

基于张量模式噪声补偿的室内可见光通信系统的信道估计

王青竹^{1*}, 于永滢², 朱艺海³

¹东北电力大学计算机学院, 吉林 吉林 132012;

²东北电力大学电气工程学院, 吉林 吉林 132012;

³中车长春轨道客车股份有限公司工程技术中心, 吉林 长春 130052

摘要 针对现有中继转发式室内可见光通信系统中信道估计算法存在的导频数量过大、估计效率和精度低的问题, 提出基于张量模式噪声补偿的信道估计方法。首先, 充分利用可见光通信系统发射数据的特点设计了一种适合在接收数据中进行噪声补偿的导频结构。然后, 在 PARATUCK2 张量分解框架下, 构造了这种导频模式的含噪通信系统模型。最后, 结合张量分解方法, 设计了一种以导频所得噪声补偿对实际噪声进行估计的方法, 完成所有信道参数的计算。仿真实验结果表明, 将基于张量模式噪声补偿的估计算法应用在中继转发式室内可见光通信系统中, 可以在加快寻优迭代速度的同时提高估计精确度, 充分验证该算法的有效性和可行性。

关键词 光通信; 中继转发; 室内可见光通信系统; 导频设计; PARATUCK2 张量; 噪声补偿

中图分类号 TN911.7

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201946.0806005

Channel Estimation of Indoor Visible Light Communication System with Tensor Mode Noise Compensation

Wang Qingzhu^{1*}, Yu Yonghao², Zhu Yihai³

¹School of Computer Science, Northeast Electric Power University, Jilin, Jilin 132012, China;

²School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin, Jilin 132012, China;

³Engineering Technology Center, CRRC Changchun Railway Vehicles Company Limited, Changchun, Jilin 130052, China

Abstract Aiming at the problem of large number of pilots and low efficiency and accuracy in existing channel estimation algorithms of relay-and-forward indoor visible light communication systems, a channel estimation method based on tensor mode noise compensation is proposed. Firstly, a pilot structure which is suitable for noise compensation for the received data is designed by making the best of the characteristics of the transmission data structure in visible light communication. Then, according to the framework of PARATUCK2 tensor decomposition, a communication system with noise model of this pilot mode is constructed. Finally, combined with the tensor decomposition method, a method of estimating the real noise with noise compensation of pilot frequency is designed, and all channel parameters are estimated. The simulation results show that the estimation algorithm based on tensor mode noise compensation can be applied to the relay-and-forward indoor visible light communication system, accelerate the iteration speed, and improve the estimation accuracy, which fully verifies the effectiveness and feasibility of the algorithm.

Key words optical communications; relay and forward; indoor visible light communication system; pilot design; PARATUCK2 tensor; noise compensation

OCIS codes 060.2605; 060.4080; 060.4510

收稿日期: 2019-03-07; 修回日期: 2019-03-31; 录用日期: 2019-04-15

基金项目: 国家自然科学基金(61301257)、吉林省科技发展计划(20180520017JH)、吉林省教育科学技术厅项目(JJKH20170107KJ)

* E-mail: Yuppy32588@163.com

1 引言

为提高信道容量和传输速率,降低各子信道之间的相互干扰,在可见光通信系统中引入多输入多输出(MIMO)技术和正交频分复用(OFDM)技术构成 MIMO-OFDM 可见光通信系统^[1-2]。室内环境下的可见光通信系统中发射端所用的发光二极管(LED)要兼顾照明工作与通信质量^[3]。因此,在不造成能源浪费的条件下,选择在室内可见光通信系统中加入转发放大(AF)中继器来辅助光通信系统完成照明与通信的双重任务^[4]。选择一种可以准确恢复出中继转发式 MIMO-OFDM 可见光通信系统信道脉冲响应矩阵的信道估计的算法是提高系统通信质量的一个有效方法^[5],采用基于插入导频的信道估计方法可以减少差错传输,提高估计精度^[6]。

现有的基于插入导频的信道估计算法中最常用的有最小二乘法(LS)、最小均方误差法(MMSE)和奇异值分解(SVD),其中 LS 是将信道假设为理想信道,不考虑传输过程中代入系统的噪声,而 MMSE 和 SVD 的估计精度随着计算复杂度以及导频数量的提升而提升。不同信噪比条件下采用上述不同经典估计算法的自适应信道估计方法^[7-8],在一定程度上提升了估计精度,但仍没有解决估计效率问题。压缩感知技术适用于基于稀疏信道模型的中继转发式 MIMO-OFDM 可见光通信系统,但由于中继转发式 MIMO-OFDM 可见光通信系统传输信号是多维数据结构,而基于压缩采样匹配追踪^[9]的信道估计方法是将多维传输信号变换到二维空间上进行处理,因此破坏了多维传输信号的强代数结构。张量分解方法被广泛用于多维信号的处理^[10],在信道估计方面也是一种常用的估计手段。文献[11]通过在接收端提取导频数据建立 PARAFAC 张量数据模型,再通过交替 LS 接收模型进行张量分解^[12]。该方法在低信噪比时估计精度低,估计过程中需要在发射端数据矩阵中插入大量导频,通过不断迭代得到最优估计结果。文献[13]根据 PARAFAC 张

量的因子矩阵具有 Khatri-Rao 积的性质,提出基于 Khatri-Rao 积分解的信道估计算法,该算法非线性单调收敛,估计过程中迭代的次数较少,使 MIMO-OFDM 室内可见光通信系统的误码率性能有所提高。但该算法需要在发送端构造特定的高维数据结构,经过信道后在接收端又将高维数据变换至二维空间上,导频提取复杂。基于 PARATUCK2 张量模型的信道估计^[14]能够通过分解直观地估计出各部分因子矩阵,便于导频提取,但分解方法还是利用交替最小二乘法。基于以上分析,中继转发式 MIMO-OFDM 室内可见光通信系统的信道估计主要存在因估计精度低、迭代次数过大而导致的估计效率不高的问题。

本文提出基于张量模式噪声补偿的信道估计方法,主要利用补偿最小二乘^[15-16]的思想,将传输过程中的过程干扰和实际干扰进行区分。该算法分为两个部分:1)在发送端插入信道估计导频和噪声估计导频,提取接收信号对应导频数据位置上的数据,经过数值重组后得到一个噪声张量和一个接收数据张量;2)基于 PARATUCK2 张量结构并结合噪声张量和接收数据张量建立系统信道估计模型,通过张量分解方法完成对信道参数的估计。

2 基本原理

本节主要介绍中继转发式 MIMO-OFDM 可见光通信系统的通信原理,以及 PARATUCK2 张量结构及张量分解。根据此通信系统的通信模型,确定 PARATUCK2 张量模型能够应用于该通信系统的信道估计中。

2.1 中继转发式 MIMO-OFDM 可见光通信系统

依据一般室内环境的实际情况,依靠单个点光源同时完成照明和数据通信工作,会导致数据接收不准确问题的出现,而采用多个点光源同时发送的方法可以降低环境干扰。为防止资源浪费,减小每一个 LED 的照明发射功率,但发射功率的减小也会降低通信系统的抗干扰能力。因此,选择在系统中引入光放大中继器来保障完成室内可见光通信系统

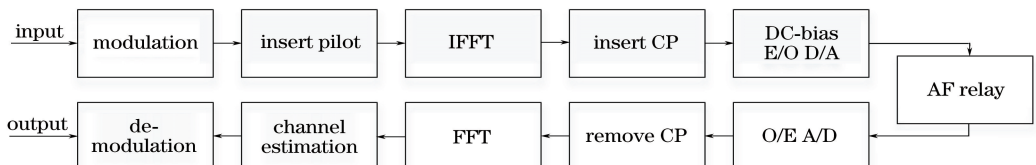


图1 单向双跳中继转发式 MIMO-OFDM 室内可见光通信系统模型

Fig. 1 Indoor visible light communication system model based on one-way double-hop relay-and-forward MIMO-OFDM

的通信及照明任务。设计了图 1 所示的单向双跳中继转发式 MIMO-OFDM 室内可见光通信系统模型^[17-18]。

设发射端的 LED 个数为 N_s , 光放大中继器的个数为 N_R , 光接收端的光电二极管个数为 N_D 。该系统信道由从 LED 到光中继器接收端的第一跳信道脉冲响应矩阵 \mathbf{H}_{SR} 和从光中继器发射端到光电二极管的第二跳信道脉冲响应矩阵 \mathbf{H}_{RD} 表示, \mathbf{H}_{SR} 和 \mathbf{H}_{RD} 的大小分别是 $N_R \times N_S$ 和 $N_D \times N_R$ 。LED 发射的光信号 \mathbf{S} 为 $N_s \times N \times M$ 的三维张量, 其中 N 为 OFDM 符号数, M 为子载波数。因此, 在光中继器接收端得到第一跳的接收信号为

$$\mathbf{Y}_{SR} = \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{S}_{(3)} + \mathbf{Z}_1, \quad (1)$$

式中: $\mathbf{S}_{(3)}$ 为沿张量 \mathbf{S} 的第三模 M 上的展开矩阵; \mathbf{Z}_1 为第一跳信道中的加性高斯白噪声。终端光电二极管接收到的第二跳接收信号为

$$\mathbf{Y}_{SRD} = \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R} \times \mathbf{H}_{SR} + \mathbf{Z}_2, \quad (2)$$

即

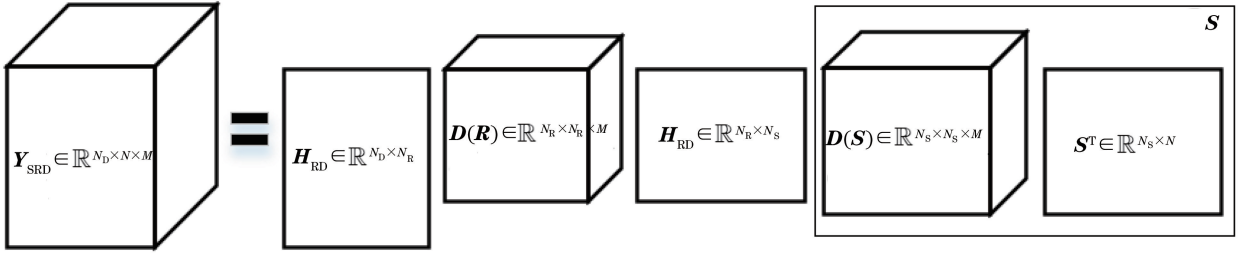


图 2 PARATUCK2 模型的中继转发式 MIMO-OFDM 可见光通信系统结构图

Fig. 2 Diagram of relay-and-forward MIMO-OFDM visible light communication system structure based on PARATUCK2 model

3 基于张量模型噪声补偿的信道估计

本节将分为三个部分描述基于张量模式噪声补偿的信道估计方法: 1) 在信道估计过程中, 为了防止对噪声干扰的过拟合和欠拟合情况的发生, 根据每路 OFDM 信号在同一个时域上所受到的信道干扰基本一致的条件, 构建能对该系统信道进行估计同时也能够对系统中噪声进行估计的导频结构; 2) 根据 PARATUCK2 张量建立含噪声的通信系统数学模型, 完善整个系统的线性估计过程; 3) 结合补偿最小二乘法(CLS)对基于 PARATUCK2 的系统模型进行张量分解, 实现对信道参数的精确估计。

3.1 基于埃尔米特结构的导频设计

由于中继转发式 MIMO 室内可见光通信系统传输的数据量较大, 因此以整个 OFDM 信号为导频信号的块状导频或以整个子载波为导频信号的梳状导频都会存在导频数量过大的问题。在联合考虑时

$$\mathbf{Y}_{SRD} = \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R} \times \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{S}_{(3)} + \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R} \times \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2, \quad (3)$$

式中: \mathbf{Z}_2 为第二跳信道中的加性高斯白噪声; $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{N_R \times N_R}$ 为 AF 光中继器的固定增益矩阵, 其增益值大小与信噪比相关。

2.2 PARATUCK2 张量模型

存在张量 $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^{I \times J \times K}$, 具有两个潜在分组, 组数分别记为 P 和 Q , 沿其第三模展开, 得到

$$\mathbf{X}_k \approx \mathbf{A} \times \mathbf{D}_k^A \times \mathbf{C} \times \mathbf{D}_k^B \times \mathbf{B}^T, k=1, 2, \dots, K, \quad (4)$$

式中: $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{I \times P}$; $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{J \times Q}$; $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{P \times Q}$; $\mathbf{D}_k^A \in \mathbb{R}^{P \times P}$; $\mathbf{D}_k^B \in \mathbb{R}^{Q \times Q}$; \mathbf{D}_k^A 和 \mathbf{D}_k^B 为对角矩阵; \mathbf{T} 为转置运算符。在 \mathbf{X} 第三模 K 上堆叠成核心张量 $\mathbf{D}^A \in \mathbb{R}^{P \times P \times K}$ 和 $\mathbf{D}^B \in \mathbb{R}^{Q \times Q \times K}$ 。结合该张量结构与中继转发式 MIMO-OFDM 室内可见光通信系统模型, 得到图 2 所示的张量结构。图中 \mathbf{S} 框对应发射信号, 其中 \mathbf{S} 和 $\mathbf{D}(\mathbf{S})$ 分别是发射信号在时域和频域上的分解。

域和频域的情况下选择块状导频结构, 一方面能减少导频的使用数量, 节约很多的载波用来传输有用信息; 另一方面, 在时域和频域上联合插入的导频, 在接收端导频提取后进行信道估计时能够更好地反映估计质量。插入的导频序列应满足

$$S_i \leq \frac{1}{f_{\text{Doppler}}}, S_f \leq \frac{1}{\sigma_{\text{max}}}, \quad (5)$$

式中: f_{Doppler} 表示多普勒频率; σ_{max} 表示最大时延扩展。

可见光通信系统中由 LED 发射出的每路 OFDM 符号中的数据需满足非负且为实值的条件。通过加入固定偏压值可以使发送信号变换为非负信号, 而实值化处理过程需先使每个 OFDM 符号向量 \mathbf{x}_{OFDM} 满足埃尔米特对称结构, 这样经过快速傅里叶逆变换(IFFT)处理后可以将 \mathbf{x}_{OFDM} 中的数据值变换为实值, 其结构形式为

$$\mathbf{x}_{\text{OFDM}} = [a \ x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{L/2-1} \ b \ x_{L/2-1}^* \ \dots \ x_2^* \ x_1^*], \quad (6)$$

式中: L 为 \mathbf{x}_{OFDM} 符号长度; a, b 为任意实数; x^* 为 x 的共轭复数。

按照(6)式的埃尔米特对称结构在子载波上对应排列, 根据(3)式的描述, 接收信号中存在与信噪比相关的加性干扰, 所以在(6)式中提及的 a, b 元素位置上插入信号, 该信号不同于用作信道估

计的块状导频结构中的导频值, 可在接收端用来估计系统通信过程中产生的加性噪声值, 其余位置插入发送信号。为便于接收端数据处理, 将用作信道估计的导频信号值设置为数值“1”, 将用作估计噪声的导频信号值设置为数值“0”, 其结构如图3所示。

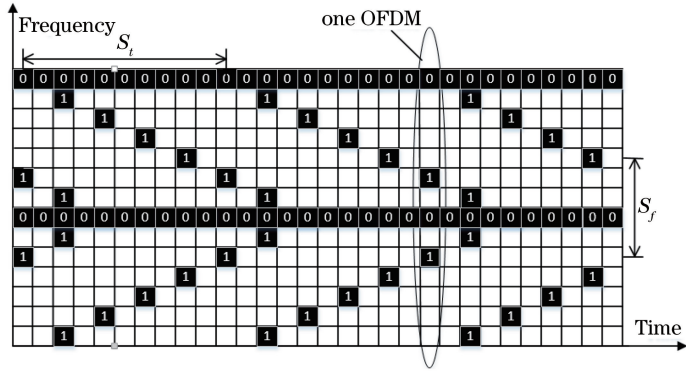


图3 MIMO-OFDM 可见光通信发射信号导频设计图

Fig. 3 Transmitting signal pilot design in MIMO-OFDM visible light communication

3.2 基于张量模式的系统模型建立

根据中继转发式 MIMO-OFDM 可见光通信系统信号发射结构对接收信号进行信道估计导频提取, 得到信道估计张量 $\mathbf{Y}_P \in \mathbb{R}^{N_D \times N_P \times (M-2)}$, N_P 为每路子载波上承载的导频数量。再对噪声估计的导频进行提取, 得到噪声估计张量 $\mathbf{Y}_E \in \mathbb{R}^{N_D \times N \times 2}$ 。将噪声张量 \mathbf{Y}_E 重构, 使其与 \mathbf{Y}_P 同型, 即找出 \mathbf{Y}_E 的第一个子载波 \mathbf{Y}_E^1 中与 \mathbf{Y}_P 的前 $M/2$ 个子载波中每个子载波上的数据 $\mathbf{Y}_P^{m_1}(n_D, n)$ ($m_1=1, 2, \dots, M/2-1, n_D=1, 2, \dots, N_D, n=1, 2, \dots, N_P$) 位置上相对应的数据 $\mathbf{Y}_E^1(n_D, n)$ ($n_D=1, 2, \dots, N_D, n=1, 2, \dots, N_P$) 构成一个基于 \mathbf{Y}_E^1 的噪声估计张量 $\mathbf{Y}_W^1 \in \mathbb{R}^{N_D \times N_P \times \frac{M-1}{2}}$ 。同理, 找出 \mathbf{Y}_E 的第二个子载波中与 \mathbf{Y}_P 中后 $M/2$ 个子载波中的每个子载波上的数据 $\mathbf{Y}_P^{m_2}(n_D, n)$ ($m_2=\frac{M}{2}+1, \dots, M, n_D=1, 2, \dots, N_D, n=1, 2, \dots, N_P$) 位置相对应的数据 $\mathbf{Y}_E^2(n_D, n)$ ($n_D=1, 2, \dots, N_D, n=1, 2, \dots, N_P$), 再构成一个基于 \mathbf{Y}_E^2 的噪声估计张量 $\mathbf{Y}_W^2 \in \mathbb{R}^{N_D \times N_P \times \frac{M-1}{2}}$ 。将 \mathbf{Y}_W^1 与 \mathbf{Y}_W^2 根据子载波序号从小到大重新组合得到误差补偿信道估计算法中完整的噪声估计张量 $\mathbf{Y}_W \in \mathbb{R}^{N_D \times N_P \times (M-2)}$ 。

根据(4)式以及 \mathbf{Y}_P 和 \mathbf{Y}_W 构造基于 PARATUCK2 的信道估计模型:

$$\mathbf{Y}_P^m \approx \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{X}_P^m + \mathbf{Y}_W^m, \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (7)$$

由于 $\mathbf{X}_P \in \mathbb{R}^{N_S \times N_P \times M}$ 是全 1 的导频张量, 因此 $\mathbf{X}_P^m \in$

$\mathbb{R}^{N_S \times N_P}$, 令

$$\mathbf{X}_P^m = \mathbf{E}^m \times \mathbf{X}_1^T, \quad m=1, 2, \dots, M, \quad (8)$$

式中: \mathbf{E}^m 为单位阵; \mathbf{X}_1 为全 1 阵, 则有

$$\mathbf{Y}_P^m - \mathbf{Y}_W^m \approx \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \mathbf{X}_1^T, \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (9)$$

根据该张量结构模型, 对模型中各参数进行估计。

3.2.1 \mathbf{H}_{RD} 估计

根据(9)式实现对 \mathbf{H}_{RD} 的估计时, 首先利用公式中张量在第三模上进行展开计算的形式对已知子张量进行结合, 故先令

$$\mathbf{F}^m = \mathbf{R}^m \times \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \mathbf{X}_1^T, \quad m=1, 2, \dots, M, \quad (10)$$

则可得

$$\mathbf{Y}_P^m \approx \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{F}^m + \mathbf{Y}_W^m, \quad m=1, 2, \dots, M, \quad (11)$$

然后使 $\mathbf{y}_P = [\mathbf{Y}_P^1 \ \mathbf{Y}_P^2 \ \dots \ \mathbf{Y}_P^M]$, $\mathbf{f} = [\mathbf{F}^1 \ \mathbf{F}^2 \ \dots \ \mathbf{F}^M]$, $\mathbf{y}_W = [\mathbf{Y}_W^1 \ \mathbf{Y}_W^2 \ \dots \ \mathbf{Y}_W^M]$, 故可得

$$\mathbf{y}_P \approx \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{f} + \mathbf{y}_W, \quad (12)$$

最后根据最小二乘估计的思想, 得到 \mathbf{H}_{RD} 的估计值:

$$\hat{\mathbf{H}}_{RD} = (\mathbf{y}_P - \mathbf{y}_W) \times \mathbf{f}^\dagger, \quad (13)$$

式中: $(\cdot)^\dagger$ 表示伪逆运算符。

3.2.2 \mathbf{H}_{SR} 估计

对 \mathbf{H}_{SR} 进行估计要先在张量 \mathbf{Y}_P 的第三模上对每一阶矩阵进行矢量化处理, 即

$$\text{vec}\mathbf{Y}_P^m \approx \text{vec}(\mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \mathbf{X}_1^T) + \text{vec}\mathbf{Y}_W^m \approx$$

$$[(\mathbf{X}_1 \times \mathbf{E}^m) \otimes (\mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^m)] \times \text{vec}\mathbf{H}_{SR} + \text{vec}\mathbf{Y}_W^m, m = 1, 2, \dots, M, \quad (14)$$

式中: $\text{vec}\mathbf{Y}_P^m$ 是将矩阵 \mathbf{Y}_P^m 中的列方向向量顺序串接后的列向量; \otimes 表示克罗内克积。所以可得

$$\text{vec}\hat{\mathbf{H}}_{SR} = \begin{bmatrix} [(\mathbf{X}_1 \times \mathbf{E}^1) \otimes (\mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^1)] \\ [(\mathbf{X}_1 \times \mathbf{E}^2) \otimes (\mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^2)] \\ \vdots \\ [(\mathbf{X}_1 \times \mathbf{E}^M) \otimes (\mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^M)] \end{bmatrix}^\dagger \times \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} \text{vec}\mathbf{Y}_P^1 \\ \text{vec}\mathbf{Y}_P^2 \\ \vdots \\ \text{vec}\mathbf{Y}_P^M \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \text{vec}\mathbf{Y}_W^1 \\ \text{vec}\mathbf{Y}_W^2 \\ \vdots \\ \text{vec}\mathbf{Y}_W^M \end{bmatrix} \end{pmatrix}, \quad (15)$$

再对该列向量恢复得到估计矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{SR}$ 。

3.2.3 \mathbf{R}^m 估计

由于光中继器增益随信噪比的变化而变化, 而实际室内光通信过程中信噪比条件未知, 因此系统固定增益无法确定, 故可以对信道中继器增益矩阵 \mathbf{R}^m 进行估计, 令

$$\mathbf{G}^m = \mathbf{X}_1 \times \mathbf{E}^m \times \mathbf{H}_{SR}^T, m = 1, 2, \dots, M. \quad (16)$$

在张量 \mathbf{Y}_P 的第三模上对每一阶矩阵进行矢量化处理, 将处理结果代入 \mathbf{G}^m 可得

$$\text{vec}\mathbf{Y}_P^m = (\mathbf{G}^m \odot \mathbf{H}_{RD})^T \times (\mathbf{r}^m)^T + \text{vec}\mathbf{Y}_W^m, \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (17)$$

式中: \mathbf{r}^m 为中继增益 \mathbf{R}^m 对角线上的元素组成的列向量; \odot 表示 Khatri-Rao 积。同上求解得

$$\mathbf{r}^m = [(\mathbf{G}^m \odot \mathbf{H}_{RD})^\dagger \times (\text{vec}\mathbf{Y}_P^m - \text{vec}\mathbf{Y}_W^m)], \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (18)$$

利用(18)式对得到的中继增益的列向量进行对角化处理, 得到中继器的增益矩阵 $\hat{\mathbf{R}}^m$ 。由于 PARATUCK2 模型为对称结构, 因此参考 \mathbf{H}_{RD} 与 \mathbf{R}^m 的估计方法, 对发送导频符号 \mathbf{E}^m 和 \mathbf{X}_1 进行估计。

3.3 基于噪声补偿的信道估计

在多参数系统估计中, 选择对任一参数项进行独立估计获得的结果都不够准确。故利用 CLS 思想, 通过多参数联合估计的方法, 先对 \mathbf{H}_{RD} 进行估计, 将得到的估计结果 $\hat{\mathbf{H}}_{RD}$ 代入(15)式, 对 \mathbf{H}_{SR} 进行估计, 得到估计结果 $\hat{\mathbf{H}}_{SR}$ 。再将 $\hat{\mathbf{H}}_{RD}$ 和 $\hat{\mathbf{H}}_{SR}$ 用于对导频插值 \mathbf{X}_1 的估计中, 得到 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 。然后将 $\hat{\mathbf{H}}_{SR}$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_{RD}$ 用于 \mathbf{R}^m 的估计中, 得到 $\hat{\mathbf{R}}^m$ 。计算估计误差 e^i , 当前后两次迭代计算得到的估计误差 e^{i+1} 和 e^i 的差值大于设定精度 ϵ 时, 利用本次估计得到的结果对本次待估计项进行更新, 将该更新值作为下次估计的初始值, 直至 $|e^{i+1} - e^i| \leq \epsilon$ 时, 停止迭代, 完成 PARATUCK2-CLS 的估计过程。该过程可表示为

$$e^i = \sum_{m=1}^M (\|\mathbf{Y}_P^m - \hat{\mathbf{Y}}_P^m - \mathbf{Y}_W^m\|_{\frac{2}{F}}), i = 2, 3, \dots, \quad (19)$$

$$\hat{\mathbf{Y}}_P^m = \hat{\mathbf{H}}_{RD} \times \hat{\mathbf{R}}^m \times \hat{\mathbf{H}}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \hat{\mathbf{X}}_1, m = 1, 2, \dots, M, \quad (20)$$

式中: i 表示迭代次数; $e^1 = \sum_{m=1}^M (\|\mathbf{Y}_P^m - \mathbf{H}_{RD} \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \mathbf{X}_1 - \mathbf{Y}_W^m\|_{\frac{2}{F}})$ 。

在 CLS 估计的过程中, 除了待估计项之外, 噪声分量也随着估计结果的更新而改变, 因此, 对于每一项进行估计后再对噪声分量 \mathbf{Y}_W^m 进行一次更新, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_W^m &= \mathbf{Y}_P^m - \hat{\mathbf{Y}}_{RD}^m, \mathbf{Y}_W^m = \mathbf{Y}_P^m - \hat{\mathbf{Y}}_{SR}^m, \\ \mathbf{Y}_W^m &= \mathbf{Y}_P^m - \hat{\mathbf{Y}}_{X_1}^m, \mathbf{Y}_W^m = \mathbf{Y}_P^m - \hat{\mathbf{Y}}_R^m, \end{aligned} \quad (21)$$

式中: $\hat{\mathbf{Y}}_{RD}^m = \hat{\mathbf{H}}_{RD} \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{H}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \mathbf{X}_1$; $\hat{\mathbf{Y}}_{SR}^m = \hat{\mathbf{H}}_{RD} \times \mathbf{R}^m \times \hat{\mathbf{H}}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \mathbf{X}_1$; $\hat{\mathbf{Y}}_{X_1}^m = \hat{\mathbf{H}}_{RD} \times \mathbf{R}^m \times \hat{\mathbf{H}}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \hat{\mathbf{X}}_1$; $\hat{\mathbf{Y}}_R^m = \hat{\mathbf{H}}_{RD} \times \hat{\mathbf{R}}^m \times \hat{\mathbf{H}}_{SR} \times \mathbf{E}^m \times \hat{\mathbf{X}}_1$ 。

通过该递推关系对每个待估计项进行精确估计, 实现对 CLS 的优化。递推补偿最小二乘 (RCLS) 算法的算法流程如下:

- 1) 在 LED 发射端插入用作噪声估计的导频和信道估计导频;
- 2) 在接收端相应位置提取噪声估计导频和信道估计导频, 建立噪声张量 \mathbf{Y}_W 和信道估计张量 \mathbf{Y}_P , 设置迭代次数 $i = 1$, 计算 e^i ;
- 3) 将 \mathbf{X}_1 、 \mathbf{E}^m 、 \mathbf{R}^m 、 \mathbf{H}_{SR} 代入(13)式得到 $\hat{\mathbf{H}}_{RD}$, 计算 $\hat{\mathbf{Y}}_{RD}^m$, 更新 \mathbf{Y}_W ;
- 4) 将 $\hat{\mathbf{H}}_{RD}$ 、 \mathbf{X}_1 、 \mathbf{E}^m 、 \mathbf{R}^m 代入(15)式得到 $\hat{\mathbf{H}}_{SR}$, 计算 $\hat{\mathbf{Y}}_{SR}^m$, 更新 \mathbf{Y}_W ;
- 5) 根据 PARATUCK2 张量的对称性, 通过 $\hat{\mathbf{H}}_{SR}$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_{RD}$ 、 \mathbf{E}^m 、 \mathbf{R}^m 得到 $\hat{\mathbf{X}}_1$, 计算 $\hat{\mathbf{Y}}_{X_1}^m$, 更新 \mathbf{Y}_W ;

6) 将 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 、 \mathbf{E}^m 、 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{SR}}$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{RD}}$ 代入(18)式得到 $\hat{\mathbf{R}}^m$, 计算 $\hat{\mathbf{Y}}_R^m$, 更新 \mathbf{Y}_w ;

7) 计算 e^{i+1} 和 $\hat{\mathbf{Y}}_P^m$, 当 $|e^{i+1} - e^i| \leq \epsilon$, 算法结束, 否则令 $\mathbf{X}_1 = \hat{\mathbf{X}}_1$ 、 $\mathbf{H}_{\text{SR}} = \hat{\mathbf{H}}_{\text{SR}}$, 跳转至步骤 3), 且令 $i = i + 1$ 。

4 仿真与数据分析

实验模拟场景为 5 m × 5 m × 3 m 的以 LED 为照明光源的室内环境, $N_S = N_R = N_D = 4$, 子载波个数为 64, 信噪比为 0~20 dB, 精度 $\epsilon = 10^{-6}$, 具体通信情况

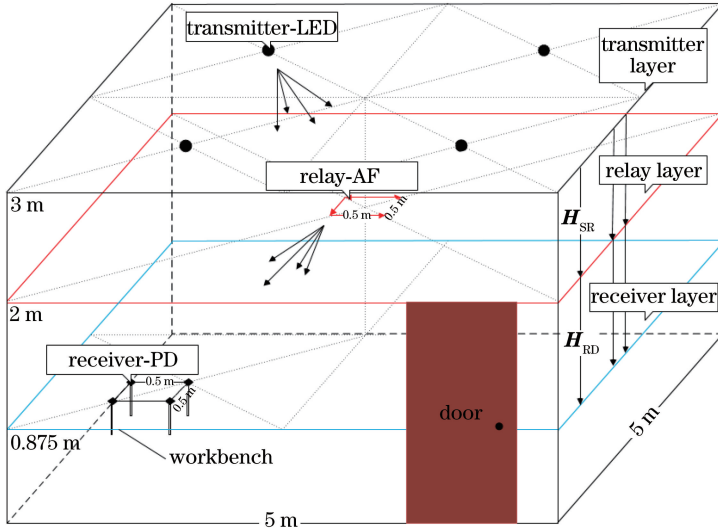


图 4 模拟室内可见光通信环境

Fig. 4 Simulated indoor visible light communication environment

4.1 归一化均方误差对比数据分析

图 5(a) 为四种算法在完整信道下的 NMSE 对比情况。B-vCoSaMP 在信噪比 (SNR) 为 0~4 dB 区间时优于 PARATUCK2-CLS; 在 4~20 dB 区间时, 因 B-vCoSaMP 算法与导频的数量有关, 在本文导频模式下信道估计精度提升较小。PARATUCK2-RCLS 在整个区间上的估计精度都优于其他三种算法。图 5(b)~(d) 分别表示 PARATUCK2-ALS、PARATUCK2-CLS 和 PARATUCK2-RCLS 三种算法对信道脉冲响应矩阵 \mathbf{H}_{RD} 和 \mathbf{H}_{SR} 以及 AF 中继器增益 \mathbf{R}^m 的估计精度的对比。在图 5(b) 中, 相较于交替最小二乘的算法, 新导频结构的 CLS 和 RCLS 算法在同为基于 PARATUCK2 张量结构的情况下, 估计精度得到提升, 特别是在 SNR 较低的条件, 估计精度的提升明显, 其中 SNR 为 0~4 dB 时 PARATUCK2-RCLS 要明显优于 PARATUCK2-CLS。而在 SNR

如图 4 所示。选用的对比算法为基于概率的分块验证的压缩采样匹配追踪 (B-vCoSaMP) 算法^[19]、基于 PARATUCK2 的交替最小二乘 (PARATUCK2-ALS) 算法^[20] 以及本文提出的基于 PARATUCK2 的补偿最小二乘 (PARATUCK2-CLS) 算法。从归一化均方误差 (NMSE) 和迭代次数两个方面来比较中继转发式 MIMO-OFDM 室内可见光通信系统的信道估计能力。NMSE 计算公式如下:

$$E_{\text{NMS}} = \frac{1}{N_{\text{Sample}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{Sample}}} \frac{\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|_F^2}{\|\mathbf{H}\|_F^2}, \quad (22)$$

式中: N_{Sample} 为蒙特卡罗采样的次数。

较大时, 三种算法之间的估计精度相差不大。图 5(c) 中, 在 SNR 为 0~20 dB 时, PARATUCK2-RCLS 算法的估计误差明显小于其他两种算法, 在 SNR 大于 20 dB 时, 通过趋势判断 PARATUCK2-RCLS 与另外两种算法的估计精度相差不大。在图 5(d) 中, 在对与 SNR 相关的中继器增益的估计中, PARATUCK2-RCLS 算法在 0~20 dB 区间同样明显优于其他两种算法。

4.2 迭代次数对比数据分析

图 6 所示为 PARATUCK2-ALS、PARATUCK2-CLS 和 PARATUCK2-RCLS 三种算法在 SNR 为 0~20 dB 区间内迭代次数的比较, 可以看出随着 SNR 的提升 PARATUCK2-ALS 算法和 PARATUCK2-CLS 算法的迭代次数有所降低, 但是对接收数据中的噪声进行补偿的 PARATUCK2-CLS 使得估计的迭代次数增加, 证明补偿信道中的噪声干扰后估计速度变慢。加入递推计算之后的 PARATUCK2-

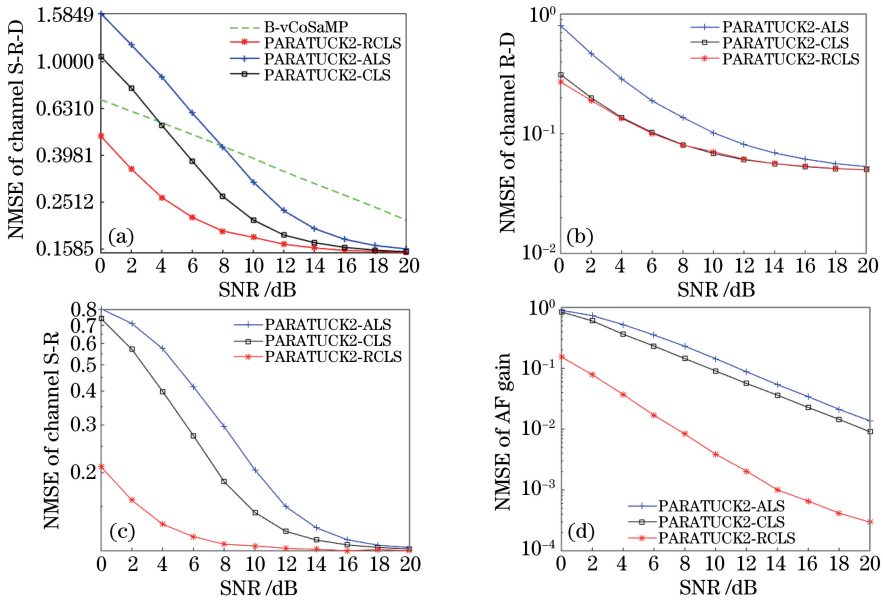


图 5 信道中各部分估计结果的 NMSE 对比。(a)完整信道估计;(b)中继-接收器间信道估计;(c)光源-中继间信道估计;(d)中继器增益估计

Fig. 5 Comparison of NMSE estimated in each part of channel. (a) Complete channel estimation; (b) channel estimation between relay and receiver; (c) channel estimation between light source and inter-relay; (d) relay gain estimation

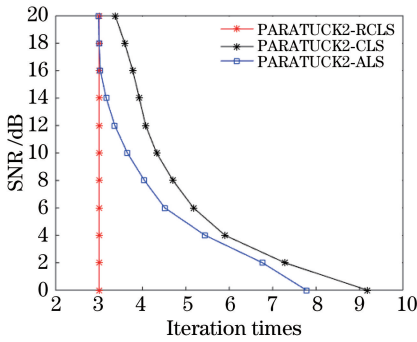


图 6 迭代次数对比

Fig. 6 Comparison of iterations

RCLS 迭代次数远低于 PARATUCK2-CLS, 在 SNR 小于 16 dB 时比 PARATUCK2-ALS 算法的迭代次数要少, 且不随 SNR 的变化而变化。因此 PARATUCK2-RCLS 算法的估计效率有所提升。

5 结 论

提出的 PARATUCK2-CLS 算法, 将根据埃尔米特结构设计的导频模式与 PARATUCK2 张量系统通信模型相结合, 能够对室内可见光通信过程中的噪声进行估计, 补偿信道估计过程中产生的误差, 其估计精度相较于 PARATUCK2-ALS 和 B-vCoSaMP 信道估计算法有了一定程度的提升。但 PARATUCK2-CLS 导致估计过程的迭代次数增加。而 PARATUCK2-RCLS 算法通过递推计算, 利用实际接收数据与估计数据之间的残差来更新噪

声估计值, 使得迭代次数明显减少, 同时估计精度也得到了提高。仿真结果表明, 提出的 PARATUCK2-RCLS 算法为提升中继转发式室内可见光通信系统的信道估计水平提供了一种有效的解决方案。

参 考 文 献

- [1] Boucouvalas A, Chatzimisios P, Ghassemlooy Z, *et al.* Standards for indoor optical wireless communications [J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(3): 24-31.
- [2] Singh C, John J, Singh Y N, *et al.* A review of indoor optical wireless systems[J]. IETE Technical Review, 2002, 19(1/2): 3-17.
- [3] Yesilkaya A, Basar E, Miramirkhani F, *et al.* Optical MIMO-OFDM with generalized LED index modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(8): 3429-3441.
- [4] Gheth W, Rabie K M, Adebisi B, *et al.* Performance analysis of integrated power-line/visible-light communication systems with AF relaying[C]// 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 9-13, 2018, Abu Dhabi, United Arab Emirates. New York: IEEE, 2018: 18476212.
- [5] Kim B W, Jung S Y. Channel capacity of the distributed MIMO relay in visible light communication systems [J]. Photonic Network

- Communications, 2017, 34(2): 298-305.
- [6] Akbarpour-Kasgari A, Ardebilipour M. Pilot allocation approaches for channel estimation in MIMO relay networks[J]. IET Communications, 2018, 12(16): 2030-2037.
- [7] Chen Y, Yin H, Liu H L. Adaptive channel estimation for MIMO-OFDM visible light communication system [J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(9): 0906003.
陈勇, 尹辉, 刘焕淋. MIMO-OFDM 可见光通信系统的自适应信道估计[J]. 中国激光, 2016, 43(9): 0906003.
- [8] Hong Y, Wu T S, Chen L K. On the performance of adaptive MIMO-OFDM indoor visible light communications [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(8): 907-910.
- [9] Jayanthi P N, Ravishankar S. Sparse channel estimation for MIMO-OFDM systems using compressed sensing [C] // 2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), May 20-21, 2016, Bangalore, India. New York: IEEE, 2016: 16582867.
- [10] Kolda T G, Bader B W. Tensor decompositions and applications[J]. SIAM Review, 2009, 51(3): 455-500.
- [11] Liu Y, Li S Z, Mu X M. Semi-blind channel estimation analysis of MIMO systems via tensor decompose[J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(1): 63-69.
刘越, 李双志, 穆晓敏. MIMO 系统中应用张量分解进行半盲信道估计的算法分析[J]. 信号处理, 2016, 32(1): 63-69.
- [12] Comon P, Luciani X, de Almeida A L F. Tensor decompositions, alternating least squares and other tales[J]. Journal of Chemometrics, 2009, 23(7/8): 393-405.
- [13] Naskovska K, Haardt M, de Almeida A L F. Generalized tensor contraction with application to Khatri-Rao coded MIMO OFDM systems[C] // 2017 IEEE 7th International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP), December 10-13, 2017, Curacao. New York: IEEE, 2017: 17630695.
- [14] Du J H, Lin H Y, Yuan C W, *et al.* Channel estimation for multi-input multi-output relay systems using the PARATUCK2 tensor model [J]. IET Communications, 2016, 10(9): 995-1002.
- [15] Fan L, Jia L J, Tao R, *et al.* Distributed bias-compensated normalized least-mean squares algorithms with noisy input [J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(11): 112210.
- [16] Halvorsen K. Bias compensated least squares estimate of the center of rotation [J]. Journal of Biomechanics, 2003, 36(7): 999-1008.
- [17] Na Z Y, Wang Y Y, Xiong M D, *et al.* Modeling and throughput analysis of an ADO-OFDM based relay-assisted VLC system for 5 G networks [J]. IEEE Access, 2018, 6: 17586-17594.
- [18] Zhao L, Peng K. Optimization of light source layout in indoor visible light communication based on white light-emitting diode[J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(7): 0706001.
赵黎, 彭恺. 基于白光发光二极管的室内可见光通信光源布局优化 [J]. 光学学报, 2017, 37(7): 0706001.
- [19] Akbarpour-Kasgari A, Ardebilipour M. Probability-based pilot allocation for MIMO relay distributed compressed sensing channel estimation [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2018, 2018: 18.
- [20] de Oliveria P M R. PARATUCK-N semi-blind receivers for multi-hop cooperative MIMO relay system [D]. Fortaleza: Universidade Federal do Ceará, 2017.