

文章编号:1671-6833(2016)06-0083-04

基于张量分解的 MIMO 多中继系统半盲信道估计方法

穆晓敏, 刘 越, 李双志, 张建康

(郑州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 针对多输入多输出三跳中继系统, 提出了一种基于张量分解的半盲信道估计方法. 该方法通过对接收信号构造基于张量分解的 PARAFAC 和 PARATUCK2 模型, 通过两阶段的迭代算法拟合张量模型. 两阶段迭代算法利用 ALS 拟合 PARAFAC 模型估计复合信道和发送信号, 并利用 TALS 拟合 PARATUCK2 模型并行估计三跳信道矩阵. 与已有的信道估计方法相比, 该方法只需少量的导频序列便能并行估计三跳信道矩阵, 不仅可以避免误差叠加, 而且提高了系统的频谱利用率, 仿真结果验证了其有效性.

关键词: MIMO 多中继系统; 半盲信道估计; 张量分解; 两阶段迭代算法

中图分类号: TN92 **文献标志码:** A **doi:**10.13705/j.issn.1671-6833.2016.03.030

0 引言

多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 中继通信能扩展无线网络的覆盖面积, 提高整个通信链路的有效性和可靠性^[1-2], 因此 MIMO 中继技术在无线通信领域得到了广泛关注. 当 MIMO 中继系统的中继节点的处理能力有限时, 放大转发 (Amplify and Forward, AF) 策略由于实现简单而被广泛应用. MIMO 中继系统的编码设计、系统链路的可靠性等都依赖于各个链路的信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 的准确度. 因此, 精确的信道估计技术在 MIMO 中继系统信中具有非常重要的意义.

在两跳 MIMO 中继系统中, 可以用基于导频的最小二乘 (Least Square, LS) 方法估计信道矩阵. 然而在多跳中继系统中, LS 估计方法虽能估计 CSI, 但存在误差累积^[3-4], 并且当接收端天线数小于发送端天线数时无法有效估计信道矩阵. 近年来, 张量分解被广泛应用于信号处理和信道估计领域^[5-9], 文献[6-9]探究了基于平行因子分析 (Parallel Factor Analysis, PARAFAC) 的信道估计方法, 与基于导频的 LS 信道估计方法相比, 这种方法避免了误差叠加. 然而针对三跳的 MIMO 系统, 基于 PARAFAC 方法不能同时分离三跳

的信道矩阵. 文献[3-9]只考虑两跳中继, 为了增加网络的覆盖面积以及抵制深度衰落, 有必要引入多跳 MIMO 中继系统, 但上述文献的方法并不全适用于多跳的 MIMO 中继系统.

针对三跳 MIMO 中继系统, 文献[10]的方法需要在信源多次发送导频序列, 降低了整个系统的频谱利用率; 笔者提出了基于张量分解的 MIMO 中继系统半盲信道估计方法, 所提算法对接收信号建立 PARAFAC 和 PARATUCK2 分解模型, 利用两个阶段的迭代算法. 第一阶段用交替最小二乘 (ALS) 拟合 PARAFAC 模型, 联合估计复合信道和发送信号; 第二阶段用三线性交替最小二乘 (TALS) 拟合 PARATUCK2 模型, 同时估计三跳信道矩阵. 与文献[10]相比, 笔者所提算法只需少量的导频便可同时估计各个链路的信道矩阵, 提高了系统的频谱利用率.

1 系统与信号模型

1.1 系统模型

考虑三跳 MIMO AF 中继系统, 如图 1 所示, 信源发送的信息经过第一层中继放大转发到第二层中继, 再由第二层中继放大转发到信宿. 信源、第一层中继、第二层中继和信宿分别配置 M_s 、 M_1 、 M_2 和 M_d 根天线. 信源到中继 R_1 、中继

收稿日期:2015-11-28; 修订日期:2016-01-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61271421); 国家自然科学基金青年科学基金资助项目(61301150)

作者简介:穆晓敏(1955—), 女, 河南郑州人, 郑州大学教授, 博士生导师, 主要从事多天线无线通信系统、信号处理等研究, E-mail: iexmmu@zzu.edu.cn.

R_1 到 R_2 、中继 R_2 到信宿的信道矩阵分别为 $\mathbf{H}_{sr} \in \mathbb{C}^{M_1 \times M_s}$ 、 $\mathbf{H}_{rr} \in \mathbb{C}^{M_2 \times M_1}$ 、 $\mathbf{H}_{rd} \in \mathbb{C}^{M_D \times M_2}$. 假设系统信道矩阵和噪声矩阵均服从均值为 0, 方差为 1 的独立同分布复高斯变量. 但由于长距离的路径损耗, 不考虑直连链路.

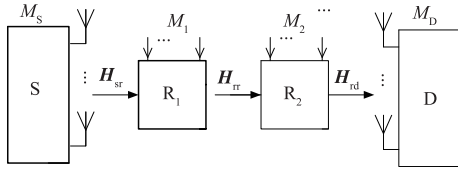


图1 三跳 MIMO AF 中继系统框图

Fig. 1 The three-hop MIMO AF relay system

信源和信宿的通信过程分为三个阶段, 第一个阶段信源发送信号矢量 $\mathbf{s}(t) \in \mathbb{C}^{M_s \times 1}$ 到中继 R_1 ; 第二个阶段中继 R_1 放大转发第一阶段接收的信号到中继 R_2 ; 在第三阶段中继 R_2 放大转发第二阶段接收的信号到信宿, 信宿接收的信号为

$$\mathbf{y}_{rd}(t+2) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}(t) + \bar{\mathbf{v}}(t+2). \quad (1)$$

其中, $\bar{\mathbf{v}}(t+2) = \mathbf{H}_{rd} \mathbf{J} \mathbf{H}_{rr} \mathbf{G} \mathbf{v}_{sr}(t) + \mathbf{H}_{rd} \mathbf{J} \mathbf{v}_{rr}(t+1) + \mathbf{v}_{rd}(t+2)$, $\mathbf{H} = \mathbf{H}_{rd} \mathbf{J} \mathbf{H}_{rr} \mathbf{G} \mathbf{H}_{sr}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M_1 \times M_1}$ 和 $\mathbf{J} \in \mathbb{C}^{M_2 \times M_2}$ 分别为中继 R_1 和 R_2 的放大矩阵; $\mathbf{v}_{sr}(t)$ 、 $\mathbf{v}_{rr}(t+1)$ 和 $\mathbf{v}_{rd}(t+2)$ 分别表示在中继 R_1 、中继 R_2 和信宿的噪声矢量.

1.2 信号模型

考虑 KRST (Khatri-Rao space-time) 编码^[11], 信源分 N 个符号块发送信号, 假设在整个观测时间信道状态信息是静态不变的, 根据式(1)和 KRST 的编码规则, 在 $n(n=1, 2, 3, \dots, N)$ 个符号块、第 $t(t=1, 2, 3, \dots, T)$ 个时隙目的节点接收到的信号为

$$\mathbf{Y}_{t,n} = \mathbf{H}_n \mathbf{D}_t(\mathbf{A}_n) \mathbf{C}_0^T + \mathbf{V}_{t,n}. \quad (2)$$

式中, $\mathbf{A}_n = (\Theta \mathbf{S}_n)^T \in \mathbb{C}^{T \times M_s}$. 其中 $\mathbf{S}_n \in \mathbb{C}^{M_s \times T}$ 表示在第 n 个符号块的信号矩阵; $\Theta \in \mathbb{C}^{M_s \times M_s}$ 为星座旋转矩阵^[11]; \mathbf{C}_0 为范德蒙生成矩阵^[11]; $\mathbf{D}_t(\mathbf{A}_n)$ 表示用矩阵 \mathbf{A}_n 的第 t 行作为生成矩阵的主对角元素, 其他元素为 0; $\mathbf{H}_n = \mathbf{H}_{rd} \mathbf{J}_n \mathbf{H}_{rr} \mathbf{G}_n \mathbf{H}_{sr}$ 表示在第 n 个符号块的复合信通矩阵; $\mathbf{G}_n \in \mathbb{C}^{M_1 \times M_1}$ 和 $\mathbf{J}_n \in \mathbb{C}^{M_2 \times M_2}$ 分别表示在 n 个符号块和第 t 个时隙 R_1 和 R_2 的放大矩阵.

2 张量建模及其唯一性分析

2.1 PARAFAC 模型及其唯一性分析

把式(2)中 T 个矩阵沿着 t (第三维) 方向堆叠, 可以形成一组三维的张量信号 $\mathcal{X}_n \in \mathbb{C}^{M_D \times K \times T}$,

通过分析接收信号可表达为

$$\mathbf{y}_n(m_D, k, t) = \sum_{m_s=1}^{M_s} h_n(m_D, m_s) c_0(k, m_s) \cdot a_n(t, m_s) + v_n(m_D, k, t). \quad (3)$$

其中, $h_n(m_D, m_s)$ 表示矩阵 \mathbf{H}_n 中第 m_D 行的第 m_s 列元素. 根据参考文献[6-8], PARAFAC 的分解唯一必须满足以下条件:

$$\min(M_s, M_D, M_1, M_2) + \min(T, M_s) + \min(K, M_s) \geq 2M_s + 2. \quad (4)$$

由式(4)可以看出, 通过调整 M_s 、 T 和 M_D 均可使不等式成立. 因此, 要满足唯一性条件, 可在发送信号的时隙数与收发天线数之间进行折中.

2.2 PARATUCK2 模型及其唯一性分析

基于 PARAFAC 模型可以估计复合信道矩阵 \mathbf{H}_n , 然后基于 PARATUCK2 模型可以并行估计各链路的信道矩阵. 定义复合信道为

$$\mathbf{H}_n = \mathbf{H}_{rd} \mathbf{D}_n(\mathbf{F}) \mathbf{H}_{rr} \mathbf{D}_n(\mathbf{E}) \mathbf{H}_{sr}. \quad (5)$$

其中, $\mathbf{D}_n(\mathbf{F}) = \mathbf{J}_n$, $\mathbf{D}_n(\mathbf{E}) = \mathbf{G}_n$. 矩阵 $\mathbf{E} \in \mathbb{C}^{N \times M_1}$ 和 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times M_2}$ 的第 n 行元素分别包含第 n 个符号块的两个中继的放大因子.

等式(5)符合张量的 PARATUCK2 分解模型^[5,10], 把式(5)中 N 个复合信道堆叠到一起, 可以形成一组三维张量 $\mathcal{H} \in \mathbb{C}^{M_D \times M_s \times N}$. 为了同时估计三跳信道矩阵, 需对三维张量 $\mathcal{H} \in \mathbb{C}^{M_D \times M_s \times N}$ 进行展开和矢量化操作. 根据 PARATUCK2 模型^[10]的 3 种展开形式, 式(5)的 3 种展开形式为

$$\text{vec}(\mathbf{H}^{(1)}) = \mathbf{W}_1 \text{vec}(\mathbf{H}_{rr}). \quad (6)$$

$$\mathbf{H}^{(2)} = (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H}_{rd}) \mathbf{W}_2 \mathbf{H}_{sr}. \quad (7)$$

$$\mathbf{H}^{(3)} = (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H}_{sr}^T) \mathbf{W}_3 \mathbf{H}_{rd}^T. \quad (8)$$

式中: $\mathbf{W}_1 = [(\mathbf{E}^T \odot \mathbf{F}^T)^T \otimes (\mathbf{H}_{rr}^T \otimes \mathbf{H}_{rd})]$; $\text{vec}(\cdot)$ 表示矢量化操作, 即矩阵按列进行堆栈; “ \otimes ” 和 “ \odot ” 分别表示矩阵的 Kronecker 和 Khatri-Rao 积^[5], \mathbf{W}_2 和 \mathbf{W}_3 分别为

$$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{Z}_N \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M_2 N \times M_1}, \mathbf{W}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_1^T \\ \vdots \\ \mathbf{Z}_N^T \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M_1 N \times M_2}.$$

其中, $\mathbf{Z}_n = \mathbf{D}_n(\mathbf{F}) \mathbf{H}_{rr} \mathbf{D}_n(\mathbf{E}) \in \mathbb{C}^{M_2 \times M_1}$. 式(6)~(8)分别分离 \mathbf{H}_{rr} 、 \mathbf{H}_{sr} 和 \mathbf{H}_{rd} , 用 TALS 拟合可并行估计三跳信道矩阵. 由式(6)~式(8)可知, 用 TALS 拟合时, 必须满足式(9)张量分解唯一时^[10], $M_D M_s N \geq M_1 M_2$, $M_D N \geq M_1$, $M_s N \geq M_2$. (9)

对于传统三阶段 LS 信道估计方法^[10], 各节点的天线数要求 $M_D \geq M_2 \geq M_1$, 而本文所提算法在各节点天线数的设置(参见式(9))宽松了接

收端对天线数的限制。

3 两阶段迭代拟合算法

算法分两个阶段,首先用 ALS 迭代算法拟合 PARAFAC 模型估计复合信道矩阵 \mathbf{H}_n ;其次用 TALS 迭代算法拟合 PARATUCK2 模型同时估计三跳信道矩阵.基于 PARAFAC 模型^[12]的两种展开形式为

$$\mathbf{Y}_{n,M_D \times KT} = \mathbf{H}_n (\mathbf{A}_n \odot \mathbf{C}_0)^T + \mathbf{V}_{n,(1)}. \quad (10)$$

$$\mathbf{Y}_{n,T \times M_D K} = \mathbf{A}_n (\mathbf{C}_0 \odot \mathbf{H}_n)^T + \mathbf{V}_{n,(2)}. \quad (11)$$

ALS 算法首先初始化随机矩阵 $\hat{\mathbf{A}}_n^{(0)}$,对于每次迭代,根据式(10)和式(11),用 LS 拟合更新信道矩阵 \mathbf{H}_n :

$$\hat{\mathbf{H}}_n = \mathbf{Y}_{n,M_D \times KT} ((\hat{\mathbf{A}}_n \odot \mathbf{C}_0)^T)^\dagger. \quad (12)$$

式中: $(\cdot)^\dagger$ 表示矩阵的伪逆运算。

第二个阶段用 TALS 迭代算法拟合 PARATUCK2 模型,初始化随机矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{rd}^{(0)}$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_{tr}^{(0)}$.LS 拟合式(7)可以得到信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{sr}$:

$$\hat{\mathbf{H}}_{sr} = ((\mathbf{I}_N \otimes \hat{\mathbf{H}}_{rd}) \hat{\mathbf{W}}_2)^\dagger \mathbf{H}^{[2]}. \quad (13)$$

得到 $\hat{\mathbf{H}}_{sr}$ 后,利用式(8),由 LS 拟合可得到:

$$\hat{\mathbf{H}}_{rd}^T = ((\mathbf{I}_N \otimes \hat{\mathbf{H}}_{sr}^T) \hat{\mathbf{W}}_3)^\dagger \mathbf{H}^{[3]}. \quad (14)$$

得到 $\hat{\mathbf{H}}_{sr}$ 和 $\hat{\mathbf{H}}_{rd}$ 后,利用式(6)更新 \mathbf{h}_{tr} ,得

$$\text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_{tr}) = (\hat{\mathbf{W}}_1)^\dagger \text{vec}(\mathbf{H}^{[1]}). \quad (15)$$

第一阶段(ALS 算法):

(1) 矩阵 \mathbf{C}_0 已知,初始化随机矩阵 $\hat{\mathbf{A}}_n^{(0)}$.

(2) $i \leftarrow i + 1$.

(3) 由 $\hat{\mathbf{A}}_n^{(i-1)}$ 根据式(12)更新 $\hat{\mathbf{H}}_n^{(i)}$.

(4) 计算 $\delta(i) = \|\mathbf{Y}_{n,M_D \times KT} - \hat{\mathbf{H}}_n^{(i)} (\hat{\mathbf{A}}_n^{(i)} \odot \mathbf{C}_0)^T\|$. 如果 $[\delta(i-1) - \delta(i)]/\delta(i) \leq \varepsilon$ (ε 为收敛条件),第一阶段程序结束,然后继续第二阶段拟合.否则跳到(2).

第二阶段(TALS 算法):

(5) 矩阵 \mathbf{E}, \mathbf{F} 已知,初始化随机矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{rd}^{(0)}$, $\hat{\mathbf{H}}_{tr}^{(0)}$. 计算 $\hat{\mathbf{W}}_2^{(0)}$ 和 $\hat{\mathbf{W}}_3^{(0)}$.

(6) $i \leftarrow i + 1$.

(7) 根据式(7)、式(8)和式(6)分别更新 $\hat{\mathbf{H}}_{sr}^{(i)}$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_{rd}^{(i)}$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_{tr}^{(i)} = \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_{tr}^{(i)})$.

(8) 计算 $\gamma(i) = \|\mathbf{H}^{[2]} - (\mathbf{I}_N \otimes \hat{\mathbf{H}}_{rd}^{(i)}) \hat{\mathbf{W}}_2^{(i)} \hat{\mathbf{H}}_{sr}^{(i)}\|$, 如果 $[\gamma(i-1) - \gamma(i)]/\gamma(i) \leq \varepsilon$ 程序结束;否则,跳转到步骤(6).

4 仿真与分析

仿真的基本参数设置为: $\varepsilon = 10^{-6}$;信源的发射功率为 P_s ,中继的发射功率 $P_{r1} = P_{r2} = 30$ dB.假定系统噪声和信道矩阵均服从均值为0方差为1的独立同分布复高斯随机变量.中继的放大矩阵在接收端已知, \mathbf{E} 和 \mathbf{F} 选择服从 $[-1, 1]$ 均匀分布的随机序列,目的是使中继的放大因子在每个符号块中都有随机相位^[10].编码方式考虑 KRST 编码^[11],KRST 编码可以使系统获得大的分集增益和编码增益,信源发送的信号由正交相移键控 QPSK 调制生成.所提算法的性能由归一化均方误差(NMSE)衡量,假设 $\mathbf{H}_c = \mathbf{H}_{rd} \mathbf{H}_{tr} \cdot \mathbf{H}_{sr}$ 为级联信道矩阵, NMSE 可以定义如式(16)所示,其中 M 为蒙特卡洛仿真次数.信道矩阵 \mathbf{H}_{rd} , \mathbf{H}_{tr} 和 \mathbf{H}_{sr} 的 NMSE 定义与式(16)类似.

$$\text{NMSE} = \frac{1}{M} \left(\sum_{m=1}^M \frac{\|\mathbf{H}_c - \hat{\mathbf{H}}_c\|_F^2}{\|\mathbf{H}_c\|_F^2} \right). \quad (16)$$

图2比较了笔者所提算法和传统算法及文献[10]所提算法的 NMSE 性能,其中基于导频的 LS 估计算法信道矩阵 \mathbf{H}_{tr} 和 \mathbf{H}_{rd} 的 NMSE 不随 P_s 的变化而变化.因此,图中只显示了传统 LS 方法 \mathbf{H}_{sr} 的 NMSE.由仿真结果可知,所提算法与文献[10]相比性能接近.但是文献[10]基于 PARATUCK2 分解的信道估计方法需要信源发送大量的导频序列,而本文笔者所提算法只需少量的导频序列,既节省导频的开销,又提高了整个系统的频谱利用率。

图3考察了发送符号块数(N)对系统性能的影响.由仿真结果可知,随着 N 的增加系统 NMSE 估计性能提高,这是因为由式(6)~(8)和式(16)分别计算信道矩阵和系统的归一化均方误差,均与 N 有关.其物理意义为:当 N 增加时,所构造的 PARATUCK2 模型中的信道相关信息增多,数据观测时间长,因此提高了系统估计精度.然而当 N 增加时,三阶张量的维数增加,式(6)~(8)展开后矩阵的维数却随着 N 的增大而增大,因此这种估计精度的提高是以高的计算复杂度为代价的。

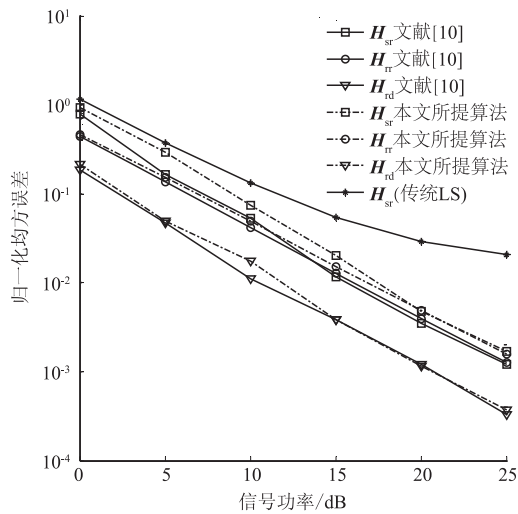


图2 不同符号功率下的信道归一化均方误差
Fig.2 NMSE versus P_s

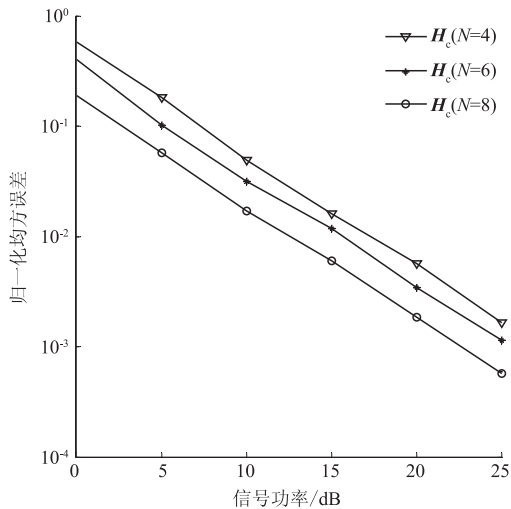


图3 不同符号功率下信道归一化均方误差
Fig.3 NMSE versus P_s

5 结论

针对三跳 MIMO AF 中继系统的信道估计问题,基于张量的 PARAFAC 和 PARATUCK2 分解提出了一种半盲信道估计方法.该方法能联合估计各链路的信道矩阵和发送信号,与传统的基于导频的 LS 信道估计方法相比,首先本文所提算法不存在误差叠加,其次宽松了接收端对天线数的限制,并且在发射端只需少量的导频序列就能并行估计各个链路的信道状态信息,提高了系统的频谱利用率.除此之外,寻找新的迭代拟合算法将是下一步工作的重点.

参考文献:

[1] MO R H, CHEW Y H, YUEN C. Information rate

and relay precoder design for amplify-and-forward MIMO relay networks with imperfect channel state information [J]. IEEE Trans Vehicular, 2012, 61(9): 3958 – 3968.

[2] RONG Y. Optimal joint source and relay beam forming for MIMO relays with direct link [J]. IEEE Commun Lett, 2010, 14(5): 390 – 392.

[3] KONG T, HUA Y B. Optimal channel estimation and training design for MIMO relays [C]//Pacific Grove, CA, IEEE Signals, Systems and Computers, Asilomar, USA;IEEE press 2010: 663 – 667.

[4] KONG T, HUA Y B. Optimal design of source and relay pilots for MIMO relay channel estimation [J]. IEEE Tran on Signal Process, 2011, 59(9): 4438 – 4446.

[5] XIMENES L R, FAVIER G. PARAFAC-P semi-blind receivers for two-hop cooperative MIMO relay systems [J]. IEEE Trans on Signal Process, 2014, 62(14): 3604 – 3615.

[6] RONG Y, KHANDAKER M R A, XIANG Y. Channel estimation of dual-hop MIMO relay system via parallel factor analysis [J]. IEEE Trans on Wireless Comm, 2012, 11(6): 2224 – 2233.

[7] DU J H, YUAN C W, ZHANG J B. Low complexity PARAFAC-based channel estimation for non-regenerative MIMO relay systems [J]. IET Commun, 2014, 8(12): 2193 – 2199.

[8] FERNANDES C A R, DE ALMEIDA A L F, DA COSTA D B. Unied tensor modeling for blind receivers in multiuser uplink cooperative systems [J]. IEEE Signal Process Lett, 2012, 19(5): 247 – 250.

[9] DE ALMEIDA A L F, FERNANDES C A R, DA COSTA D B. Multiuser detection for uplink DS-CDMA amplify and forward relaying systems [J]. IEEE Signal Process Lett, 2013, 20(7): 697 – 700.

[10] HAN X, DE ALMEIDA A L F, YANG Z. Channel estimation for MIMO multirelay systems using a tensor approach [J]. Eurasip J Adv Sign Process, 2014(1): 1 – 14.

[11] SIDIROPOULOS N D, BUDAMPATI R S. Khatri – Rao space-time codes [J]. IEEE Trans on Signal Process, 2002, 50(10): 2396 – 2407.

[12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2013: 596 – 600.

(下转第 96 页)