

# MIMO-OFDM 可见光通信系统的自适应信道估计

陈 勇<sup>1</sup> 尹 辉<sup>1</sup> 刘焕淋<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup>重庆邮电大学工业物联网与网络化控制教育部重点实验室, 重庆 400065

<sup>2</sup>重庆邮电大学光纤通信技术重点实验室, 重庆 400065

**摘要** 针对 LED 通信系统中信道估计性能低的问题, 提出了将正交频分复用 (OFDM) 系统与多输入多输出 (MIMO) 技术相结合的可见光通信系统及其基于信噪比的自适应信道估计算法。通过对最小二乘法 (LS)、最小均方误差 (MMSE)、离散傅里叶变换改进最小二乘法 (LS-DFT)、离散傅里叶变换改进最小均方误差 (MMSE-DFT) 以及分布式压缩感知同步正交匹配追踪 (DCS-SOMP) 5 种信道估计方法的研究, 确定了信噪比的临界阈值。当信噪比低于临界阈值时, 采用 MMSE-DFT 算法进行信道估计; 当信噪比高于临界阈值时, 选用 DCS-SOMP 算法进行数据重构并恢复信道脉冲响应矩阵。仿真结果表明, 当信噪比为 1 dB~40 dB 时, 所提算法的均方误差得到有效降低 (2.95 dB~15 dB), 且 LED 通信系统的通信质量得到提高。

**关键词** 光通信; 可见光通信; 自适应信道估计; 信噪比阈值; 通信质量

**中图分类号** TN911.7

**文献标识码** A

**doi:** 10.3788/CJL201643.0906003

## Adaptive Channel Estimation for MIMO-OFDM Visible Light Communication System

Chen Yong<sup>1</sup> Yin Hui<sup>1</sup> Liu Huanlin<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Key Laboratory of Industrial Internet of Things & Network Control, Ministry of Education, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

<sup>2</sup>Key Laboratory of Optical Fiber Communication Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

**Abstract** To solve the low channel estimation performance of LED communication system, a visible light communication system which combines the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system with the multiple input multiple output (MIMO) technology and its adaptive channel estimation based on signal-to-noise ratio (SNR) are proposed. The critical threshold of SNR is determined when the five algorithms, *i. e.*, least squares (LS), minimum mean square error (MMSE), least squares-discrete Fourier transform (LS-DFT), minimum mean square error-discrete Fourier transform (MMSE-DFT) and distributed compressed sensing synchronous orthogonal matching pursuit (DCS-SOMP), are analyzed. When SNR is lower than the critical threshold, the MMSE-DFT algorithm is used for the channel estimation, and when SNR is higher than the critical threshold, the DCS-SOMP algorithm is applied to the data reconstruction and the recovery of channel impulse response matrix. Simulation results show that when SNR is 1 dB~40 dB the proposed algorithm can reduce the mean square error (MSE) from 2.95 dB to 15 dB, and improve the LED communication quality.

**Key words** optical communications; visible light communication; adaptive channel estimation; signal-to-noise ratio threshold; communication quality

**OCIS codes** 060.2605; 060.4510; 060.4080

**收稿日期:** 2016-05-03; **收到修改稿日期:** 2016-06-03

**基金项目:** 国家自然科学基金 (61071117)、重庆市研究生科研创新项目 (CYS15172)、重庆市基础与前沿研究计划 (cstc2015jcyjA40024)

**作者简介:** 陈 勇 (1963—), 男, 博士, 教授, 主要从事可见光通信信号处理方面的研究。E-mail: chen Yong@cqupt.edu.cn

\* **通信联系人.** E-mail: liuhl@cqupt.edu.cn

# 1 引 言

与传统照明相比,LED具有功耗低、寿命长、照明效率高和性价比高等优势<sup>[1]</sup>。经LED实现电光转换,可采用强度调制/直接检测技术实现,如开关键控调制(OOK)、脉冲幅度调制(PAM)等。在正交频分复用(OFDM)系统中,利用正交幅度调制(16-QAM)技术,可在短距离内保证LED可见光通信系统的高速率和高可靠性<sup>[2-3]</sup>。但是,可见光通信在传输的过程中易受到多径衰落和噪声的影响,造成OFDM系统中符号间串扰(ISI)<sup>[4]</sup>,并导致发射端数据无法恢复。LED可见光通信系统接收端通过估计信道脉冲响应矩阵恢复其发射端的数据<sup>[5-6]</sup>,因此估计矩阵的选择、获取对OFDM系统的信道估计至关重要,同时信道估计对解调、预编码和调度起着决定性的作用<sup>[7-8]</sup>。为了提升LED可见光通信系统的通信容量和速率,利用OFDM与多输入多输出(MIMO)技术相结合,通过串并转换将高速数据流变为低速数据流对抗ISI,实现可见光通信系统数据可靠高速传输<sup>[9-10]</sup>。因此,寻求一种可准确恢复MIMO-OFDM可见光通信系统的信道脉冲响应矩阵的信道估计算法是解决低信道估计性能问题的关键。最小二乘法(LS)和最小均方误差(MMSE)方法是常用的信道估计方法。文献[11-12]提出在OFDM系统符号中插入导频代替循环前缀,以解决无线MIMO-OFDM信道估计导频结构设计的问题,由于LED对非线性效应敏感,故此方法不能直接应用于MIMO-OFDM可见光通信系统中;文献[13]采用离散傅里叶变换改进LS(LS-DFT)的方法抑制信道时延外噪声以减小估计误差,但随着信噪比的增大,其估计性能并未得到相应的提升;文献[14-15]提出将无线信道建为稀疏信道模型,由于LED的接收端的接收光功率不仅包含直射信道光功率,也包含多次反射光功率,随着反射次数的增多,其光功率迅速衰减,因此LED通信的信道也可看作稀疏信道,但其联合重构不足;文献[16]采用分布式压缩感知正交匹配追踪(DCS-SOMP)算法进行数据恢复,获得最佳导频数量和位置,但是在信噪比低的环境下其均方误差较高。

针对现有算法存在的不足,本文提出了基于信噪比的自适应信道估计算法。通过研究不同信道估计算法,确定信道估计的信噪比临界阈值。当信噪比低于临界阈值时,利用离散傅里叶变换改进最小均方误差(MMSE-DFT)的信道估计算法;当信噪比高于临界阈值时,采用DCS-SOMP信道估计算法。仿真证明了所提算法的有效性。

# 2 MIMO-OFDM 可见光通信系统模型

OFDM系统通过串并转换将高速数据流转变成低速数据流,以提升可见光通信系统的通信速率,同时,将OFDM系统与MIMO技术相结合,可增加可见光通信系统容量。OFDM可见光通信系统中采用16-QAM调制技术,其信号在时域内的幅度存在正值和负值。在LED驱动电路中加入直流偏置,可以将OFDM信号幅度的负值转化为正值,以确保LED光源的调制。直流偏置(DC-bias)的引入可将OFDM信号转变为直流偏置正交频分复用信号(DCO-OFDM),输入的数据码流经串并转换(S/P)成为多路信号,每一路OFDM信号驱动一组LED发光,经过空间传输到达接收端。LED可见光通信系统不同于传统的无线通信系统,光电二极管(PD)接收机不仅可以接收与之对应的LED发射的光,而且可以接收其他LED发射的光。基于此,参考文献[17]设计了MIMO-OFDM可见光通信系统模型,如图1所示。

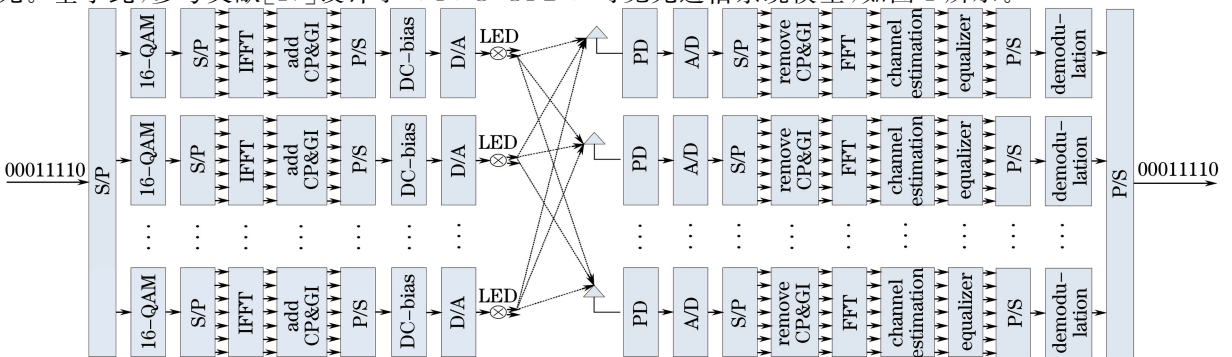


图1 MIMO-OFDM 可见光通信系统模型

Fig. 1 Model of the MIMO-OFDM visible light communication system

图 1 中发射机和接收机的个数分别为  $N_T$  和  $N_R$ , 在发射端, 数据码流经过串并转换后进行 16-QAM 调制, 同时在插入循环前缀(CP)前将数据符号进行逆快速傅里叶变换(IFFT)。在 OFDM 系统中, CP 具有两个功能: 一是消除信道时延扩展引起的码间串扰; 二是作为导频序列。采用直流偏置正交频分复用保证串并转换后 OFDM 符号为非负, 其多径信道的脉冲响应矩阵为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1,i_R} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2,i_R} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{i_T,1} & h_{i_T,2} & \cdots & h_{i_T,i_R} \end{bmatrix} = [\mathbf{H}_{i_T,1}(1), \mathbf{H}_{i_T,2}(2), \cdots, \mathbf{H}_{i_T,i_R}(N_R)], \quad (1)$$

式中矩阵  $\mathbf{H}$  由每个 LED 和 PD 接收机之间的直流增益构成,  $\mathbf{H}_{i_T,i_R}(k)$  可表示为

$$\mathbf{H}_{i_T,i_R}(k) = \begin{cases} \sum_{i_T=1}^{N_T} \frac{A_{i_T,k}}{d_{i_T,k}^2} \times \frac{m+1}{2\pi} \cos^m \phi_{i_T,k} \cos \psi_{i_T,k}, & 0 \leq \psi_{i_T,k} \leq \psi_c \\ 0, & \psi_{i_T,k} > \psi_c \end{cases}, \quad (2)$$

式中  $A_{i_T,k}$  为第  $k$  个接收机的接收区域面积,  $d_{i_T,k}$  为第  $i_T$  个 LED 到第  $k$  个接收机的距离,  $\phi_{i_T,k}$  为发射角,  $\psi_{i_T,k}$  为入射角,  $\psi_c$  为接收器视场角, 朗伯指数  $m = -\ln 2 / \ln(\cos \phi_{1/2})$ ,  $\phi_{1/2}$  为 LED 的半功率角。

在室内可见光通信系统中, 发射机光源为白光 LED, 其经过强度调制的信号为  $\mathbf{X}_{i_T,i_R}(t)$ 。接收机使用直接检测的光电探测器, 接收到的光电流信号  $\mathbf{Y}_{i_T,i_R}(t)$  表示为

$$\mathbf{Y}_{i_T,i_R}(t) = r\mathbf{H}_{i_T,i_R}(t) \otimes \mathbf{X}_{i_T,i_R}(t) + \mathbf{N}_{i_T,i_R}(t), \quad (3)$$

式中  $r$  为光电转换效率,  $\mathbf{N}_{i_T,i_R}(t)$  为加性高斯白噪声, 由散粒噪声、热噪声和符间串扰三部分功率组成。

### 3 LED 通信系统自适应信道估计

#### 3.1 信噪比临界阈值的确定

均方误差(MSE)的值用  $S$  表示, 它是估计值与真实值之间的差值, 均方误差越小, 估计值与真实值之间差距越小, 估计性能越好。  $S$  可表示为

$$S = 10 \lg \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \tilde{x}_i)^2 \right], \quad (4)$$

式中  $N$  为子载波个数,  $x_i$  与  $\tilde{x}_i$  分别为真实值与估计值。

在不同的信噪比下, LS、MMSE、LS-DFT、MMSE-DFT 以及 DCS-SOMP 信道估计算法对 MIMO-OFDM 可见光通信系统的估计性能不同。在仿真环境下(见第 4 节), 分别计算 5 种信道估计算法信噪比  $R_{\text{SNR}}$  在 0 dB~40 dB 范围内的 MSE, 如图 2 所示。

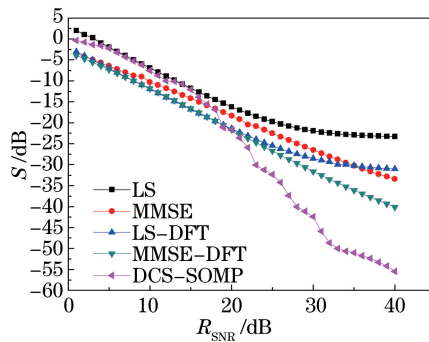


图 2 5 种信道估计算法在信噪比为 0 dB~40 dB 范围内的 MSE

Fig. 2 MSE of the five channel estimation algorithms when SNR is 0 dB~40 dB

经分析可知, MMSE-DFT 信道估计算法在信噪比低于 18 dB 时的估计性能最优, 即

$$S_{\text{MMSE-DFT}} < S_{\text{LS-DFT}} < S_{\text{MMSE}} < S_{\text{DCS-SOMP}} < S_{\text{LS}}, \quad (5)$$

式中  $S_{\text{MMSE-DFT}}$ 、 $S_{\text{LS-DFT}}$ 、 $S_{\text{MMSE}}$ 、 $S_{\text{DCS-SOMP}}$ 、 $S_{\text{LS}}$  分别为采用 MMSE-DFT、LS-DFT、MMSE、DCS-SOMP、LS 信道估计算法得到的均方误差。

当增大发射功率,信噪比增加,若信噪比大于 18 dB 时,DCS-SOMP 信道估计性能达到最优,而 MMSE-DFT 信道估计未能保持最优的估计性能,即

$$S_{\text{DCS-SOMP}} < S_{\text{MMSE-DFT}} < S_{\text{LS-DFT}} < S_{\text{MMSE}} < S_{\text{LS}}。 \quad (6)$$

通过上述分析可知,当信噪比低于 18 dB 时,MMSE-DFT 信道估计算法的 MSE 最小,估计性能最优;当信噪比高于 18 dB 时,DCS-SOMP 信道估计算法的估计性能最优。因此,18 dB 即为该环境下信噪比的临界阈值。由于不同的信道环境确定的信噪比阈值不同,可根据信噪比的不同,选取不同的信道估计算法。

### 3.2 MMSE-DFT 信道估计

基于导频的 OFDM 系统信道估计算法由导频结构的设计、导频位置处信道脉冲响应值确定以及数据恢复这 3 步构成。LED 可见光通信信道为慢时变时,认为信道脉冲响应值在一个 OFDM 符号周期内保持不变。在发射序列中周期性地放置导频序列,采用 LS 和 MMSE 信道估计算法得到导频处的数据信息,其中在 LS 信道估计算法中使用线性插值法恢复子载波的数据信息,在此基础上选用 MMSE 信道估计算法恢复子载波数据值,LS 和 MMSE 信道估计算法表达式分别为

$$\mathbf{H}_{\text{LS}} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y}, \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\text{HH}_{\text{LS}}} \left( \mathbf{R}_{\text{HH}} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}_{\text{LS}}, \quad (8)$$

式中  $\mathbf{X}$  为已知的导频发送信号矩阵, $\mathbf{Y}$  为接收到的导频信号矩阵, $\mathbf{I}$  为单位矩阵, $\mathbf{R}_{\text{HH}_{\text{LS}}}$  为互相关矩阵, $\mathbf{R}_{\text{HH}}$  为自相关矩阵, $\sigma_n$  为噪声功率, $\sigma_x$  为信号功率。

如图 3 所示,采用基于离散傅里叶变换的信道估计算法提高 LS 和 MMSE 的信道估计性能,从而消除信道时延外的噪声。同时对由 LS 和 MMSE 算法估计得到的子载波增益作逆傅里叶变换(IDFT)变换得到:

$$\mathcal{F}^{-1} [\hat{H}(k)] = h(n) + z(n) = \hat{h}(n) \quad (n = 0, 1, \dots, L - 1; k = 0, 1, \dots, N - 1), \quad (9)$$

式中  $N$  为子载波个数, $z(n)$  为时域噪声, $L$  为信道时延,因此时域信道响应为

$$\hat{h}_{\text{DFT}}(n) = \begin{cases} h(n) + z(n), & n = 0, 1, 2, \dots, L - 1 \\ 0, & \text{other} \end{cases}, \quad (10)$$

式中  $\hat{h}_{\text{DFT}}(n)$  作 DFT 变换得到:

$$\hat{H}_{\text{DFT}}(k) = \mathcal{F}[\hat{h}_{\text{DFT}}(n)]. \quad (11)$$

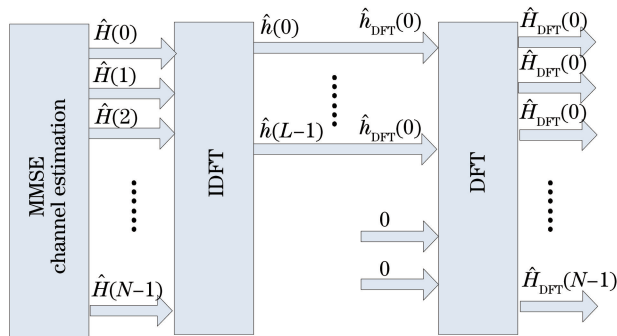


图 3 MMSE-DFT 信道估计

Fig. 3 MMSE-DFT channel estimation

### 3.3 DCS-SOMP 信道估计

分布式压缩感知正交匹配追踪算法使用不同的测量矩阵同时恢复多个信号,不仅适用于单输入单输出(SISO)系统,而且适用于  $N_T = 1$  和  $N_R \geq 1$ 、 $N_T \geq 1$  和  $N_R = 1$ 、 $N_T \geq 1$  和  $N_R \geq 1$  的情况。采用压缩感知理论对信道进行估计,将(3)式改写为

$$\mathbf{Y}_{i_T, i_R} = \sum_{i_T=1}^{N_T} \mathbf{X}_{i_T} \mathbf{W} \mathbf{H}_{i_T, i_R} + \mathbf{N}_{i_T, i_R}, \quad (12)$$

式中  $\mathbf{X}_{i_T} = \text{diag}[x_{i_T}(1), x_{i_T}(2), \dots, x_{i_T}(N)]$ ,  $\mathbf{N}_{i_T, i_R} \sim N(0, \sigma^2 \mathbf{I})$ ,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵,  $\mathbf{W}$  为  $N \times L$  维 FFT 矩阵, 其元素可表示为

$$[\mathbf{W}]_{a,b} = (1/\sqrt{N}) \exp(-j2\pi ab/N) \quad (a = 1, 2, \dots, N; b = 1, 2, \dots, L). \quad (13)$$

MIMO-OFDM 系统中, 由于在发射端使用频率正交方法放置导频, 因此, 从第  $i_T$  个 LED 到第  $i_R$  个接收机的接收导频数据为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R} = \mathbf{S}_{i_T} \mathbf{X}_{i_T} \mathbf{W} \mathbf{H}_{i_T, i_R} + \mathbf{S}_{i_T} \mathbf{N}_{i_R}, \quad (14)$$

式中  $\mathbf{S}_{i_T}$  为测量矩阵, 其值从  $N$  维正定矩阵中选取  $P$  列, 即  $\mathbf{S}_{i_T} \mathbf{X}_{i_T} = \mathbf{S}_{i_T} \mathbf{X}_{i_T} \mathbf{S}_{i_T}^T \mathbf{S}_{i_T}$ , 则(14)式改写为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R} = \mathbf{S}_{i_T} \mathbf{X}_{i_T} \mathbf{S}_{i_T}^T \mathbf{S}_{i_T} \mathbf{W} \mathbf{H}_{i_T, i_R} + \tilde{\mathbf{N}}_{i_R} = \tilde{\mathbf{X}}_{i_T} \tilde{\mathbf{W}} \mathbf{H}_{i_T, i_R} + \tilde{\mathbf{N}}_{i_R}, \quad (15)$$

式中  $\tilde{\mathbf{X}}_{i_T}$ 、 $\tilde{\mathbf{W}}$  和  $\tilde{\mathbf{Y}}_{i_R}$  均是已知的, 而  $\mathbf{H}_{i_T, i_R}$  是稀疏的。采用 DCS-SOMP 算法恢复数据时, 为了减小噪声, 将算法结束条件改为所有接收端残差功率之和小于噪声功率之和, 输入为  $\tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R}$ ,  $\mathbf{T}_{i_T} = \tilde{\mathbf{X}}_{i_T} \tilde{\mathbf{W}} (i_T = 1, 2, \dots, N_T; i_R = 1, 2, \dots, N_R)$ , 输出为  $\tilde{\mathbf{H}}_{i_T, i_R}$ 。其算法步骤如下:

1) 初始化更新支撑集  $\Gamma_0 = \emptyset$ , 迭代变量  $t = 1$ , 残差  $\mathbf{U}_{i_T, i_R}^t = \tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R}$ ;

2) 取残差投影的最大平方和作为字典向量的候选集, 其集合中元素为  $\lambda_i = \arg\max \sum_{i_T} \sum_{i_R} \mathbf{U}_{i_T, i_R}^{t-1} - \boldsymbol{\tau}_{i_T, n}$

$$\frac{\|\mathbf{U}_{i_T, i_R}^{t-1} - \boldsymbol{\tau}_{i_T, n}\|^2}{\|\boldsymbol{\tau}_{i_T, n}\|^2}, \boldsymbol{\tau}_{i_T, n} \text{ 为 } \mathbf{T}_{i_T} \text{ 的第 } n \text{ 列, 更新支撑集 } \Gamma_t = \Gamma_{t-1} \cup \{\lambda_i\};$$

3) 用最小二乘法获得估计信号  $\tilde{\mathbf{H}}_{i_T, i_R}^t, \tilde{\mathbf{H}}_{i_T, i_R}^t = \arg\min \|\tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R} - \mathbf{T}_{i_T}^t \mathbf{H}_{i_T, i_R}^t\|^2$ ;

4) 计算新的残差:  $\mathbf{U}_{i_T, i_R}^{(t)} = \tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R} - \tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R}^t = \tilde{\mathbf{Y}}_{i_T, i_R} - \mathbf{T}_{i_T}^{(t)} \times \tilde{\mathbf{H}}_{i_T, i_R}^t$ ;

5) 如果  $t > K$  ( $K$  为稀疏度) 且  $\sum_{i_T} \sum_{i_R} \|\mathbf{U}_{i_T, i_R}^t\|^2 \leq \sum_{i_T} \sum_{i_R} \|\mathbf{N}_{i_R}\|^2$ , 算法结束, 否则跳到步骤 2), 且

令  $t = t + 1$ 。

## 4 仿真与数据分析

MIMO-OFDM 可见光通信系统信道估计以均方误差作为估计目标值, 均方误差越小, 估计误差越小, 估计性能越好。仿真环境: Matlab R2013b, 房间模型为  $5 \text{ m} \times 5 \text{ m} \times 3 \text{ m}$ , LED 位于天花板, 接收机平面距离地面  $0.85 \text{ m}$ , 调制格式为 16-QAM, 子载波个数为 32, 信道时延为  $15 \text{ ns}$ , 导频间隔为 4。根据确定的临界阈值  $18 \text{ dB}$ , 随机选取其左右信噪比(以  $15 \text{ dB}$  和  $25 \text{ dB}$  为例), 选用 LS、MMSE、LS-DFT、MMSE-DFT 和 DCS-SOMP 作为对比算法, 分别估计真实信道脉冲响应曲线, 如图 4、5 所示。

从图 4(a)可以看出, 当信噪比为  $15 \text{ dB}$  时, LS 恢复信道值与真实信道值偏差最大, 即 MSE 最大; 图 4(b)采用 MMSE 信道估计算法, 其估计误差为  $-14.17 \text{ dB}$ ; 利用 DFT 抑制信道时延外噪声以改进 LS 信道估计算法的结果如图 4(c)所示, 其恢复信道值与真实信道值偏差减小, 通过(4)式计算 MSE 可知 LS 改进前后 MSE 由  $-11.72 \text{ dB}$  减小到  $-16.79 \text{ dB}$ ; 图 4(d)为利用 DFT 改进后的 MMSE-DFT 信道估计算法, 其均方误差为  $-16.60 \text{ dB}$ ; 由于 DCS-SOMP 信道估计算法对信噪比敏感, 均方误差仅为  $-12.05 \text{ dB}$ , 如图 4(e)所示。

当信噪比增大到  $25 \text{ dB}$ , 如图 5 所示, 5 种信道估计算法的整体估计性能都得到提升。其中 DCS-SOMP 信道估计算法的估计性能提升最明显, 均方误差减小到  $-32.32 \text{ dB}$ , 即采用 DCS-SOMP 信道估计算法拟合出的估计值与真实值最接近。由于信噪比增大, DCS-SOMP 算法终止条件越难满足且残差越小, 估计值与真实值差值越小, 均方误差降低。MMSE-DFT 信道估计算法的均方误差 ( $-26.72 \text{ dB}$ ) 低于 LS-DFT 的均方误差 ( $-25.48 \text{ dB}$ )。为了客观地评价提出的 MIMO-OFDM 可见光通信系统信道估计算法的有效性, 选用 LS、MMSE、LS-DFT、MMSE-DFT 以及 DCS-SOMP 算法计算在不同信噪比下的均方误差, 如图 6 所示。

由图 6 可知, 在低于临界阈值(即  $18 \text{ dB}$ )时, 由于采用离散傅里叶变换去除了信道时延外噪声, 将 MMSE-DFT 算法分别与 MMSE 和 LS 信道估计算法作对比, MSE 分别提升  $2.95 \text{ dB}$  和  $5.12 \text{ dB}$ ; 随着信噪比的增大, 由于 DCS-SOMP 算法迭代贪婪选取和支撑集更新, 同时根据 MIMO-OFDM LED 通信的特点,

选取残差投影的最大平方和作为字典向量的候选集,并改进算法迭代的终止条件(即接收端残差功率之和小于噪声功率之和),因此当信噪比大于临界阈值时,DCS-SOMP 算法的估计误差最小。

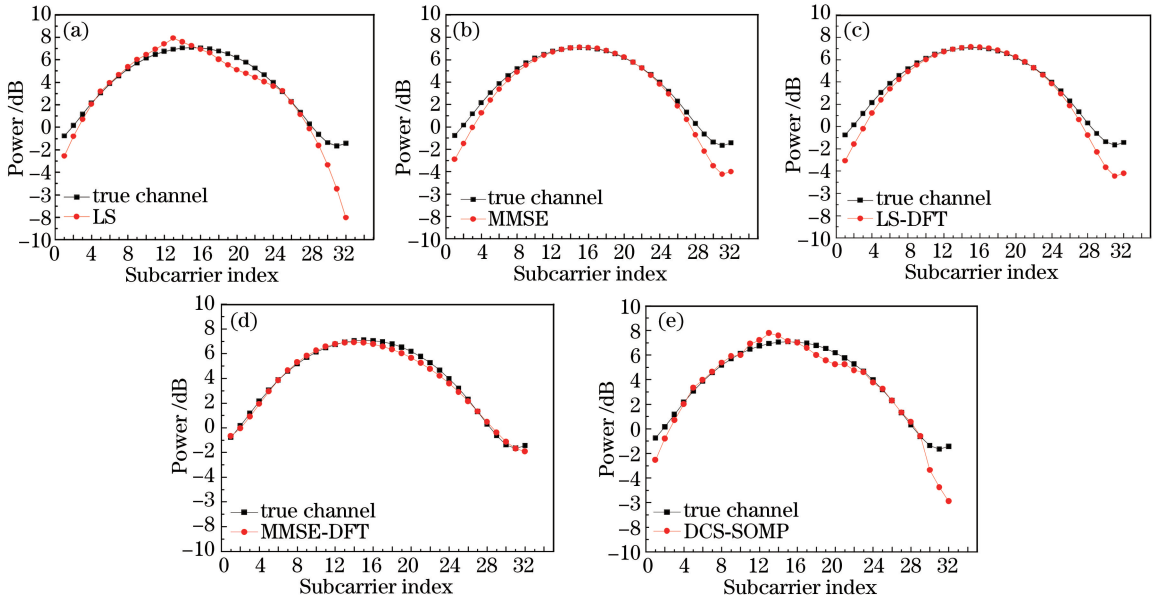


图 4 信噪比为 15 dB 时 5 种信道估计算法的估计值与真实值对比

Fig. 4 Comparison of the five algorithms' channel estimation value with the true value when SNR is 15 dB

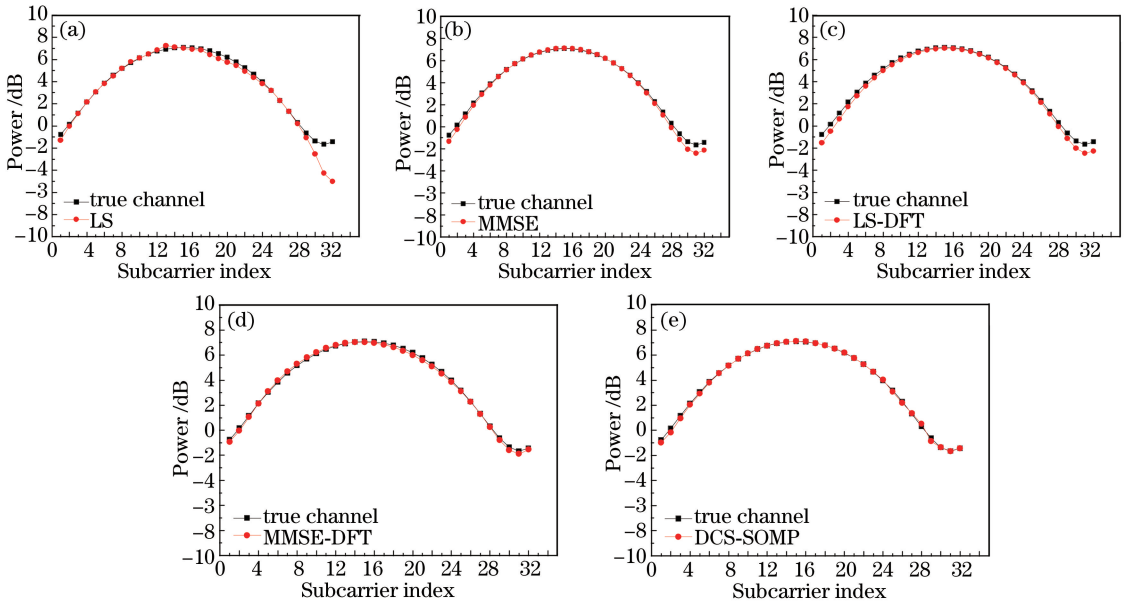


图 5 当信噪比为 25 dB 时 5 种信道估计算法估计值与真实值对比

Fig. 5 Comparison of the five algorithms' channel estimation value with the true value when SNR is 25 dB

## 5 结 论

综上所述,为改善光通信系统信道估计性能,当接收信噪比低于临界阈值时,选用 MMSE-DFT 算法进行信道估计;当接收信噪比大于临界阈值时,选用 DCS-SOMP 算法进行信道估计。仿真结果表明,采用提出的 MIMO-OFDM 可见光通信系统信道估计算法,其信道的估计性能得到提升,为可见光通信实现高速度、高可靠性提供一种可行的信道估计解决方案。

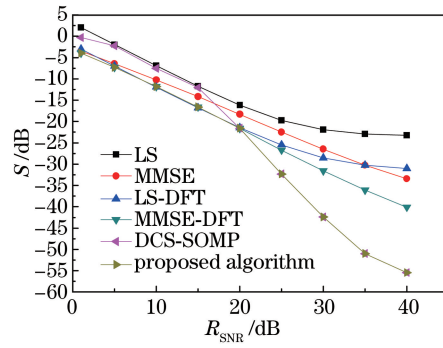


图 6 5 种不同信道估计算法的 MSE 比较

Fig. 6 MSE comparison of the five algorithms' channel estimation

### 参 考 文 献

- Zhou H, Mao S W, Agrawal P. Optical power allocation for adaptive transmissions in wavelength-division multiplexing free space optical networks[J]. Digital Communications and Networks, 2015, 1(3): 171-180.
- Chang C H, Li C Y, Le H H. A 100-Gb/s multiple-input multiple-output visible laser communication system[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(24): 4121-4127.
- Liu H L, Dai H Y, Chen Y, et al. Conflict graph-based downlink resource allocation and scheduling for indoor visible light communications[J]. Journal of the Optical Society of Korea, 2016, 20(1): 36-41.
- Jose R, Hari K V S. Maximum likelihood algorithms for joint estimation of synchronization impairments and channel in multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplexing system[J]. IET Communications, 2013, 7(15): 1567-1579.
- Jiang Y, Zhu J, Zou Y L. Secrecy outage analysis of multi-user multi-eavesdropper cellular networks in the face of cochannel interference[J]. Digital Communications and Networks, 2015, 1(1): 68-74.
- Tang Danying, Li Honglei, Chen Xiongbin, et al. Effects of detector's nonlinearity on frequency response of visible light communication system[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(4): 0405002.  
唐丹颖, 李洪磊, 陈雄斌, 等. 探测器非线性对可见光通信系统幅频响应的影响[J]. 中国激光, 2014, 41(4): 0405002.
- Zhang Jiankun, Yang Yu, Chen Hongda. Modulation scheme analysis of indoor visible light communications[J]. Chinese J Lasers, 2011, 38(4): 0405003.  
张建昆, 杨宇, 陈弘达. 室内可见光通信调制方法分析[J]. 中国激光, 2011, 38(4): 0405003.
- Azhar A H, Tran T A, O'Brien D. A gigabit/s indoor wireless transmission using MIMO-OFDM visible-light communications[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(2): 171-174.
- Park S, Shim B, Choi J W. Iterative channel estimation using virtual pilot signals for MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(12): 3032-3045.
- Masood M, Afify L H, Al-Naffouri T Y. Efficient coordinated recovery of sparse channels in massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(1): 104-118.
- Ding W B, Yang F, Dai W, et al. Time-frequency joint sparse channel estimation for MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(1): 58-61.
- Pejoski S, Kafedziski S. Estimation of sparse time dispersive channels in pilot aided OFDM using atomic norm[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(4): 397-400.
- Zhang T, Guo S X, Chen H P, et al. Enhancing the bit error rate of indoor visible light communication systems using adaptive channel estimation algorithm[J]. IET Communications, 2015, 9(4): 501-507.
- Kamali A, Sahaf M R A, Hosseini A M D, et al. A low complexity DFT-matrix based pilot allocation algorithm for sparse channel estimation in OFDM systems[J]. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2014, 68(2): 85-89.
- Xu P, Wang J Z, Wang J K, et al. Analysis and design of channel estimation in multicell multiuser MIMO OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(2): 610-620.
- He X Y, Song R F, Zhu W P. Pilot allocation for distributed-compressed-sensing-based sparse channel estimation in MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(5): 2990-3004.
- Tsai P Y, Lo P C, Shih F J, et al. A 4x4 MIMO-OFDM baseband receiver with 160 MHz bandwidth for indoor gigabit wireless communications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2015, 62(12): 2929-2939.