

一种改进的协作多点多用户预编码算法

孙增友, 刘玲玉

(东北电力大学 信息工程学院, 吉林 吉林 132012)

摘 要: 在 LTE-A 系统中, 现有协作多点多用户预编码算法不能同时抑制用户间、用户内部及噪声干扰, 并且计算复杂度较高。针对这两方面的问题, 提出了一种改进的线性预编码算法。本文采用计算复杂度, 系统容量和误码率作为评价算法性能的指标, 建立了协作多点多用户的系统模型, 并给出了改进算法具体的实施步骤, 理论分析了算法的计算复杂度, 使用 MATLAB 仿真验证了系统性能。仿真结果表明, 该算法在一定程度上能够降低计算复杂度和误码率, 且在相同的天线配置下, 该算法的系统容量性能略低于正则块对角化预编码算法。

关键词: 协作多点 (CoMP); 矩阵分解; 多用户干扰; 计算复杂度; 奇异值分解 (SVD)

DOI: 10.15938/j.jhust.2018.01.023

中图分类号: TN 914.53 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2018)01-0127-05

An Improved Coordinated Multi-point Multi-user Precoding Algorithm

SUN Zeng-you, LIU Ling-yu

(School of Information Engineering, Northeast Dianli University, Jilin 132012, China)

Abstract: In Long Term Evolution-Advanced (LTE-A) system, existing coordinated multi-point (CoMP) multiuser precoding algorithm can not suppress multi-user, intra-user and noise interference at the same time and its computational complexity is high. To solve these two problems, an improved linear precoding algorithm is proposed. Computational complexity, system capacity and bit error rate (BER) as the indicators were used to evaluate the algorithm performance. We established coordinated multi-point multi-user system model, gave the improved algorithm specific implementation steps, theoretically analyzed computational complexity of the algorithm, and used MATLAB to simulate system performance. Simulation results show that the proposed algorithm can reduce computational complexity and bit error rate to some extent, and the system capacity performance of the proposed algorithm is slightly inferior to that of regularized block diagonalization algorithm.

Keywords: coordinated multi-point (CoMP); matrix decomposition; multi-user interference; computational complexity; singular value decomposition (SVD)

0 引 言

协作多点 (CoMP, coordinated multi-point) 通信

技术作为 LTE-A 系统中的一项关键技术, 通过多个基站间的相互协作能降低小区间的干扰, 提升系统吞吐量, 改善小区边缘用户的服务质量^[1-4]。预编码技术作为 LTE-A 物理层的关键技术可以在发送

端预先抑制用户之间或数据流之间的干扰,但在 LTE-A 系统中常用的协作多点预编码算法存在各种各样的缺陷。文 [5] 中,迫零 (ZF, zero forcing) 预编码算法虽然可以处理自身的天线接收信号,区别来自基站多天线的数据流,但是它对其他用户的干扰消除还不太理想,用户间的干扰依然存在。另外, ZF 预编码算法虽然比较简单直观,但它并未直接考虑噪声的影响,导致噪声被放大。文 [6-7] 中,块对角化 (BD, block diagonalization) 预编码算法的主要步骤是对每个用户执行两次奇异值分解,对于多用户多点协作通信系统来说,其计算复杂度非常高。虽然 BD 预编码算法能完全消除用户间的干扰,但用户内部多天线干扰仍未消除,另外,该算法也忽略了噪声的影响。此外, BD 预编码算法对系统的天线配置有着严格的要求,它要求接收端所有用户的接收天线数要小于等于发射天线数。文 [8] 中的正则块对角化 (RBD, regularized block diagonalization) 预编码算法引入正则因子,将噪声考虑在内,降低了噪声对系统的影响。但是,同 BD 预编码算法一样, RBD 预编码算法仍未能消除用户内部的干扰;其计算复杂度极高。

结合上述对 LTE-A 系统中常用的协作多点预编码算法的分析,本文提出了可以降低计算复杂度且适用于接收端有任意根接收天线的改进预编码方案。该预编码方案首先在补信道矩阵中引入噪声影响因子,有效排除多用户间干扰和噪声对系统的影响,然后引入低复杂度的矩阵分解方法 QR,降低算法的计算复杂度,最后通过对等效信道矩阵实施奇异值分解 (SVD, singular value decomposition),求解出完整的预编码矩阵和解码矩阵。理论上,该算法能够降低计算复杂度和误码率,有效改善系统的性能。

1 系统模型

联合处理模式下的协作多点多用户 (MU-CoMP, multi-user coordinated multi-point) 通信系统模型 [9] 如图 1 所示。假设小区为 K 个用户设备 (UE, user equipment) 提供服务,基站总发送天线数为 N ,第 k 个用户接收天线数为 M_k ,这样就形成了 MU-CoMP 系统。

第 k 个用户的接收信号为:

$$y_k = H_k W_k s_k + H_k \sum_{i \neq k} W_i s_i + n_k \quad (1)$$

式中: y_k ——第 k 个用户的接收信号; H_k ——第 k

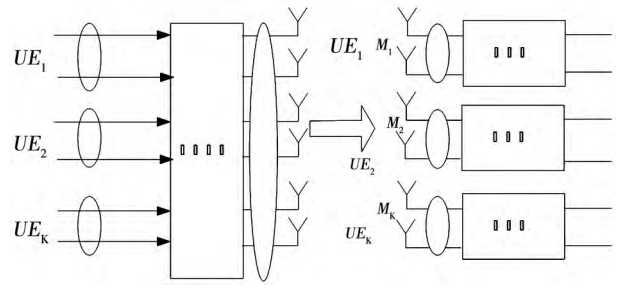


图1 JP模式下的 MU-CoMP 通信系统模型

个用户的信道矩阵且 $H_k \in M_k \times N$; W_k ——第 k 个用户的预编码矩阵,且 $W_k \in N \times l_k$,其中 l_k 表示第 k 个用户的数据流数; s_k ——第 k 个用户的数据信号,且有 $s_k \in l_k \times 1$ ($k=1,2,\dots,K$); n_k ——第 k 个用户的加性高斯噪声,其均值为 0,方差为 σ_k^2 。

式(1)右边第一项为用户 k 的有用信号,第二项为小区内及小区间其他用户对于用户 k 的多用户干扰信号,最后一项为噪声信号。

2 改进的预编码方案

设第 k 个用户的预编码矩阵为 $W_{QR-SVD-k} = W_k^1 W_k^2$ 且第 k 个用户的数据流数 l_k 等于第 k 个用户接收天线数 M_k 。定义除了第 k 个用户以外的信道矩阵 $\bar{H}_k$ 为补信道矩阵,其表达式为:

$$\bar{H}_k = [H_1^T, \dots, H_{k-1}^T, H_{k+1}^T, \dots, H_K^T]^T \in \bar{M}_k \times N \quad (2)$$

其中, $\bar{M}_k = \sum_{i=1, i \neq k}^K M_i$ 。

改进的预编码方案分为以下几个步骤。

步骤 1: 首先对补信道矩阵 $\bar{H}_k$ 进行扩展可得扩展信道矩阵,其表达式为:

$$\widetilde{H}_k = [\sigma_k I, \bar{H}_k] \quad (3)$$

其中, I 是 $\bar{M}_k \times \bar{M}_k$ 维的单位矩阵。扩展信道矩阵 $\widetilde{H}_k$ 维度变为 $\bar{M}_k \times (\bar{M}_k + N)$, $\widetilde{H}_k$ 的列数大于行数,满足获得其零空间的维度要求,所以本方案对系统的天线配置没有严格的要求。从扩展信道矩阵 $\widetilde{H}_k$ 的表达式形式中可以看出, $\widetilde{H}_k$ 同时考虑了会引起多用户间干扰的 $\bar{H}_k$ 和噪声影响因子 $\sigma_k I$ 。

步骤 2: 对扩展矩阵的共轭转置矩阵 $\widetilde{H}_k^H$ 实施 QR 分解,可表示为:

$$\widetilde{H}_k^H = Q_k R_k \quad (4)$$

其中, Q_k 是正交矩阵,且 $Q_k \in (\bar{M}_k + N) \times (\bar{M}_k + N)$, R_k 是上三角矩阵,且 $R_k \in (\bar{M}_k + N) \times \bar{M}_k$ 。将(4)式变换可得到

(5) 式。

$$\mathbf{Q}_k^H \widetilde{\mathbf{H}}_k^H = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{k,1}, \mathbf{Q}_{k,2} \\ \mathbf{Q}_{k,3}, \mathbf{Q}_{k,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_k \mathbf{I} \\ \overline{\mathbf{H}}_k^H \end{bmatrix} = \mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{k,1} \\ \mathbf{R}_{k,2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{Q}_{k,1} \in \overline{M}_k \times \overline{M}_k$, $\mathbf{Q}_{k,2} \in \overline{M}_k \times N$, $\mathbf{Q}_{k,3} \in N \times \overline{M}_k$, $\mathbf{Q}_{k,4} \in N \times N$, $\mathbf{R}_{k,1} \in \overline{M}_k \times \overline{M}_k$, $\mathbf{R}_{k,2} \in N \times \overline{M}_k$ 。

下面证明 $\mathbf{W}_k^1 = \mathbf{Q}_{k,4}$ 。

从(5)式中可以推出, $\sigma_k \mathbf{Q}_{k,3} + \mathbf{Q}_{k,4} \overline{\mathbf{H}}_k^H = 0$ 即:

$$\sigma_k \mathbf{Q}_{k,3}^H + \overline{\mathbf{H}}_k \mathbf{Q}_{k,4}^H = 0 \quad (6)$$

对于酉矩阵 $\mathbf{Q}_k$, 有

$$\mathbf{Q}_{k,3} \mathbf{Q}_{k,3}^H + \mathbf{Q}_{k,4} \mathbf{Q}_{k,4}^H = \mathbf{I} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{Q}_{k,4} \overline{\mathbf{H}}_k^H \overline{\mathbf{H}}_k \mathbf{Q}_{k,4}^H \\ &= (\overline{\mathbf{H}}_k \mathbf{Q}_{k,4}^H)^H (\overline{\mathbf{H}}_k \mathbf{Q}_{k,4}^H) \\ &= (-\sigma_k \mathbf{Q}_{k,3}) (-\sigma_k \mathbf{Q}_{k,3}^H) \\ &= \sigma_k^2 \mathbf{Q}_{k,3} \mathbf{Q}_{k,3}^H \end{aligned} \quad (8)$$

由(7)式和(8)式,可以得到:

$$\mathbf{Q}_{k,4} (\overline{\mathbf{H}}_k^H \overline{\mathbf{H}}_k + \sigma_k^2 \mathbf{I}) \mathbf{Q}_{k,4}^H = \sigma_k^2 \mathbf{I} \quad (9)$$

根据文献 [10] 中的最小均方误差 (MMSE, minimum mean square error) 优化准则

$$\mathbf{W}_1 = \min E \left\{ \sum_{k=1}^K \left\| \overline{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_1 \right\|^2 + \frac{\| \mathbf{n} \|^2}{\beta^2} \right\} \quad (10)$$

参照文 [10] 的附录, 可以看出 $\mathbf{Q}_{k,4}$ 是满足式 (10) 的最优解, 即 $\mathbf{W}_k^1 = \mathbf{Q}_{k,4}$ 。

步骤 3: 经过步骤 2, 各用户的等效信道矩阵 $\mathbf{H}_k^{equ} = \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_{k,4}$, 对 $\mathbf{H}_k^{equ}$ 进行 SVD 分解,

$$\mathbf{H}_k^{equ} = \mathbf{U}_k \Sigma_k \mathbf{V}_k^H = \mathbf{U}_k \Sigma_k [\mathbf{V}_{k,1}, \mathbf{V}_{k,2}]^H \quad (11)$$

式中: $\mathbf{H}_k^{equ}$ 为第 k 个用户的等效信道矩阵且 $\mathbf{H}_k^{equ} \in M_k \times N$; $\mathbf{U}_k$ 为 $M_k \times M_k$ 阶酉矩阵; Σ_k 为 $M_k \times N$ 阶对角矩阵; $\mathbf{V}_k$ 为 $N \times N$ 阶酉矩阵。

$\mathbf{V}_k^H$ 是 $\mathbf{V}_k$ 的共轭转置, 维数为 $N \times N$ 。所以 $\mathbf{V}_{k,1} \in N \times M_k$, 即 $\mathbf{V}_{k,1}$ 由 $\mathbf{V}_k$ 的前 M_k 列组成, 为 $\mathbf{H}_k^{equ}$ 行空间的标准正交基, 因此 $\mathbf{W}_k^2 = \mathbf{V}_{k,1}$ 。

步骤 4: 通过上述步骤可得到完整的预编码矩阵为:

$$\mathbf{W}_{QR-SVD-k} = \mathbf{W}_k^1 \mathbf{W}_k^2 = \mathbf{Q}_{k,4} \mathbf{V}_{k,1}, 1 \leq k \leq K \quad (12)$$

由步骤 (3) 可得到接收端各用户的解码矩阵 $\mathbf{U}_k^H$, 所以经过预编码以及信道传输之后, 各用户的接收矩阵变为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k' &= \mathbf{U}_k^H \mathbf{y}_k \\ &= \mathbf{U}_k^H (\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k s_k + \mathbf{H}_k \sum_{i \neq k} \mathbf{W}_i s_i + \mathbf{n}_k) \\ &= \Sigma_k s_k + \mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \sum_{i \neq k} \mathbf{W}_i s_i + \mathbf{U}_k^H \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (13)$$

由上式可知, $\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k = \Sigma_k$, 其中 Σ_k 为对角

矩阵即每个用户的各个数据流分别传输在单独的子信道上, 可以抑制用户内部的干扰, 又因扩展信道矩阵 $\widetilde{\mathbf{H}}_k$ 同时考虑了多用户间干扰和噪声, 所以 QR-SVD 预编码方案能同时有效的抑制用户内部、用户之间以及噪声干扰对系统的影响。

3 算法计算复杂度的分析及仿真

3.1 计算复杂度分析

这部分将对改进的预编码方案与已有的 RBD 预编码方案进行复杂度的分析与比较, 且利用浮点运算 (flops, floating-point operations) 的总数来衡量预编码算法的复杂度。文 [1-12] 中给出了实矩阵 QR 分解和 SVD 分解所需的浮点运算数。 $m \times n$ 复矩阵的 SVD 分解所需的浮点运算数相当于 $2m \times 2n$ 的实矩阵。下面给出了复矩阵进行各种操作所需的浮点运算数。

对一个 $m \times n$ ($m \geq n$) 的复矩阵, 其 QR 分解的复杂度为 $16(m^2n - mn^2 + n^3/3)$ flops。两个复矩阵 $m \times n$ 和 $n \times p$ 相乘的计算复杂度为 $8mnp$ 。对一个 $m \times n$ ($m \leq n$) 的复矩阵, 当需要知道 Σ 和 V 时 SVD 分解的复杂度为 $32(nm^2 + 2m^3)$ flops, 当需要知道 U 、 Σ 和 V 时 SVD 分解的复杂度为 $8(4n^2m + 8nm^2 + 9m^3)$ [13-15]。

假定系统有 K 个用户, 各用户有相同的接收天线数 $M_k = M$, $\overline{M} = (K-1)M$, 其中 (6, 2, 3, 2) 表示基站端发送天线数之和 N 为 6, 系统有 2 个小区协作, 每个用户接收天线数 $M = 3$, 用户数 $K = 2$ 。表 1 和表 2 分别为 RBD 和改进的预编码算法的复杂度。

从表 1 或表 2 中可以看出, 若各用户的接收天线数和总的发送天线数不变, 即 M 和 N 不变, 预编码算法的计算复杂度是关于用户数 K 的增函数。对比表 1 和表 2, 可以发现, 在 (6, 2, 3, 2) 天线配置下, 改进算法的复杂度小于 RBD 预编码算法的复杂度, 为在实际系统中的应用提供了理论依据。

3.2 计算复杂度的仿真

这部分对改进算法与 BD、RBD 预编码算法的复杂度进行了仿真。该仿真在 MATLAB 7.0 的仿真环境中进行, 采用 (6, 2, 3, 2) 的天线配置, 调制方式为 QPSK, 信道模型为平坦瑞利型, 具体仿真参数如表 3 所示。

图 2 是不同预编码算法复杂度随用户数的不同而变化的曲线图。从图 2 可以看出, 若各用户的接收天线数和总的发送天线数固定 ($M = 3$, $N = 6$), 各

预编码算法的计算复杂度随着用户数的增加而增长。从表 2 中还可以看出,随着用户数的增加,BD 和 RBD 预编码算法的计算复杂度相对于 QR-SVD 增长得快。原因是,BD 和 RBD 预编码算法是对 $\overline{M}_k$

$\times N$ 维的补信道矩阵($\overline{H}_k$)进行了 K 次 SVD 操作。虽然 QR-SVD 预编码算法同样是对补信道矩阵进行 K 次操作,但其执行的 QR 分解的复杂度远远小于 SVD 操作。

表 1 在(6,2,3,2)天线配置下,RBD 预编码算法的复杂度

步骤	操作	flops	(6,2,3,2)
1	$\overline{H}_k = \overline{U}_k \overline{\Sigma}_k \overline{V}_k^H$	$32K(\overline{NM}^2 + 2\overline{M}^3)$	6 912
2	$W_k^1 = \overline{V}_k (\overline{\Sigma}_k^T \overline{\Sigma}_k + \alpha I_N)^{-\frac{1}{2}}$	$K(8N^3 + 18N + \overline{M})$	3 678
3	$H_k^{equ} = H_k W_k^1$	$8KMN^2$	1 728
4	$H_k^{equ} = U_k \Sigma_k V_k^H$	$8K(4N^2M + 8NM^2 + 9M^3)$	17 712
共 30 030			

表 2 在(6,2,3,2)天线配置下,QR-SVD 预编码算法的复杂度

步骤	操作	flops	(6,2,3,2)
1	$\widetilde{H}_k^H = Q_k R_k$	$16K(N^2\overline{M} + \overline{NM}^2 + \frac{1}{3}\overline{M}^3)$	5 472
2	$H_k^{equ} = H_k Q_{k,4}$	$8KMN^2$	1 728
3	$H_k^{equ} = U_k \Sigma_k V_k^H$	$8K(4N^2M + 8NM^2 + 9M^3)$	17 712
共 24 912			

表 3 仿真参数

仿真参数	数值
总发射天线	6
小区数	2
各用户的接收天线数	3
用户数	2
调制方式	QPSK
信道模型	平坦瑞利型

4 算法性能的分析及仿真

4.1 系统容量的分析及仿真

图 3 将 QR-SVD 预编码算法与 ZF、BD 和 RBD 的系统容量进行了比较。单位信道宽度上的系统容量可用下式表示:

$$C = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\|H_k W_k\|^2}{\sum_{i \neq k} \|H_k W_i\|^2 + \sigma_k^2} \right) \text{ (bps/Hz)}$$

(14)

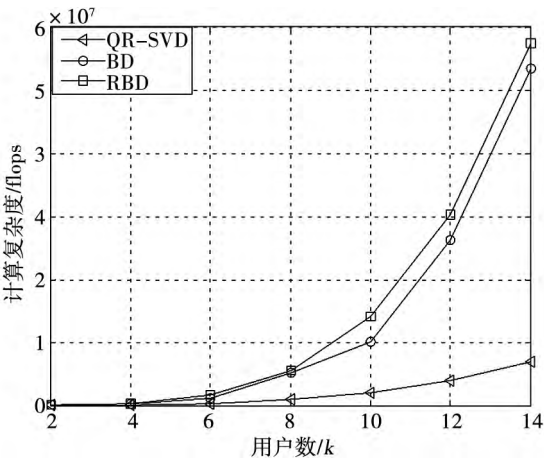


图 2 不同预编码算法的计算复杂度

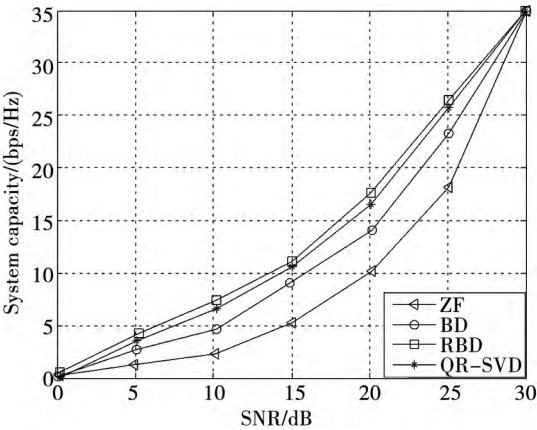


图 3 不同预编码算法的系统容量

在图3中,随着信噪比的增加,各预编码算法的系统容量不断增加。从图3中可以看出,在相同的信噪比条件下,ZF算法的系统容量最低,BD次之。而提出的QR-SVD算法系统容量性能略低于RBD算法。这是因为虽然QR-SVD预编码算法能同时抑制用户内部、用户之间以及噪声的干扰并且能降低复杂度,但这是以降低系统容量为代价的。

4.2 误码率的分析及仿真

图4将QR-SVD预编码算法与ZF、BD和RBD的误码率进行了分析比较。误码率可以用下式表示:

$$BER = 1 - \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \right] \quad (15)$$

式中: E_b 为平均比特能量; N_0 为噪声功率谱密度。

图4中,在信噪比0~30dB范围内,QR-SVD预编码算法的误码率性能最好。原因是,QR-SVD预编码算法能同时抑制用户内、用户间及噪声的干扰,降低系统的误码率。而ZF和BD预编码算法均不能抑制噪声的干扰,RBD预编码算法不能抑制用户内部的干扰,使得信噪比变小,误码率变大。

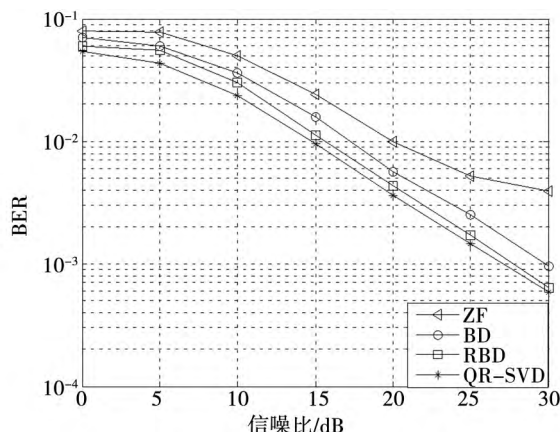


图4 不同预编码算法的误码率

5 结论

本文针对现有协作多点预编码算法的不足,提出了QR-SVD预编码算法。该算法适用于JP模式下的MU-CoMP通信系统并且它对系统的天线配置没有严格的要求。该算法对补信道矩阵进行扩展,有效排除了多用户间和噪声干扰对系统的影响,降低了误码率,改善了小区边缘用户的通信质量。此外,通过引入低复杂度的矩阵分解方法QR,降低了算法的计算复杂度,有效地提高了计算效率,为在实

际中的应用提供了一定的理论依据。

参考文献:

- [1] 3GPP (v 0.1.9), Overview of 3GPP Release 11 [S]. 2014.
- [2] KIM B, MALIK S, MOON S, et al. Performance Analysis of Coordinated Multi-point with Scheduling and Precoding Schemes in the LTE-A System [J]. Wireless Personal Communications, 2014, 77(4): 2615-2630.
- [3] 苏敏,梁银丽,汪道辉. 基于路径记忆算法的智能小车控制系统的设计 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2011, 16(1): 64-68.
- [4] 孙增友,刘玲玉,张洋. 基于SLNR-MMSE的协作多点通信系统预编码算法的研究 [J]. 东北电力大学学报, 2016, 36(2): 81-85.
- [5] LI M, COLLINGS I B, HANLY S V, et al. Multicell Coordinated Scheduling with Multiuser Zero-forcing Beamforming [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(2): 827-842.
- [6] LI Z, LIU Y, ZHANG Y, WAN P. Hybrid Coordinated Strategy of Downlink Coordinated Multi-point Transmission [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2015, 26(5): 916-923.
- [7] NGUYEN D H N, NGUYEN L E H, LE-NGOC T. Block-diagonalization Precoding in a Multiuser Multicell MIMO System: Competition and Coordination [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(2): 968-981.
- [8] 李立华,王维,王骥,靳进,王化磊. 一种协作多点多用户通信系统的预编码方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2014, 37(1): 20-24.
- [9] 郭文卓,张曙,任大孟. 高效的下行多用户MIMO系统天线选择算法 [J]. 吉林大学学报: 工学版, 2010, 40(6): 1719-1723.
- [10] STANKOVIC V and HAARDT M. Generalized Design of Multi-user MIMO Precoding Matrices [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(3): 953-961.
- [11] GOLUB G H, VAN LOAN C F. Matrix Computations [M]. Baltimore: The Johns Hopkins University, 1996.
- [12] WANG Hualei, LI Lihua, SONG Lei, et al. A Linear Precoding Scheme for Downlink Multiuser MIMO Precoding Systems [J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(6): 653-655.
- [13] ZU K, DE LAMARE R C, HAARDT M. Generalized Design of Low-complexity Block Diagonalization type Precoding Algorithms for Multiuser MIMO Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(10): 4232-4242.
- [14] ZU K, DE LAMARE R C. Low-complexity Lattice Reduction-aided Regularized Block Diagonalization for MU-MIMO Systems [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(6): 925-928.
- [15] 李岩,迟欢欢,董向阳. 基于Flash存储的具有图像压缩功能文件系统的设计 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2009, 14(6): 17-21.

(编辑: 关毅)