control and Information Processing, Ministry of Education (SCIP2012003)

损耗,比如非线性放大器^[9]、载频和采样率偏移^[10]、IQ 不平衡^[11]、相位噪声^[12]等。这些损耗对系统性能的影响可以采取一定措施来减少,比如可以通过发射端校准或预失真来补偿,也可以在接收端进行复杂的技术来补偿,如对相位噪声可以采用最大似然估计方法,对于 IQ 不平衡有基于前导的估计和削弱方法等。文献[13]中对射频端损耗和相应的各种补偿技术进行了综合的概括。文献[14,15]对收发机补偿后的剩余损耗进行深入研究,并且证明了传统补偿方式后的收发机残留损耗可以较好地建模成一个加性高斯分量,且它的能量随着发射信号的功率增加而增加。

在实际场景,这些补偿方法无法完全消除上述不理想损耗对通信系统性能的影响,即实际无线通信系统依然会残留各种收发机损耗。研究表明这些收发机残留损耗对于低频谱效率的单用户通信系统的影响相对较小,但对于多小区多用户多输入多输出通信系统,这些收发机损耗会对通信系统性能产生严重的影响,进而导致性能急剧下降^[16~20]。文献[16]研究了收发机残余损耗对信道容量和误比特率的影响,文中证明了这些残余损耗会严重削弱 MIMO 系统最优检测算法的性能;文献[17]研究表明 MIMO 系统的信道容量受收发机损耗的影响且存在一个上界,从而使传统的复用增益为零;文献[18]理论上分析了非线性损耗对 OFDM 系统的影响并提出了一种错误率估计方法;文献[19,20]分析了射频器件损伤对高速率和高频谱率系统的影响,并且得出结论需要使用 EVM(error vector magnitude)低于某一特定值的射频器件才能达到性能指标等。然而这些相关文献只是分析了收发机损耗和其对系统性能产生的影响,并没有给出可行的考虑这些残留收发机损耗波束成形的方案。

本文将在现有收发机损耗的模型基础上进一步分析硬件收发机残留损耗对多小区多用户波束成形的影响,进而设计考虑收发机损耗的多小区多用户 MIMO 下行链路波束成形算法,其研究系统性能优化指标为:

- (P1) 最小化最差用户均方误差(MSE);
- (P2) 最小所有用户的均方误差(MSE)总和。

针对上述 2 个优化目标,本文提出了 2 种考虑收发机损耗的多小区多用户 MIMO 下行链路波束成形算法,数值仿真验证了所提算法的有效性,

而且仿真表明相比于传统多小区多用户 MIMO 下行链路波束成形算法而言,所提算法能够明显地提高系统性能增益。最后将结合本文所提算法的性能提升和算法开销来权衡分析不同损耗场景的选择策略。

2 系统模型

考虑由 N 小区组成的多小区协同波束下行链路系统,其中每个小区由一个多天线基站和 K 个单天线用户组成。为了简单起见,不妨假设每个基站均有 N_i 根天线,每个基站只给本小区的用户发送数据且对其他小区用户产生一定的小区间干扰,即本文将重点研究多小区协作波束成形算法优化问题。这样,第 i 个小区 j 个用户的接收信号为

$$y_{i,j} = \sum_{m=1}^N \mathbf{h}_{m,i,j}^H \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{w}_{m,k} x_{m,k} + z_m^{(t)} \right) + z_{i,j}^{(r)} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{h}_{m,i,j} = \mathbf{C}^{N_i \times 1}$ 表示第 m 个基站到第 i 小区的用户 j 的信道系数,其包括大尺度衰落、小尺度衰落及阴影衰落; $x_{i,j} \sim CN(0,1)$ 表示第 i 个小区用户 j 的发送数据,其相应的波束成形表示为 $\mathbf{w}_{i,j} = \mathbf{C}^{N_i \times 1}$,为了叙述方便,将第 i 个小区的波束成形写成矩阵形式,即 $\mathbf{W}_i = [\mathbf{w}_{i,1}, \dots, \mathbf{w}_{i,K}]$; $z_m^{(t)}$ 表示基站 m 的发射机损耗, $z_{i,j}^{(r)}$ 表示用户小区 i 的用户 j 的接收机损耗,其包括高斯白噪声和接收机的硬件损伤两部分;现有文献[18~20]的研究表明 $x_{i,j}$ 、 $z_m^{(t)}$ 、 $z_{i,j}^{(r)}$ 相互独立。

虽然通过收发机均衡及补偿技术可以减少硬件对系统性能的影响,但不能完全消除收发机损耗对系统性能,尤其是 MIMO 系统的性能的影响。这些收发机残留损耗的影响可以合理地模拟成加性高斯分量,且它的能量随着有用信号能量的增长而增长^[18,19]。令发射机残留损耗满足 $z_m^{(t)} = \mathbf{C}^{N_i \times 1}$,这样假设是合理的,因为根据大数定理可以证明,收发机的很多残留损耗总和起来可以合理地表示成高斯模型。从发射机射频指标误差向量幅度(EVM, error vector magnitude)的数据仿真曲线可以发现发射机损耗随着发射功率呈一定的单调增长趋势,如图 1 所示(场景:LTE power amplifier HXG-122+ using 64-QAM waveforms and a state-of-the-art signal generator^[16])。

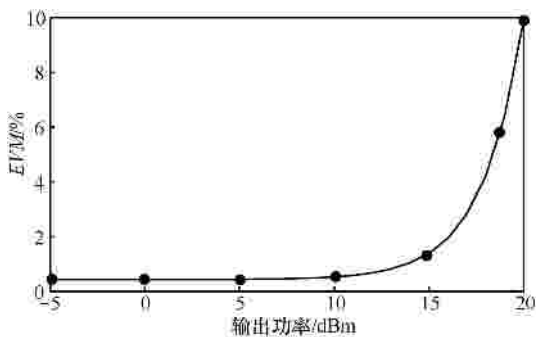


图 1 EVM 随输出功率曲线

令 $z_m^{(i)} \sim CN(0, C_m)$ ，其中，

$$C_m = \begin{bmatrix} C_{m,1}^2 & & \\ & \text{O} & \\ & & C_{m,N_t}^2 \end{bmatrix}, c_{m,n} = h(\|T_n W_m\|) \quad (2)$$

T_n 用于取出第 n 根天线的发射幅度，它是对角阵（在对角线上第 n 个元素为 1，其余位置为 0）， $h(\cdot)$ 为关于发射信号幅度的单调递增函数，用来对模拟发射端的损耗特性，它的具体表达式可以通过射频端的 EVM 特性来测。根据 EVM 的定义^[21]可得

$$EVM_{m,n} = \frac{E\{|z_m^{(i)}\}_n|^2\}}{E\{[\sum_k w_{m,k} x_{m,k}]_n|^2\}} = \left(\frac{h(\|T_n W_m\|_F)}{\|T_n W_m\|_F} \right)^2 \quad (3)$$

通过对射频端 EVM 测量数据建模可以得到 $h(\cdot)$ 函数为

$$h(x) = \frac{k_1}{100} x \left(1 + \left(\frac{x}{k_2} \right)^4 \right) [\sqrt{mW}] \quad (4)$$

其中， $x = \|T_n W_m\|_F$ 表示发射信号的幅度， k_1 和 k_2 是模型参数。结合 EVM 的定义和曲线分析可以发现，式(4)中第一项的系数决定着 EVM 曲线的水平常数部分，第二项 5 阶因子决定着发射机损耗随发射幅度增长的情况。图 1 中的 LTE 发射机损耗模型可以通过式(4) ($k_1 = 0.43$ ， $k_2 = 4.6$) 准确地建立，其他场景中，同样可以在射频端测量参数进行合理地拟合建模^[20]。

对于接收机损耗，第 i 个小区用户 j 的接收机损耗可以定义为 $z_{i,j}^{(r)} \sim CN(0, s_{i,j}^2)$ ，它包含白高斯噪声 s^2 和接收机损耗损伤(主要是相位损伤和 IQ 路不平衡)^[21]，即 $z_{i,j}^{(r)}$ 的方差计算为

$$s_{i,j}^2 = s^2 + n^2 \left(\sqrt{\sum_{m=1}^N \|h_{m,i,j}^H W_m\|_F^2} \right) [mW] \quad (5)$$

其中，第二项是描述接收机损耗特性的单调递增函数。接收机损耗模型和发射机损耗模型(4)是类似的，而由于接收信号很小，因而可以忽略其模型中高次项，这里定义为

$$n(x) = \frac{k_3}{100} x \quad (6)$$

其中，系数 $k_3/100$ 为相应的发射端 EVM 值。

3 波束成形优化算法

本文主要研究基于 MSE 性能准则的 2 种优化目标：(P1)最小化最差用户 MSE，即最小化最大 MSE 问题；(P2)最小所有用户 MSE 之和。而且，针对这 2 个优化问题，将提出 2 种考虑收发机损耗的多小区多用户的下行链路波束成形算法，并数值仿真验证所提算法的有效性且分析系统改善程度。

3.1 均方误差(MSE)性能准则

假设接收端采用线性接收机，即第 i 小区的用户 j 接收信号为 $\hat{x}_{i,j} = u_{i,j}^* y_{i,j}$ ， $u_{i,j}^*$ 为接收机的均衡系数，这样用户均方误差计算为

$$\begin{aligned} MSE_{i,j} &= E\{|\hat{x}_{i,j} - x_{i,j}|^2\} \\ &= E\{(\hat{x}_{i,j} - x_{i,j})(\hat{x}_{i,j}^* - x_{i,j}^*)\} \\ &= E\{\hat{x}_{i,j} \hat{x}_{i,j}^*\} - E\{\hat{x}_{i,j} x_{i,j}^*\} - \\ &\quad E\{x_{i,j} \hat{x}_{i,j}^*\} + E\{x_{i,j} x_{i,j}^*\} \end{aligned} \quad (7)$$

由第 2 节的系统模型可知，用户发送数据 $x_{i,j}$ 、发射机损耗 $z_m^{(t)}$ ，接收机损耗 $z_{i,j}^{(r)}$ 的分布分别为 $x_{i,j} \sim CN(0,1)$ ， $z_m^{(t)} \sim CN(0, C_m)$ ， $z_{i,j}^{(r)} \sim CN(0, s_{i,j}^2)$ 且三者相互独立，因此可以得到式(7)中的各项分式的表达式可以表示为

$$\begin{aligned} E\{\hat{x}_{i,j} \hat{x}_{i,j}^*\} &= E\{(u_{i,j}^* y_{i,j})(y_{i,j}^* u_{i,j})\} \\ &= |u_{i,j}|^2 \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K h_{m,i,j}^H w_{m,k} w_{m,k}^H h_{m,i,j} + \\ &\quad |u_{i,j}|^2 \sum_m h_{m,i,j}^H C_m h_{m,i,j} + |u_{i,j}|^2 s_{i,j}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

$$E\{\hat{x}_{i,j} x_{i,j}^*\} = E\{(u_{i,j}^* y_{i,j}) x_{i,j}^*\} = u_{i,j}^* h_{i,i,j}^H w_{i,j} \quad (9)$$

$$E\{x_{i,j} \hat{x}_{i,j}^*\} = E\{x_{i,j} (y_{i,j}^* u_{i,j})\} = w_{i,j}^H h_{i,i,j} u_{i,j} \quad (10)$$

将式(8)~式(10)代入式(7)可得 $MSE_{i,j}$ 表达式为

$$MSE_{i,j} = \left| u_{i,j} \right|^2 \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{w}_{m,k} \mathbf{w}_{m,k}^H \mathbf{h}_{m,i,j} + \left| u_{i,j} \right|^2 \sum_m \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{C}_m \mathbf{h}_{m,i,j} + \left| u_{i,j} \right|^2 s_{i,j}^2 - u_{i,j}^* \mathbf{h}_{i,i,j}^H \mathbf{w}_{i,j} - \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,i,j} u_{i,j} + 1 \quad (11)$$

为了同时研究用户间的公正性及系统的整体性能，本文主要研究以 MSE 为准则的 2 个优化问题，其一是研究用户间的公正性的最小化最大用户 MSE，即

$$P1: \min_{\mathbf{W}_i \in \mathcal{W}_i} \max_{\forall i,j} MSE_{i,j} \quad \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{W}_i^H \mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{C}_i) \leq q_{i,k}, \forall i,k \quad (12)$$

其二是研究系统整体性能，即最小化系统均方误差之和，即

$$P2: \min_{\mathbf{W}_i \in \mathcal{W}_i} \sum_{i,j} MSE_{i,j} \quad \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{W}_i^H \mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{C}_i) \leq q_{i,k}, \forall i,k \quad (13)$$

其中，式(12)和式(13)中的约束条件是对功率的约束， $\mathbf{Q}_{i,k} \in \mathbb{C}^{N_i \times N_i}$ 是半正定矩阵且 $\sum_{k=1}^{L_i} \mathbf{Q}_{i,k} \preceq \mathbf{0}_{N_i}$ ，这是为了对各个空间方向的功率进行限制。对于第 i 个小区 j 个用户而言，其功率受到的限制条件数为 L_i ，这个数目和限制条件的情况有关：当系统采用总功率限制时，则 $\mathbf{Q}_{i,k} = \mathbf{I}_{N_i}$ ， $L_i = 1$ ；当系统采用每根天线功率限制时，则 $\mathbf{Q}_{i,k}$ 表示第 i 个小区基站的功率限制条件，且第 k 个对角线元素非零，即 $\mathbf{Q}_{i,k} = \mathbf{T}_k$ ， $L_i = N_i$ ，其中， $k = 1, \dots, L_i$ 。集合 \mathcal{W}_i 是满足功率约束条件的有效波束集合，即

$$\mathcal{W}_i = \{ \mathbf{W}_i : \text{tr}(\mathbf{W}_i^H \mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{W}_i) + \text{tr}(\mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{C}_i) \leq q_{i,k}, \forall k \} \quad (14)$$

定理 1 在信道环境 $\mathbf{h}_{m,i,j}$ 和波束矩阵 $\mathbf{w}_{m,k}$ 已知的前提下，使第 i 小区第 j 用户的均方误差 $MSE_{i,j}$ 最小的接收端均衡系数为

$$u_{i,j}^{\text{opt}} = \frac{\mathbf{h}_{i,i,j}^H \mathbf{w}_{i,j}}{\mathbf{B}_{i,j}} \quad (15)$$

其中，

$$\mathbf{B}_{i,j} = \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{w}_{m,k} \mathbf{w}_{m,k}^H \mathbf{h}_{m,i,j} + \sum_m \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{C}_m \mathbf{h}_{m,i,j} + s_{i,j}^2$$

证明 从优化问题 P1 和 P2 的最小化目标、拉格朗日 KKT 条件及将式(11)对 $u_{i,j}^*$ 求导即可得

$$\frac{\partial MSE_{i,j}}{\partial u_{i,j}^*} = u_{i,j} \mathbf{B}_{i,j} - \mathbf{h}_{i,i,j}^H \mathbf{w}_{i,j} = 0 \quad (16)$$

其中，

$$\mathbf{B}_{i,j} = \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{w}_{m,k} \mathbf{w}_{m,k}^H \mathbf{h}_{m,i,j} + \sum_m \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{C}_m \mathbf{h}_{m,i,j} + s_{i,j}^2$$

即有 $u_{i,j(\text{opt})} = \frac{\mathbf{h}_{i,i,j}^H \mathbf{w}_{i,j}}{\mathbf{B}_{i,j}}$ ，证毕。

3.2 算法的描述

由于优化问题 P1 和 P2 的优化变量 \mathbf{W}_i 和 $u_{i,j}$ 相互耦合，致使优化问题直接求解变得十分复杂，这里设计分层优化迭代算法求解原始优化问题：即先固定其中一些变化变量，然后优化求解其他优化变量。

3.2.1 优化目标 P1 重构

引入辅助变量 $t_{m,n}$ 、 $r_{i,j}$ ，将优化问题 P1 转化为如下形式

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}_i, u_{i,j}, t_{m,n}, r_{i,j}, \forall i,j,n} \max_{\forall i,j} MSE_{i,j} \\ \text{s.t. } & t_{i,n} \geq 0, r_{i,j} \geq 0, \forall i,j,n \\ & \text{tr}(\mathbf{W}_i^H \mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{W}_i) + \sum_n \text{tr}(\mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{T}_n) \leq t_{i,n}, \forall i,k \\ & h(\|\mathbf{T}_n \mathbf{W}_m\|_F) \leq t_{m,n}, \forall m,n \\ & n \left(\sqrt{\sum_{m=1}^N \|\mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{W}_m\|_F^2} \right) \leq r_{i,j}, \forall i,j \end{aligned} \quad (17)$$

其中， $t_{m,n} = c_{m,n} = h(\|\mathbf{T}_n \mathbf{W}_m\|_F)$ ， $r_{i,j}^2 = n^2 \left(\sqrt{\sum_m \|\mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{W}_m\|_F^2} \right)$ 。易知，当 $h(\cdot)$ 是凸函数时，式(17)中的发射机损耗约束条件 $h(\|\mathbf{T}_n \mathbf{W}_m\|_F) \leq t_{m,n}$ 为凸性约束条件；当 $n(\cdot)$ 是凸函数时，式(17)中接收机损耗约束条件 $n \left(\sqrt{\sum_m \|\mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{W}_m\|_F^2} \right) \leq r_{i,j}$ 为凸性约束条件。为了将优化问题(P1)转化成容易求解的形式，引入辅助变量 t ，优化问题(17)可以等效为如下形式

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}_i, u_{i,j}, t_{m,n}, r_{i,j}} t \\ \text{s.t. } & t_{i,n} \geq 0, r_{i,j} \geq 0, \forall i,j,n \\ & \text{tr}(\mathbf{W}_i^H \mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{W}_i) + \sum_n \text{tr}(\mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{T}_n) \leq t_{i,n}, \forall i,k \\ & MSE_{i,j} \leq t, \forall i,j \\ & h(\|\mathbf{T}_n \mathbf{W}_m\|_F) \leq t_{m,n}, \forall m,n \\ & n \left(\sqrt{\sum_{m=1}^N \|\mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{W}_m\|_F^2} \right) \leq r_{i,j}, \forall i,j \end{aligned} \quad (18)$$

现有文献研究表明函数 $h(\cdot)$ 和 $n(\cdot)$ 通常是凸函数, 因此不失一般性, 下面不妨假设这 2 个函数均为凸函数。这样上述优化问题可以转化成二阶锥规划 (SOCP) 问题的标准形式, 转化过程中主要是将 MSE 的表达式写成如下形式:

$$\begin{aligned}
 MSE_{i,j} &= \left| u_{i,j} \right|^2 \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{w}_{m,k} \mathbf{w}_{m,k}^H \mathbf{h}_{m,i,j} + \\
 &\quad \left| u_{i,j} \right|^2 \sum_m \sum_n \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{T}_n \mathbf{h}_{m,i,j} t_{m,n}^2 + \left| u_{i,j} \right|^2 (r_{i,j}^2 + s^2) - \\
 &\quad u_{i,j}^* \mathbf{h}_{i,i,j}^H \mathbf{w}_{i,j} - \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,i,j} u_{i,j} + 1 \\
 &= \sum_{(m,k) \neq (i,j)} \left| u_{i,j}^* \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{w}_{m,k} \right|^2 + \sum_m \sum_n \left| u_{i,j}^* \mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{T}_n t_{m,n} \right|^2 + \\
 &\quad \left| u_{i,j}^* r_{i,j} \right|^2 + \left| u_{i,j}^* s \right|^2 + \left| u_{i,j}^* \mathbf{h}_{i,i,j}^H \mathbf{w}_{i,j} - 1 \right|^2 \quad (19)
 \end{aligned}$$

优化问题 P1 的交替迭代算法如算法 1 所示, 其中 t 表示凸优化算法的优化指标, 在优化问题(P1)中 $t = \max MSE_{i,j}$ 。阈值 d 表示优化目标参数 t 更新的收敛程度, 当 t 更新的差值小于阈值 d 时, 则认为算法已经收敛。

算法 1 优化问题 P1 的迭代优化算法

- 1) 初始化最佳接收端权衡系数 $U^{(n)}$ 、波束矩阵 $W^{(n)} = \mathbf{0}$ 和 $t^{(n)}$;
- 2) 给定 $U^{(n)}$, 优化求解优化问题(18)获得最佳波束矩阵 $W^{(n+1)}$ 和优化指标 $t^{(n+1)}$;
- 3) 如果 $|t^{(n+1)} - t^{(n)}| < d$, 则令 $n = n + 1$, 将 $W^{(n)}$ 代入式(15)更新最佳接收端权衡系数, 获得 $U^{(n)}$, 并转步骤 2); 否则输出波束矩阵 $W^{(n)}$ 和 $U^{(n)}$ 。

由于算法 1 的步骤 2) 和步骤 3) 的更新过程均最小化目标函数值, 进而产生一个单递减序列, 实际通信系统中 MSE 值是有限值, 因此, 单有界序列原理可知上述所提算法收敛。

3.2.2 优化目标 P2 重构

引入发射机损耗变量 $t_{m,n}$ 和接收机损耗变量 $r_{i,j}$, 优化问题(P2)转化为如下优化问题

$$\begin{aligned}
 \min_{\mathbf{w}_i, u_{i,j}, t_{i,n}, r_{i,j}} \quad & \sum_{i,j} MSE_{i,j} \\
 \text{s.t.} \quad & t_{i,n} \geq 0, r_{i,j} \geq 0 \quad \forall i, j, n \\
 & \text{tr}(\mathbf{W}_i^H \mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{W}_i) + \sum_n \text{tr}(\mathbf{Q}_{i,k} \mathbf{T}_n) t_{i,n}^2 \leq q_{i,k} \quad \forall i, k \\
 & h(\|\mathbf{T}_n \mathbf{W}_m\|_F) \leq t_{m,n} \quad \forall m, n \\
 & n \left(\sqrt{\sum_{m=1}^N \|\mathbf{h}_{m,i,j}^H \mathbf{W}_m\|_F^2} \right) \leq r_{i,j} \quad \forall i, j \quad (20)
 \end{aligned}$$

如果 $h(\cdot)$ 和 $n(\cdot)$ 是凸函数, 那么上述优化问题可以同样可以转化成 SOCP 的标准形式来优化求解。这样, 优化问题 P2 的交替迭代算法如算法 2 所示, 其中, l 表示凸优化算法的优化指标, 在优化问题(P2)中 $l = \sum_{i,j} MSE_{i,j}$ 。阈值 d 表示优化目标

参数 l 更新的收敛程度, 当 l 更新的差值小于阈值 d 以下时, 则认为算法已经收敛。

算法 2 优化问题 P2 的迭代优化算法

- 1) 初始化最佳接收端权衡系数 $U^{(n)}$ 、波束矩阵 $W^{(n)} = \mathbf{0}$ 和 $l^{(n)}$;
- 2) 给定 $U^{(n)}$, 优化求解优化问题(20)获得最佳波束矩阵 $W^{(n+1)}$ 和优化指标 $l^{(n+1)}$;
- 3) 如果 $|l^{(n+1)} - l^{(n)}| < d$, 则令 $n = n + 1$, 将 $W^{(n)}$ 代入式(15)更新最佳接收端权衡系数, 获得 $U^{(n)}$, 并转步骤 2); 否则输出波束矩阵 $W^{(n)}$ 和 $U^{(n)}$ 。

类似于所提算法 1, 上述优化算法的收敛仍然可由单调有界序列原理得以保证。

4 仿真

本节将本文提出的考虑收发机损耗的多小区多用户下行链路波束成形算法性能进行仿真。考虑仿真场景为 3 个小区, 每个小区 2 个用户, 每个基站 4 根天线的情况 ($N=3, K=2, N_t=4$), 接收端用户只有一根天线, 基站每根天线 20dBm 的功率限制, 其他情况可推广。仿真的场景如图 2 所示, 3 个相邻小区的中心各放置一个基站, 且基站间距离为 500 m。这里只考虑相邻小区有重叠覆盖区域的扇形覆盖区域里用户的性能, 如图 2 所示阴影区域, 这个区域的用户受相邻小区干扰最为明显, 其他区域可类似考虑。用户均匀随机分布在基站覆盖区域内, 且距离基站至少 35 m。系统的仿真参数如表 1 所示, 这个仿真系统是 3GPP LTE 标准中场景 1 的版本, 同时假设是不相关的瑞利衰落信道和独立的阴影衰落。

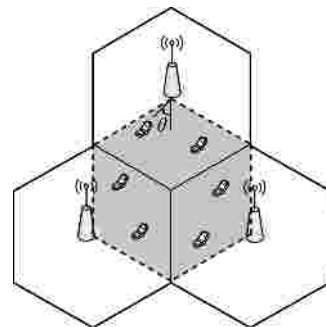


图 2 仿真系统场景

| 参数 | 值 |
|------------------|----------------------|
| 发射天线增益 | $14 - 8q^2$ dB |
| 接收天线增益 | 0 dB |
| 载频/下行链路带宽 | 2 GHz/10 MHz |
| 子载波数/带宽 | 600/15 kHz |
| 小尺度衰落分布 | $CN(0, I)$ |
| 阴影衰落的标准偏差 | 8 dB |
| 距离 d (km)的路径损失 | $128.1 + 37.6 \lg d$ |
| 穿透损失(室内用户) | 20 dB |
| 噪声功率 s^2 | -127 dBm |

在该场景下，对优化目标函数(P1)和优化目标函数(P2)分别进行了仿真，同时为了对比，计算了只采用传统补偿技术而没有考虑收发机残留损耗的优化算法，即在优化时令收发机残留损耗为 0 ($k_1=0, k_2=+8, k_3=0$)，得出传统收发机情况下的波束成形，然后代入实际场景中计算得其相应的损耗影响。事实上不考虑残留损耗的波束成形优化算法中，系统会给用户分配更多的信号能量用于满足用户 MSE 要求，然而这在实际硬件系统中，过高的发射能量会增加收发机损耗从而反过来影响系统性能。

图 3 和图 4 分别表示波束成形优化算法 P1 和 P2 的收敛情况，其中选择参数($k_1=5, k_2=6, k_3=2$)，随机选取几组信道对 2 种算法的迭代效果进行仿真，从仿真结果图中可以看到，2 种算法的收敛效果良好。同时可以统计，为达到同样的收敛效果，优化算法 P1 的平均迭代次数略小于优化算法 P2；而就 MSE 优化的性能而言，优化算法 P2 的最终用户 MSE 会略低于优化算法 P1，可见 2 种算法存在收敛性能和 MSE 优化性能的权衡折中。

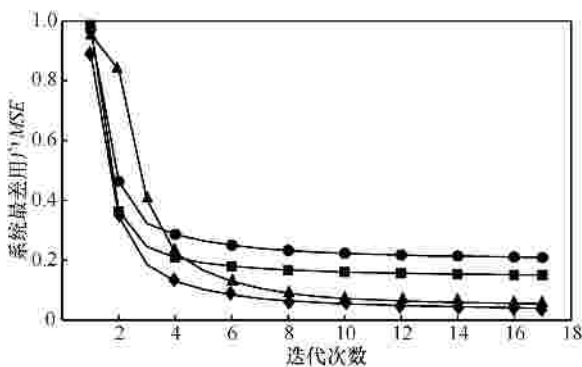


图 3 优化方案 P1 迭代次数($k_1=5, k_2=6, k_3=2$)

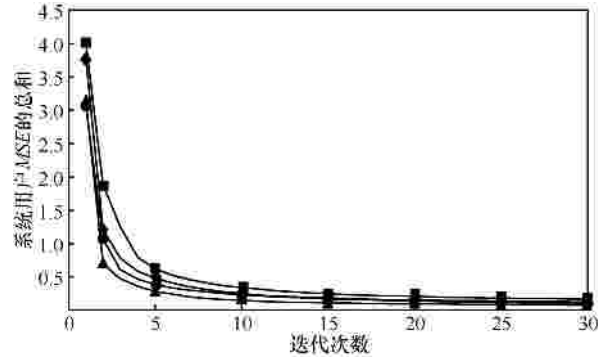


图 4 优化方案 P2 迭代次数 ($k_1=5, k_2=6, k_3=2$)

图 5~图 7 分别给出了所提优化问题 P1 的优化算法性能仿真曲线，其中，图 5 表示系统平均最差用户 MSE 随 k_1 的变化趋势($k_3=2, d=0.005$)；图 6 表示系统平均最差用户 MSE 随 k_3 的变化趋势($k_2=7, d=0.005$)；图 7 表示系统平均最差用户 MSE 随 k_1, k_3 的变化趋势($d=0.005$)。

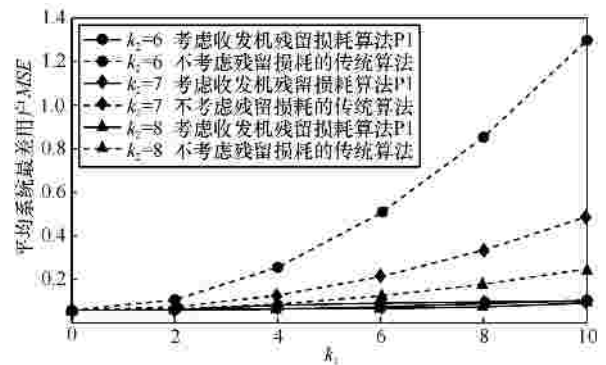


图 5 系统平均最差用户 MSE 随 k_1 的变化趋势 ($k_3=2, d=0.005$)

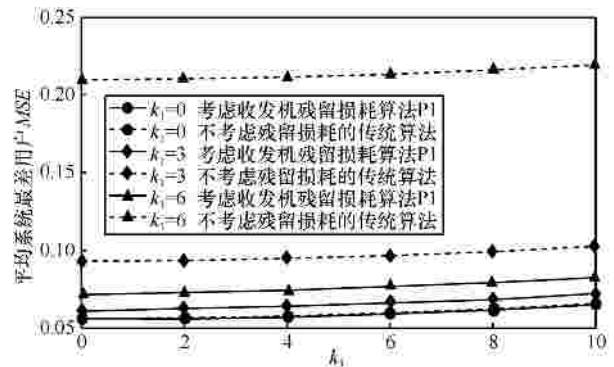


图 6 系统平均最差用户 MSE 随 k_3 的变化趋势($k_2=7, d=0.005$)

图 5~图 7 中实线表示的是考虑收发机残留损耗的优化算法 P1 的性能，虚线表示的是未考虑残留损耗的传统优化算法性能。从图 5~图 7 中可以发现，对于传统优化算法，收发机残留损耗对系统性能产生严重的影响，随着 k_1 增大、 k_2 减少，根据式(4)，收发机

的损耗逐渐变大,系统的性能下降,系统平均最差用户的 MSE 随着变大。而提出的考虑损耗的优化方案 P1 能有效地将 MSE 控制在一个比较低的范围内,比未考虑损耗的仿真结果有了明显改善。随着 k_1 减少, k_2 增加, 2 种方案的性能差距逐渐变小,只有当损耗系数 k_1 在 2 以下时两者的相差才比较小。

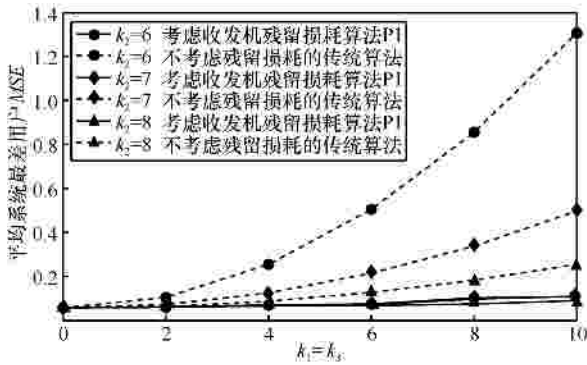


图 7 系统平均最差用户随 k_1 、 k_3 的变化趋势($d=0.005$)

图 8~图 10 表示的是采用优化算法(P2)后系统总用户 MSE 和随 k_1 、 k_2 和 k_3 变化的趋势。其中图 8 表示系统平均所有用户 MSE 总和随 k_1 的变化趋势($k_3=2, d=0.005$)；图 9 表示系统平均所有用户 MSE 总和随 k_3 的变化趋势($k_2=7, d=0.005$)；图 10 表示系统平均所有用户 MSE 总和随 k_1 、 k_3 的变化趋势($d=0.005$)。

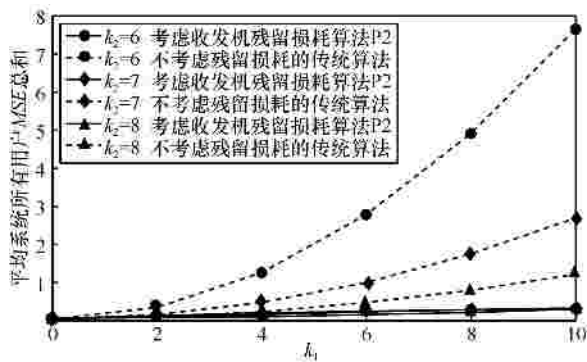


图 8 系统所有用户 MSE 总和随 k_1 的变化趋势($k_3=2, d=0.005$)

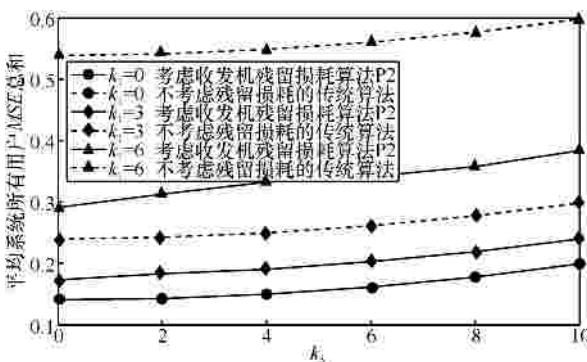


图 9 系统所有用户 MSE 总和随 k_3 的变化趋势($k_2=7, d=0.005$)

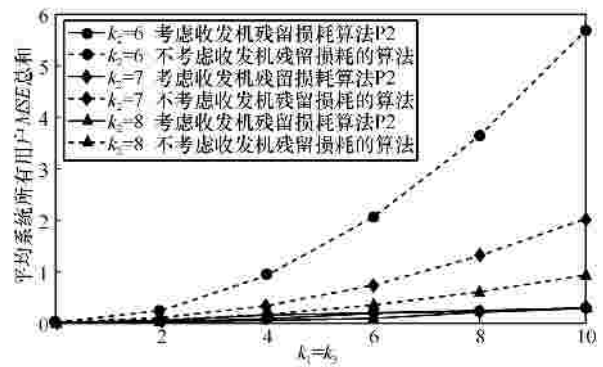


图 10 系统所有用户 MSE 总和随 k_1 、 k_3 的变化趋势($d=0.005$)

图 8~图 10 中实线表示的是考虑收发机残留损耗的优化算法 P2 的性能,虚线表示的是未考虑残留损耗的传统优化算法性能。从图 8~图 10 中可以看到,对于传统优化算法,收发机损耗对系统性能产生了严重影响,随着 k_1 增加、 k_2 减小, k_3 增加,系统收发机的损耗逐渐增加,用户的 MSE 总和呈上升趋势。同时,考虑损耗的优化算法 P2 比未考虑损耗的优化算法的性能有明显的提升,能够有效地将收发机损耗的影响控制在一个比较小范围内。当 k_1 趋向于 0, k_2 趋向于无穷大, k_3 趋向于 0 (即损耗减小) 时,两者的性能差距才逐渐减小。

为了进一步研究协同算法对小区边缘用户的性能影响,图 11 给出了协同算法对小区边缘用户性能曲线,其中用户随机分布在离基站 250 m 以外。从图 11 中可以看到算法对小区边缘用户场景,本文提出的优化算法相对于传统算法能有效地将系统最差用户的 MSE 控制在较低的范围,性能上有更明显的提升。当 $k_1 < 2$ 时,2 种算法体现出来的性能接近,而随着 k_1 增大, k_2 减小,系统收发机残留损耗变大,本文所提算法的性能优势更加明显。对于传统算法,系统性能随损耗系数 k_1 的变化比 k_2 明显。

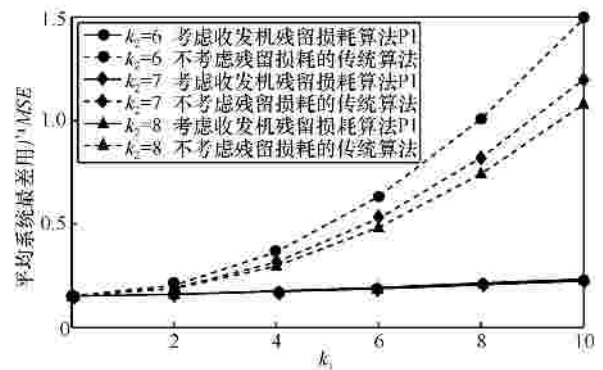
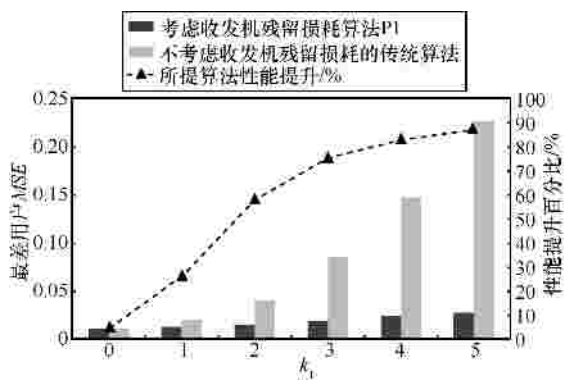
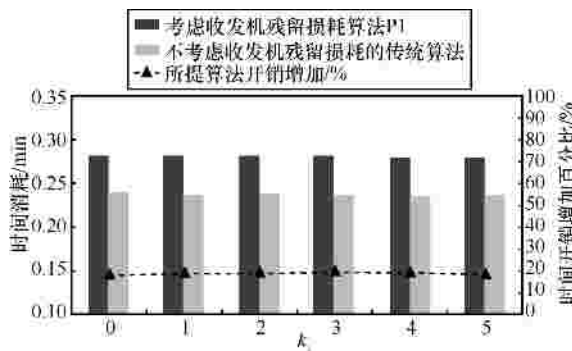


图 11 小区边缘用户系统平均最差用户 MSE 随 k_1 的变化趋势 ($k_3=2, d=0.005$)

从算法复杂度考虑，本文提出的算法相对于未考虑收发机残留损耗的算法其约束条件和变量增加了，又因为 SOCP 算法复杂度随着求解变量和约束条件数目呈正相关^[25,26]，因而本文所提考虑收发机残留损耗的优化算法在提升系统性能的同时也增加了一定复杂度，2 种算法的开销主要由交替迭代次数和每次求解 SCOP 问题所消耗的时间。图 12 对考虑收发机残留损耗的优化算法 P1 与传统算法进行性能提升和平均时间开销的仿真分析，其中本仿真采用的计算机配置为：处理器型号为 Intel(R) Xeon(R) CPU W3550@3.07 GHz，内存为 3.48 GB，操作系统为 32 bit WIN7 操作系统，仿真次数为 2 000 次。



(a) 性能提升变化趋势



(b) 平均时间开销变化趋势

图 12 考虑收发机残留损耗算法 P1 和未考虑残留损耗的传统算法性能提升与平均时间开销分析($k_2=7, k_3=3, d=0.005$)

从图 12 分析可得，随着收发机残留损耗的增加，相对于传统算法，考虑残留损耗的优化算法的性能提升百分比逐渐增加，而算法平均运行时间开销几乎不变，即平均时间开销增加约为 19%。对比图 12(a)性能提升百分比曲线和图 12(b)时间开销百分比曲线可以发现，当 $k_1 < 0.7$ 时，本文所提算法 P1 所带来的性能提升百分比小于时间开销所增加的百分比，此时适用传统算法；当 $k_1 > 0.7$ 时，本文所

提算法 P1 性能提升百分比大于时间开销所增加的百分比，此时适用本文提出的优化算法。其他损耗系数场景可做类似分析。因而实际应用时，可以根据硬件器件的损耗系数并结合性能提升与实际时间开销的权衡来判断本文提出的考虑收发机残留损耗的优化算法和传统算法的选择策略。

5 结束语

实际硬件系统存在收发机损耗，虽然通过传统的发射机和接收机补偿技术可以一定程度减少，但残留的收发机损耗仍然会对系统产生很大的影响。为进一步减少残留损耗影响，本文分析了残留收发机损耗的模型，并设计了考虑收发机损耗的多小区多用户下行链路波束成形算法，主要考虑 2 个指标：(P1)使系统最差用户 MSE 最小准则，(P2)使系统所有用户的 MSE 总和最小准则，采用了凸优化算法和迭代算法进行分析。从 MATLAB 仿真结果可以看出，本文提出的考虑收发机损耗的优化算法相对于传统未考虑收发机残留损耗的优化算法在性能上有了很大的提升。最后，本文从性能提升和算法开销增加角度分析了如何权衡使用本文提出的优化算法。

参考文献：

- [1] RASHID F, LIU K, TASSIULAS L. Transmit beamforming and power control for cellular wireless system[J]. IEEE J Sel Areas Commun, 1998, 16(8):1437-1450.
- [2] DAHROUJ H, YU W. Coordinated beamforming for the multicell multi-antenna wireless system[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2010, 9(5): 1748-1759.
- [3] VENTURINO L, PRASAD N, WANG X. Coordinated linear beamforming in downlink multicell wireless networks[J]. IE Trans Wireless Commun, 2010, 9(4):1451-1461.
- [4] BJORNSSON E, JALDEN N, BENGSSON M. Optimality properties, distributed strategies, and measurement based evaluation of coordinated multicell OFDMA transmission[J]. IEEE Trans Signal Process, 2011, 59(12):6086-6101.
- [5] HUANG Y M, XU D F, YANG L X. A limited feedback precoding system with hierarchical codebook and linear receiver[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(2):4843-4848.
- [6] HUANG Y M, ZHENG G, BENGSSON M. Distributed multicell beamforming design with limited intercell coordination[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 7(12):728-738.
- [7] HE S W, HUANG Y M, YANG L X. A multi-cell beamforming design by uplink-downlink max-min SINR duality[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(8):2858-2867.
- [8] HUANG Y M, YANG L X, BENGSSON M. Exploiting long-term channel correlation in limited feedback SDMA through channel phase co-

- debook[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(3): 1217-1228.
- [9] SANTELLA G, MAZZENGA F. A hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1998, 47(1):142-151.
- [10] SPETH M, FECHTEL S A, FOCK G. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-Part I[J]. IEEE Trans Comm, 1999, 47(11):1668-1677.
- [11] SCHENK T C W, FLEDDERUS E R, SMULDERS P F M. Performance analysis of zero-IF MIMO OFDM transceivers with IQ imbalance[J]. Journal of Comm, 2007, 2(7):9-19.
- [12] SCHENK T, TAO X J, SMULDERS P. Influence and suppression of phase noise in multi-antenna OFDM[A]. Proc IEEE VTC 2004-Fall[C]. Los Angeles, USA, 2004.1443-1447.
- [13] SCHENK T. RF Imperfections in High-rate Wireless Systems: Impact and Digital Compensation[M]. Germany: Springer, 2008.
- [14] KOCH T, LAPIDOTH A, SOTIRIADIS P. Channels that heat up[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2009, 55(8): 3594-3612.
- [15] MOGHADAM N, ZETTERBERG P, HJALMARSSON H. Correlation of distortion noise between the branches of MIMO transmit antenna[A]. Proc IEEE PIMRC[C]. Sydney, Australia, 2012.2079-2084.
- [16] STUDER C, WENK M, BURG A. MIMO transmission with residual transmit-RF impairments[A]. Proc ITG/IEEE WSA[C]. Bremen, Germany, 2010.189-196.
- [17] BJORNSON E, ZETTERBERG P, BENGTSSON M. Capacity limits and multiplexing gains of MIMO channels with transceiver impairments[J]. IEEE Communications Letters, 2012,17(1):1-4.
- [18] DARDARI D, TRALLI V, VACCARI A. A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems[J]. IEEE Trans Commun, 2000, 48(10):1755-1764.
- [19] GALIOTTO C, HUANG Y, MARCHETTI N. Performance evaluation of non-ideal RF transmitter in LTE/LTE-advanced systems[A]. Proc European Wireless[C]. Aalborg, Denmark, 2009.266-270.
- [20] LTE performance vs output power, model: HXG-122+mini-circuits[EB/OL]. <http://www.minicircuits.com/app/AN60-050.pdf>.
- [21] HOLMA H, TOSKALA A. LTE for UMTS: Evolution to LTE-Advanced[M]. America: Wiley, 2011.
- [22] BREHMER J, UTSCHICK W. Optimal interference management in multi-antenna, multi-cell systems[A]. Proc Int Zurich Seminar on Commun[C]. Zurich, Switzerland, 2010.134-137.
- [23] 3GPPTS 36.814. Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects(Release 9)[S]. 2010.
- [24] GRANT M, BOYD S. CVX: Matlab software for disciplined convex programming[EB/OL]. <http://cvxr.com/cvx>, 2011.
- [25] NESTEROV Y, NEMIROVSKY A. Interior-Point Polynomial Methods

in Convex Programming[M]. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1994.

- [26] LOBO M, VANDENBERGHE L, BOYD S. Applications of second order cone programming[J]. Linear Algebra APP, 1998, 284(1):193-228.

作者简介：



夏灿锋 (1988-), 男, 浙江绍兴人, 东南大学硕士生, 主要研究方向为 MIMO 协作处理。



何世文 (1978-), 男, 湖南郴州人, 东南大学博士生, 主要研究方向为协作通信传输、绿色通信、超高速无线局域网及凸 (非凸) 优化理论。



黄永明 (1977-), 男, 江苏吴江人, 博士, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信信号处理和优化理论。



王海明 (1975-), 男, 江苏江阴人, 东南大学副教授、博士生导师, 主要研究方向为毫米波无线通信、卫星移动通信和电波测量与信道建模。

杨绿溪 (1964-), 男, 安徽桐城人, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为移动通信空时信号处理、协作通信和网络编码。