

可见光通信系统的符号定时偏移估计方法

王铠尧*, 洪智勇, 曾志强

五邑大学智能制造学部粤港澳工业大数据协同创新中心, 广东 江门 529020

摘要 同步模块作为正交频分复用(OFDM)系统中的关键模块,是数据解调和信道估计的基本前提。由于基于OFDM的可见光通信(VLC)系统对同步误差敏感,符号定时偏移(STO)估计的准确性直接影响系统性能。针对直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)系统,提出了一种基于奇偶对称性的符号定时偏移估计方法。该方法通过设计具有奇偶对称结构的训练符号,使其能够产生理想的类脉冲定时度量,从而实现出色的符号定时估计精度。通过计算机仿真测量定时偏移估计的均方根误差(RMSE)、平均绝对误差(MAE)和误码率(BER),以评估所提方法的性能,并与两个基线方法(Park方法和Guerra方法)进行比较。仿真结果表明,这种新的符号定时同步方法在加性高斯白噪声(AWGN)信道和多径衰落信道上均优于上述方法,这验证了该方法在 DCO-OFDM 系统中的有效性。

关键词 光通信; 可见光通信; 正交频分复用; 定时同步; 定时偏移估计

中图分类号 O436

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202242.0706007

Symbol Timing Offset Estimation Method for Visible Light Communication Systems

Wang Kaiyao*, Hong Zhiyong, Zeng Zhiqiang

YUE-GANG-AO Industrial Big Data Collaborative Innovation Center, Faculty of Intelligent Manufacturing, Wuyi University, Jiangmen, Guangdong 529020, China

Abstract As a key module in the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, the synchronization module is the basic premise for data demodulation and channel estimation. Due to the sensitivity of OFDM-based visible light communication (VLC) systems to synchronization errors, the accuracy of symbol timing offset (STO) estimation directly affects the system performance. An STO estimation method based on odd-even symmetry is presented for direct current biased optical OFDM (DCO-OFDM) systems. By designing training symbols with an odd-even symmetric structure, this method can generate an ideal pulse-like timing metric, thereby achieving excellent STO estimation accuracy. The performance of the proposed method is assessed by measuring the root-mean-square error (RMSE), mean absolute error (MAE), and the bit error rate (BER) of timing offset estimation through simulation. It is then compared with the performance of two baseline methods (Park method and Guerra method). The simulation results show that this novel symbol timing synchronization approach is superior to the above methods in the additive white Gaussian noise (AWGN) channel and the multipath fading channel, which verifies the effectiveness of this method in DCO-OFDM systems.

Key words optical communications; visible light communication; orthogonal frequency division multiplexing; timing synchronization; timing offset estimation

收稿日期: 2021-08-12; 修回日期: 2021-09-18; 录用日期: 2021-10-15

基金项目: 广东省自然科学基金(2020A1515011468)、广东省科技计划项目(2016A010101033)、五邑大学港澳联合研发基金(2019WGALH21)

通信作者: *wang.kaiyao@outlook.com

1 引言

随着智能终端设备的数量快速增长及其新应用不断涌现,当前的低频无线频谱资源逐渐无法满足日益增长的带宽需求^[1]。带宽为 400 THz 的可见光通信(VLC)技术因具有提供超高速无线传输的能力,受到广泛关注^[2-3]。与现有的无线通信技术相比,VLC 具有安全性高、抗电磁干扰能力强、免许可带宽宽、成本低等诸多独特优势,更适合应用于智能家居、智能工厂等场景^[4-7]。

利用具有高频谱效率的正交频分复用(OFDM)技术可以显著提高 VLC 系统的传输速率^[8-10]。为了满足 VLC 系统所需的非负实数的约束,学者们研究了基于 OFDM 的不同变体^[11-12]。其中,直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)得到了广泛的应用。由于基于 OFDM 的 VLC 系统对同步错误敏感,符号定时偏移(STO)是影响该系统性能的关键因素。同步错误可能会导致快速傅里叶变换(FFT)窗口包含相邻符号的一部分,从而导致系统性能下降^[13]。

OFDM 同步算法的研究受到广泛关注。在传统射频(RF)系统中,研究人员对训练符号辅助的符号定时偏移估计进行了大量研究,其中的经典算法有 Schmidl&Cox(S&C)方法^[14]、Minn 方法^[15]和 Park 方法^[16]。针对光 OFDM 系统的特点,研究人员对 DCO-OFDM 的定时同步进行了大量研究^[17-20]。Guerra Medina 等^[17]在 Park 算法的基础上提出了一种基于 Shapiro-Rudin 序列的定时同步算法,以提高定时同步的准确性。文献[18]提出了一种用于 DCO-OFDM 系统的基于似然的定时同步算法,以联合实现帧检测、采样时钟偏移估计和信道估计。文献[19]提出了一种利用零相关码对的定时同步方法。文献[20]提出了一种盲定时同步方法,利用接收信号的循环前缀来减少训练符号的开销。但是,这种盲定时同步方法的同步性能要明显差于基于训练符号辅助的定时同步方法。

在应用于智能工厂的自动导引车(AGV)场景下,LED 光源需要为覆盖区域内的多台 AGV 提供无线连接服务,而不是点对点的服务,这导致 AGV 端接收到的信号信噪比(SNR)较低。在低 SNR 条件下,定时同步性能与低阶调制(如 BPSK)的误码率(BER)性能相当。现有同步方法的定时同步精度会造成系统的 BER 性能衰退,不足以支撑系统的需求。

为了提升低 SNR 条件下的定时同步精度,本文

针对 DCO-OFDM 系统提出了一种新的基于奇偶对称性的定时偏移估计方法,以实现更准确的定时偏移估计。新的同步训练符号包含两部分:奇序列和偶序列,二者分别表示训练符号的奇数索引和偶数索引中的值。并且,奇序列和偶序列都具有偶对称性。这种结构设计能够产生理想的尖锐定时度量,消除具有明显幅值的旁瓣,使除了峰值之外的定时度量值接近零。选择两种现有的同步算法作为性能比较的基准算法(Park 方法^[16]和 Guerra 方法^[17])。在加性高斯白噪声(AWGN)信道和多径衰落信道上的仿真结果清楚地表明,与 Park 方法和 Guerra 方法相比,本文所提方法在定时同步性能和 BER 性能等方面具有明显优势,这验证了该方法在 DCO-OFDM 系统中的有效性。

2 系统模型及相关工作

2.1 DCO-OFDM VLC 系统模型

为满足光 OFDM 系统的实信号要求,需要对数据符号和训练符号进行 Hermitian 对称处理,产生所需的频域符号:

$$[0 \quad x_1 \cdots x_{N/2-1} \quad 0 \quad x_{N/2-1}^* \cdots x_1^*], \quad (1)$$

式中: * 表示共轭运算; N 表示 OFDM 符号长度。频域符号在经过快速傅里叶逆变换(IFFT)并加上循环前缀(CP)后,生成实值 DCO-OFDM 信号,表示为 $x(n)$ 。

由 LED 非线性特性所引起的非线性失真可以通过预失真和削波等技术来补偿^[21],使 DCO-OFDM 符号的幅值在 LED 的线性工作区间内。另一方面,LED 的低通特性会严重限制系统的调制带宽,进而影响系统的传输速率,通过预均衡技术可以有效地补偿 LED 的频域不平坦特性^[22]。限幅信号可以表示为

$$x_{\text{clipping}}(n) = \begin{cases} I_L - B_{\text{DC}} & \eta x(n) < I_L - B_{\text{DC}} \\ \eta x(n) & I_L - B_{\text{DC}} \leq \eta x(n) < I_H - B_{\text{DC}} \\ I_H - B_{\text{DC}} & \eta x(n) \geq I_H - B_{\text{DC}} \end{cases}, \quad (2)$$

式中: B_{DC} 是直流偏置; I_L 和 I_H 分别表示最小工作电流和最大工作电流; η 是用于调整 OFDM 信号幅度的比例因子。通过对限幅信号进行数模转换(D/A)并添加直流偏置,产生用于调制 LED 的驱动信号:

$$x_{\text{DCO}}(t) = x_{\text{clipping}}(t) + B_{\text{DC}}, \quad (3)$$

式中: t 表示时间。

在接收端,对电信号进行模数转换(A/D)后,产生基带信号 $r(n)$,可以表示为

$$r(n) = R \cdot h(n) \otimes x_{\text{DCO}}(n) + w(n), \quad (4)$$

式中: R 表示光电探测器(PD)的响应度; \otimes 表示卷积运算; $h(n)$ 表示信道冲击响应; $w(n)$ 是实值 AWGN。在符号定时同步模块中,利用定时同步方法来估计 OFDM 符号的起始位置。在去除 CP 及 FFT 运算后,得到的调制符号还需要经过均衡和解映射操作,最终输出比特数据流。本文中,最小二乘(LS)信道估计方法用于估计信道信息。

2.2 无线光信道模型

由于大部分光信号是通过视线(LOS)路径和一阶反射路径传输的,因此在本文的仿真分析中,考虑由上述路径组成的无线光信道模型。假设房间的大小为 $4 \text{ m} \times 4 \text{ m} \times 3 \text{ m}$,发射端 LED 的坐标为 $(2 \text{ m}, 2 \text{ m}, 3 \text{ m})$,接收端 PD 的高度为 0。

1) 直射光的信道增益

LOS 路径的信道增益^[23]可表示为

$$h_{\text{ref}}(t) = \begin{cases} \frac{(m+1)A\rho A_{\text{wall}}}{2\pi^2 D_1^2 D_2^2} \cos^m(\phi) \cos \alpha \cos \beta T_g(\psi) g(\psi) \cos \psi \delta\left(t - \frac{D_1 + D_2}{c}\right), & 0 < \psi < \psi_c, \\ 0, & \psi > \psi_c \end{cases}, \quad (6)$$

式中: $\delta(\cdot)$ 表示狄拉克函数; c 表示光速; D_1 是 LED 光源到反射点的距离; D_2 是反射点到接收器的距离; ρ 是墙壁的反射系数; A_{wall} 是墙壁反射单元的反射面积; α 是反射单元的入射角; β 是反射单元至接收端 PD 的辐照角。

反射路径的增益由延迟差小于接收信号的一个采样周期内的所有反射路径组成。归一化的离散时间信道响应表示为

$$h = [h(0) \quad h(1) \quad \dots \quad h(L-1)], \quad (7)$$

式中: L 为多径信道的路径总数。第 l 个路径的增益可表示为

$$h(l) = \begin{cases} h_{\text{los}} & l = 0 \\ \int_{\tau_0 + (l-1)T_s}^{\tau_0 + lT_s} h_{\text{ref}}(t) dt & l \geq 1 \end{cases}, \quad (8)$$

式中: τ_0 是 LOS 路径的时延; T_s 表示接收信号的采样周期。

2.3 相关工作

1) Park 方法

Park 方法利用训练符号的对称关系来产生清晰的定时度量。由于 Park 方法是针对 RF 通信系统提出的,因此需要对该方法稍作修改以生成

$$h_{\text{los}} =$$

$$\begin{cases} \frac{(m+1)A}{2\pi D^2} \cos^m(\phi) T_g(\psi) g(\psi) \cos \psi, & 0 < \psi < \psi_c, \\ 0, & \psi > \psi_c \end{cases}, \quad (5)$$

式中: m 是朗伯阶数; A 表示探测器的物理面积; D 是 LED 和 PD 之间的距离; ϕ 和 ψ 分别代表发射端 LED 的辐照角和接收端 PD 的入射角; ψ_c 为接收器视野(FOV)半角,当 $\psi > \psi_c$ 时,信道增益为 0; $T_g(\psi)$ 和 $g(\psi)$ 分别表示滤光器增益和聚光器增益。

2) 反射光的信道增益

对反射光信道进行建模时,首先需要将房间的墙壁分割成许多小的方形单元,其中每个单元的面积等于 PD 的接收面积。其次,将这些小单元看作接收端,计算出相应的接收功率。最后,将每一个小单元视为一个点源,将 PD 视为接收器来计算一阶反射的接收功率。一阶反射路径的信道增益^[23]可表示为

OFDM VLC 系统所需的实值训练符号。训练符号为

$$T = \{C_{N/4}, D_{N/4}, C_{N/4}, D_{N/4}\}, \quad (9)$$

式中: $C_{N/4}$ 表示长度为 $N/4$ 的时域序列,它是通过对长度为 $N/8 - 1$ 的伪随机(PN)序列进行 Hermitian 对称和 IFFT 运算而产生的; $D_{N/4}$ 是 $C_{N/4}$ 的镜像对称序列。定时度量可表示为

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R^2(d)}, \quad (10)$$

其中

$$P(d) = \sum_{n=0}^{N/2} r(d-n) \cdot r(d+n), \quad (11)$$

$$R(d) = \sum_{n=0}^{N/2} |r(d+n)|^2, \quad (12)$$

式中: d 为采样时间。

2) Guerra 方法

Guerra 在 Park 方法的基础上提出了一种新的训练符号,它包括两个连续的 OFDM 训练符号和一个插在两个符号之间的循环前缀。训练符号结构如下:

$$T = \{S_{2L}, C_P, S_{2L}\}, \quad (13)$$

式中: C_p 表示循环前缀, 其长度为 N_e ; OFDM 符号 S_{2L} 是通过 Shapiro-Rudin 序列的前 $L-1$ 个元

素执行 Hermitian 对称和 IFFT 运算生成的。Shapiro-Rudin 序列如下:

$$S_{SR,K} = \begin{cases} \{1, 1\}, & K = 2 \\ \{S_{SR,K/2}, S_{SR,K/2}(1, \dots, K/4), -S_{SR,K/2}(K/4+1, \dots, K/2)\}, & K = 4, 8, 16 \dots \end{cases} \quad (14)$$

Guerra 方法的定时度量与 Park 方法相同, 如(10)式所示。二者的区别点是 Guerra 方法的定时度量中 $P(d)$ 和 $R(d)$ 的定义与 Park 方法不同, 具体如下:

$$P(d) = r^2(d) + \sum_{n=1}^{2L} r(d-n-N_e) \cdot r(d+n), \quad (15)$$

$$R(d) = \sum_{n=0}^{2L} |r(d+n)|^2. \quad (16)$$

3 基本原理

3.1 基于奇偶对称的训练符号

根据符号定时同步原理, 通过增大定时度量的峰值与最大旁瓣的差值, 获得更高的定时偏移估计

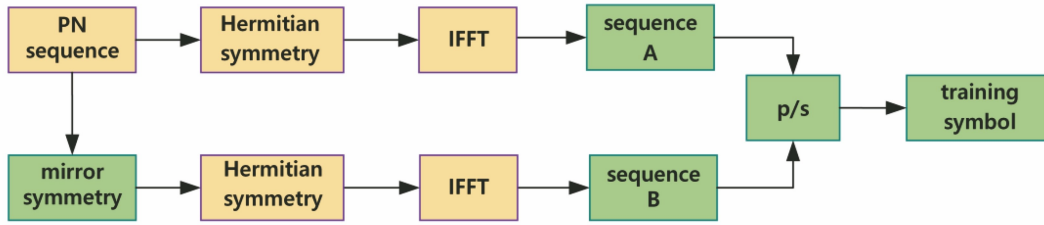


图 1 训练符号生成示意图

Fig. 1 Schematic diagram of training symbol generation

式中: $p/s(\cdot)$ 表示串并变换操作; $S_{PN,N/4-1}$ 表示长度为 $N/4-1$ 的 PN 序列; $S_{\text{mirror}PN,N/4-1}$ 表示 $S_{PN,N/4-1}$ 的镜像对称序列。具体来说, 将矩阵中第一行和第二行的元素分别放入训练符号的偶数索引和奇数索引中。子序列 A 为长度为 $N/2$ 的时域实值序列, 它是由长度为 $N/4-1$ 的 PN 序列经过 Hermitian 对称和 IFFT 运算后生成的。类似地, 子序列 B 为长度为 $N/2$ 的时域实值序列, 它是由长度为 $N/4-1$ 的 PN 序列的镜像对称序列经过 Hermitian 对称和 IFFT 运算后生成的。长度为 N 的时域训练符号 T 的元素之间的关系如下:

$$\begin{cases} T(2i) = T(N-2i) \\ T(2i+1) = T(N+1-2i) \\ T(0) \neq T(N/2) \\ T(1) \neq T(N/2+1) \end{cases}, i = 1, \dots, N/4-1, \quad (18)$$

二偶序列 $\{k_{N/2+2}, k_{N/2+4}, \dots, k_{N-2}\}$ 。同样地, 将奇

精度。通过对训练符号结构和定时度量方法进行巧妙的设计, 可以增大定时度量中相邻值之间的差异性。基于上述原因, 提出了一种新的训练符号结构和定时度量方法, 以产生出色的尖脉冲状的定时度量。训练符号生成示意图如图 1 所示。

本文新设计的基于奇偶对称的训练符号结构如下:

$$T = p/s \begin{pmatrix} A_{N/2} \\ B_{N/2} \end{pmatrix} = p/s \begin{pmatrix} \text{IFFT} \begin{pmatrix} 0 & S_{PN,N/4-1} & 0 & S_{\text{mirror}PN,N/4-1} \end{pmatrix} \\ \text{IFFT} \begin{pmatrix} 0 & S_{\text{mirror}PN,N/4-1} & 0 & S_{PN,N/4-1} \end{pmatrix} \end{pmatrix}, \quad (17)$$

由(18)式可以看出, 训练符号的奇序列和偶序列都是偶对称序列。利用这种结构能够实现尖锐脉冲状的定时度量, 从而获得更精确的定时偏移估计。

3.2 基于奇偶对称的定时度量方法

为了扩大定时度量中相邻值的差异性, 本文提出了一种新的基于奇偶对称的定时度量方法。定时度量方法的计算过程示意图如图 2 所示。

在接收端, 通过长度为 N 的滑动窗口对接收信号进行截断, 生成用于相关运算的分段序列 K 。当采样时间为 d 时, 分段序列与接收信号之间的关系如下:

$$K = \{k_0, k_1, \dots, k_{N-1}\} = \{r(d), r(d+1), \dots, r(d+N-1)\}. \quad (19)$$

对分段序列进行串并变换(s/p)后得到奇序列和偶序列。然后, 将偶序列分为前半部分和后半部分, 分别表示为第一偶序列 $\{k_2, k_4, \dots, k_{N/2-2}\}$ 和第一奇序列分为前半部分和后半部分, 分别表示为第一奇

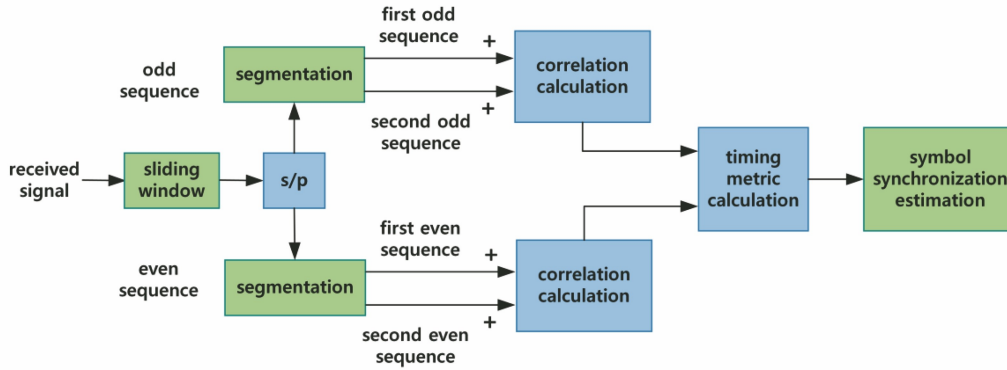


图 2 定时度量计算过程示意图

Fig. 2 Schematic diagram of timing metric calculation process

序列 $\{k_3, k_5, \dots, k_{N/2-1}\}$ 和第二奇序列 $\{k_{N/2+3}, k_{N/2+5}, \dots, k_{N-1}\}$ 。根据(20)式,利用第一偶序列和第二偶序列计算偶序列的相关值;同样地,根据(21)式,利用第一奇序列和第二奇序列计算奇序列的相关值,然后将两个相关值相加,得到总的相关值,该过程可表示为

$$P_1(d) = \sum_{n=1}^{N/4-1} r(d+2n) \cdot r(d+N-2n), \quad (20)$$

$$P_2(d) = \sum_{n=1}^{N/4-1} r(d+2n+1) \cdot r(d+N+1-2n), \quad (21)$$

$$P(d) = P_1(d) + P_2(d). \quad (22)$$

本文提出的定时度量如(10)式所示,其中 $P(d)$ 和 $R(d)$ 的定义如下:

$$P(d) = \sum_{m=0}^1 \sum_{n=1}^{N/4-1} r(d+2n+m) \cdot r(d+N-2n+m), \quad (23)$$

$$R(d) = \sum_{n=2}^{N/2-1} \left| r\left(d+n+\frac{N}{2}\right) \right|^2. \quad (24)$$

(10)式中定时度量的峰值位置即为估计的 OFDM 符号的起始位置。所提出的定时度量方法能够在正确位置产生尖锐的峰值,而其他位置的定时度量值接近零,可以实现更准确的符号定时估计。

4 仿真结果与分析

本节通过仿真来评估所提出的方法在 AWGN 信道和多径衰落信道中的性能。此外,使用 Park 方法和 Guerra 方法作为性能比较的基准方法。仿真的主要系统参数如表 1 所示。每个 DCO-OFDM 帧中的第一个符号是训练符号,后面跟着 4 个随机数据符号。Park 方法和本文所提出的方法都对实值 PN 序列进行 BPSK 调制,即将比特“0”转换为符号

-1, 比特“1”转换为符号 1。而 Guerra 方法中所使用的 Shapiro-Rudin 序列不需要调制。时域 DCO-OFDM 符号和循环前缀的长度分别为 104 和 12。在这项工作中,假设裁剪前的训练符号和数据符号具有相同的平均电功率。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value
Lambert order m	1
FOV semiangle of the PD $\psi_c / (^\circ)$	85
Surface area of the PD A / cm^2	1
PD responsivity $R / (\text{A} \cdot \text{W}^{-1})$	1
Reflectance factor of wall ρ	0.165
Reflective area of small region $A_{\text{wall}} / \text{cm}^2$	1
Optical filter gain $T_s(\psi)$	1
Concentrator gain $g(\psi)$	1
Bandwidth B / MHz	250
Minimum operating current I_L / A	0.05
Maximum operating current I_H / A	1
Length of CP N_g	12
Length of training data N	104

仿真流程如下:

1) 训练符号与数据符号的生成。根据(17)式,利用已调 PN 序列构造出长度为 104 的训练符号。数据符号共有 51 个有效子载波,其中前 8 个低频子载波插入导频信息 $\{0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0\}$, 用于信道估计,其他子载波承载随机生成的比特信息。数据符号也采用 BPSK 调制,但其映射方式与训练符号中的 PN 序列不同,即比特“0”转换为复数符号 $-1-1i$, 比特“1”转换为复数符号 $1+1i$ 。

2) 发送信号的生成。对产生的时域训练符号和数据符号进行归一化处理,使它们具有相同的信号功率,然后分别添加 CP。每个训练符号后面跟着 4 个数据符号,组成一个数据帧。每次仿真连续发

送两个数据帧。将产生的 OFDM 信号乘上比例因子并添加直流偏置,然后采用限幅操作使信号的幅值保持在工作范围内,生成发送信号。

3) 接收信号的生成。发送信号经过 AWGN 信道或多径衰落信道后,随机产生 $[1, N]$ 之间的样点偏移值,对接收端的信号进行样点偏移,得到接收信号,其中 N 为 OFDM 符号的长度。

4) 定时同步。对接收信号进行滑动相关,利用 (10) 式计算定时度量值,然后选择峰值位置作为估计的训练符号的起始位置,完成此次定时偏移估计。

5) 数据解调。将数据符号去除 CP 及 FFT 运算后得到调制符号;利用导频信息进行 LS 信道估计,然后对调制符号进行均衡和解映射操作,最终输出比特数据流。

图 3 显示了 DCO-OFDM 系统中 Park 方法、Guerra 方法和所提方法在无噪声和无失真条件下定时度量的仿真结果。图中的样点 100 代表正确符号的起始位置。Park 方法产生类似脉冲的定时度量,但是结果中存在两个明显的旁瓣。与 Park 方法相比,Guerra 方法产生相同的尖锐峰值,同时降低了旁瓣的幅度,但是并未消除旁瓣。所提方法消除了明显的旁瓣,产生了所期望的脉冲状的定时度量。所得结果中正确的位置存在一个尖锐峰值,除此之外的值都近乎为零,因此所提方法可以实现更高的定时偏移估计精度。

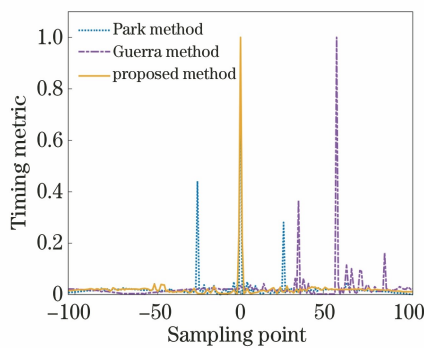


图 3 无噪声和无失真条件下不同方法的定时度量对比
Fig. 3 Comparison of timing metrics of different methods under conditions of no noise and distortion

为了选择最优的比例因子和直流偏置,还测量了新方法在不同比例因子和直流偏置条件下的 BER 性能,仿真结果如图 4 所示。为了便于观察 BER 的性能差异,将 z 轴取为 BER 的倒数。从图中可以看出,在 SNR 等于 10 dB 的情况下,最佳的 BER 性能出现在比例因子和直流偏置都处于中间值时。这是因为:当比例因子过大时,信号幅度过

大,出现信号饱和现象;当比例因子太小时,电信号的功率会受到限制;同样地,直流偏置过大或过小都会引起削波失真。从图 4 中可以观测到,最佳的比例因子和直流偏置分别为 0.19 和 0.36,这两个参数也将被用于后续的仿真分析中。

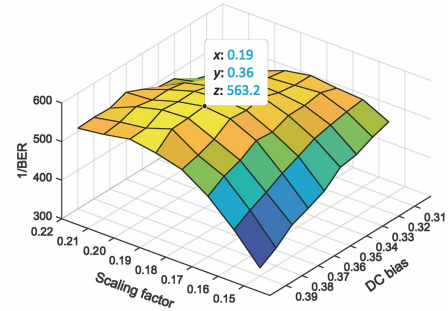


图 4 AWGN 信道中不同比例因子和直流偏置条件下的 BER 仿真结果

Fig. 4 Simulation results of BER for different scaling factors and DC biases in AWGN channel

图 5 中展示了 AWGN 信道中不同方法的同步性能和 BER 性能的仿真结果。定时偏移估计的均方根误差(RMSE)和平均绝对误差(MAE)的对比结果如图 5(a)和图 5(b)所示,其中 RMSE 和 MAE 的定义分别为

$$E_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{m=1}^{N_s} (\hat{p} - p_T)^2}, \quad (25)$$

$$E_{\text{MA}} = \frac{1}{N_s} \sum_{m=1}^{N_s} |\hat{p} - p_T|, \quad (26)$$

式中: N_s 是仿真次数; p_T 表示 OFDM 符号的实际起始位置; \hat{p} 表示估计的 OFDM 符号的起始位置。

从图 5(a)可以看出,所提方法的 RMSE 性能要优于其他两种方法。所提方法在 SNR 接近 9.3 dB 时实现了 10^{-6} 的 RMSE,而 Guerra 方法和 Park 方法分别在 SNR 接近 11.6 dB 和超过 14 dB 时,才实现了相同的性能。图 5(b)中三种方法的 MAE 曲线的下降趋势与图 5(a)中的 RMSE 曲线相似。与 Guerra 方法和 Park 方法相比,所提方法的 RMSE 曲线下降得更快,在 MAE 等于 10^{-1} 的条件下,所提方法获得的增益分别为 3 dB 和 5.7 dB。图 5(c)中展示了不同方法的 BER 仿真结果。图 5(c)中无标记的直线代表 7% 硬判决前向纠错 (HD-FEC) 阈值,作为评估 BER 性能的标准。图 5(c)中无标记的虚线表示在没有样点偏移的理想条件下,DCO-OFDM 系统中 BPSK 调制的 BER 性能。从图 5(c)中可以观察到,随着 SNR 的增加,使用所提同步方法的

BER 与理想 BER 之间的差距迅速减小,并且在 SNR 大于 8 dB 时,两条 BER 曲线基本重叠。其原因是随着符号定时估计精度的提高,定时偏移对 BER 性能的影响变小。当 BER 达到 HD-FEC 阈值时,与

Guerra 和 Park 方法相比,所提方法分别可以获得 1.1 dB 和 2 dB 的增益。图 5 中的仿真结果表明,所提方法具有出色的脉冲状定时度量,所以在定时偏移估计方面取得了显著的性能提升。

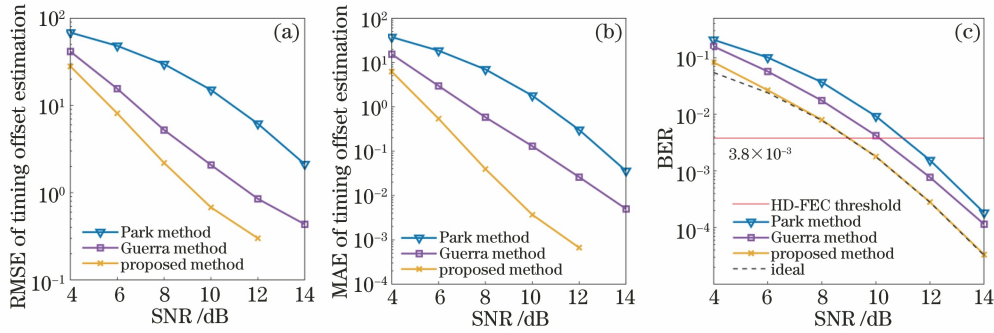


图 5 AWGN 信道中不同 SNR 下的同步性能和 BER 仿真结果。(a)定时偏移估计的 RMSE; (b)定时偏移估计的 MAE;(c) BER 性能

Fig. 5 Simulation results of synchronization performance and BER in AWGN channel for different SNR.

(a) RMSE of timing offset estimation; (b) MAE of timing offset estimation; (c) BER performance

通过仿真评估了新方法在多径衰落信道中的性能。选取了三个有代表性的位置来模拟不同的多径衰落信道环境,即位置 A(0.1 m, 0.1 m, 0 m)、位置 B(0.1 m, 2 m, 0 m)和位置 C(2 m,

2 m, 0 m)。假设预均衡后的调制带宽为 250 MHz,接收样点的采样间隔为 2 ns。利用 2.2 节中介绍的信道建模方法计算出三个位置的归一化信道响应,具体如下:

$$\begin{cases} \mathbf{h}_A = [0.8395 & 0.1248 & 0.0053 & 0.0012 & 0.0006 & 0.0064 & 0.0132 & 0.0053 & 0.003 & 0.0008] \\ \mathbf{h}_B = [0.8703 & 0.0686 & 0.0056 & 0.0018 & 0.0317 & 0.007 & 0.0084 & 0.0052 & 0.0014] \\ \mathbf{h}_C = [0.9359 & 0 & 0 & 0 & 0.0307 & 0.0227 & 0.0101 & 0.0006] \end{cases} \quad (27)$$

需要说明的是,直射径的传输时延对应着信道中最小传输时延,经由墙壁反射的最远反射径的传输时延对应着信道中最大传输时延。接收端的位置距离房间中心位置越远,最大传输时延与最小传输时延之间的差值就越大,这意味着可分辨的路径数量就越多。位置 A 位于房间角落,与房间中心位置的距离最远,时延扩展也是三种情况中最大的,所以 \mathbf{h}_A 中的路径数量最多。位置 B 位于房间边缘,与房间中心位置的距离相对位置 A 更近,所以 \mathbf{h}_B 中的路径数量要少于 \mathbf{h}_A 。位置 C 位于房间中央,与房间中心位置的距离最近,时延扩展也是最小的,所以 \mathbf{h}_C 中的路径数量最少。

不同方法在三个不同位置的同步性能仿真结果如图 6 所示。从图 6(a)中的 RMSE 曲线和图 6(b)中的 MAE 曲线可以看出,三种方法的 RMSE 性能和 MAE 性能都是在位置 C 最好,位置 B 次之,位置 A 最差。这是因为位置 A 位于房间角落,受反射信号的影响最大。位置 B 位于房间边缘,反射信号对

接收信号的影响适中。位置 C 位于房间中央,LOS 信号占主导地位,多径反射信号的影响最小。观察图 6 中的结果可以清楚地看出新方法明显优于两种基线方法,并且其性能增益随着 SNR 的增加而增加,这意味着新的定时同步方法对抗多径衰落更有效。

图 7 展示了三种方法在不同信道环境下的 BER 仿真结果。在位置 A,与 Guerra 和 Park 方法相比,所提方法在 HD-FEC 阈值处分别实现了 1.65 dB 和 2.4 dB 的增益。在位置 B,该方法分别获得了 1.55 dB 和 2.35 dB 的增益,而在位置 C 分别获得了 1.35 dB 和 2.25 dB 的增益。从多径衰落信道的仿真结果可以看出,随着信道环境的不断恶化,所提方法与其他两种方法的性能差距越来越大,这进一步验证了新方法对抗多径衰落更有效。需要注意的是,本文仿真是在以下理想假设条件的基础上:1)经过预均衡后,LED 获得理想的频率响应;2)经过预失真处理后,LED 获得理想的线性功

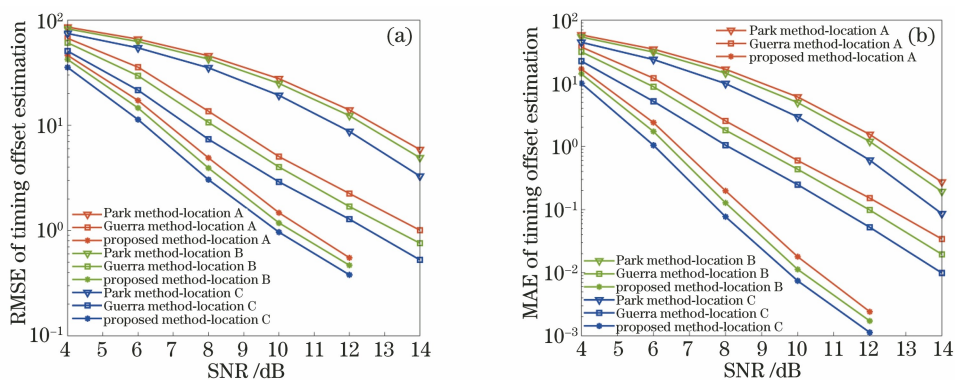


图 6 不同位置的同步性能仿真结果。(a)定时偏移估计的 RMSE;(b)定时偏移估计的 MAE

Fig. 6 Simulation results of synchronization performance at different positions. (a) RMSE of timing offset estimation; (b) MAE of timing offset estimation

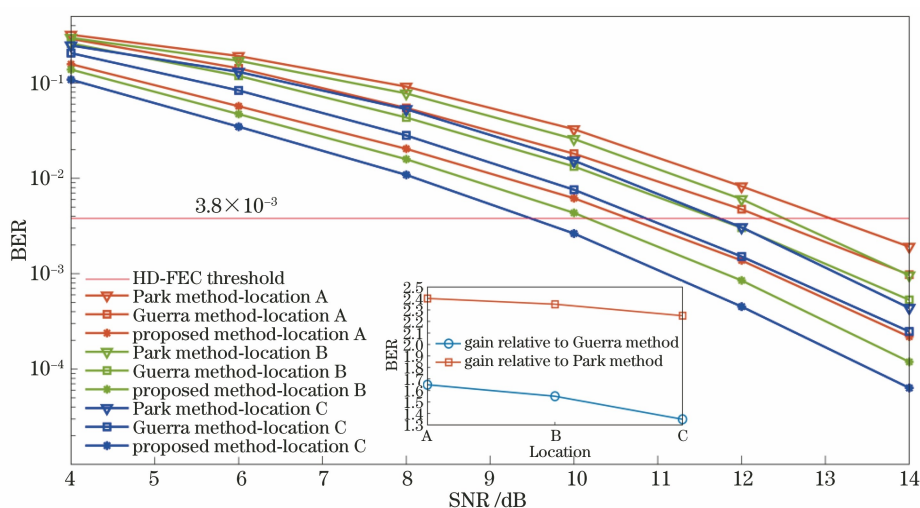


图 7 不同位置的 BER 性能仿真结果

Fig. 7 Simulation results of BER performance at different positions

率-电流特性。但在实际系统中,上述假设条件不易实现,只能获得近似理想的特征曲线。下一步工作是构建一个实验原型,充分考虑预均衡和预失真后的 LED 特征曲线对系统性能的影响,以进一步验证所提方法的同步性能。图 3~4 和图 5~7 中的仿真次数分别为 100000 和 2000000。

5 结 论

研究了一种基于奇偶对称结构的新型符号定时估计方法。利用这种时域奇偶对称性,可以有效扩大定时度量的峰值与最大旁瓣的差值,从而获得更高的定时偏移估计精度。与 Guerra 方法和 Park 方法相比,所提方法消除了峰值以外明显的旁瓣,产生了出色的脉冲状定时度量。通过计算机仿真评估了新方法的同步性能和 BER 性能。在 AWGN 信道和多径衰落信道上的仿真结果表明,与上述两种基线方法相比,新方法在定时偏移估计的 RMSE 和

MAE 以及 BER 性能方面具有明显的优势,这验证了该方法在 DCO-OFDM 中的有效性。下一步工作是建立实验原型,以进一步验证所提出的符号定时估计方法的性能。

参 考 文 献

- [1] Yang P, Xiao Y, Xiao M, et al. 6G wireless communications: vision and potential techniques[J]. IEEE Network, 2019, 33(4): 70-75.
- [2] Chi N, Jia J L. Visible light communication towards 6G[J]. ZTE Technology Journal, 2020, 26(2): 11-19. 迟楠, 贾俊连. 面向 6G 的可见光通信[J]. 中兴通讯技术, 2020, 26(2): 11-19.
- [3] Chi N, Haas H, Kavehrad M, et al. Visible light communications: demand factors, benefits and opportunities[J]. IEEE Wireless Communications, 2015, 22(2): 5-7.
- [4] Pan T H, Chen X B, Min C Y, et al. Design of

- visible light-based internet of things terminal under ultralow illumination conditions [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(7): 0706003.
- 潘天豪, 陈雄斌, 闵成斌, 等. 超低照度下的可见光物联网终端设计 [J]. *光学学报*, 2020, 40(7): 0706003.
- [5] Rong X C, Wang C, Ren J W, et al. Visible light communication system based on embedded hard drive indicator [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(18): 1806004.
- 荣新驰, 王超, 任嘉伟, 等. 基于嵌入式硬盘指示灯的可见光通信系统 [J]. *光学学报*, 2020, 40(18): 1806004.
- [6] Ding J P, Yi Z L, Wang J T, et al. Research and development of wireless optical technology for smart power [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2020, 57(21): 210003.
- 丁举鹏, 易芝玲, 王劲涛, 等. 面向智能电力的无线光技术研究进展 [J]. *激光与光电子学进展*, 2020, 57(21): 210003.
- [7] Zhang H J, Liu N, Long K P, et al. Energy efficient subchannel and power allocation for software-defined heterogeneous VLC and RF networks [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(3): 658-670.
- [8] Chi N, Qiao L, Zhao J Q, et al. Research status of MIMO in visible light communication system [J]. *Journal of Nanjing University of Information Science & Technology (Natural Science Edition)*, 2017, 9(2): 113-122.
- 迟楠, 乔梁, 赵嘉琦, 等. 基于可见光通信的 MIMO 技术研究现状 [J]. *南京信息工程大学学报(自然科学版)*, 2017, 9(2): 113-122.
- [9] Bian R, Tavakkolnia I, Haas H. 15.73 Gb/s visible light communication with off-the-shelf LEDs [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(10): 2418-2424.
- [10] Chi N, Lu X Y, Wang C, et al. High-speed visible light communication based on LED [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(3): 0300001.
- 迟楠, 卢星宇, 王灿, 等. 基于 LED 的高速可见光通信 [J]. *中国激光*, 2017, 44(3): 0300001.
- [11] Jia K J, Hao L, Zhang S Q. Design and performance analysis of asymmetrically clipped optical multi-carrier code division multiple access system in visible light communications [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(2): 0206001.
- 贾科军, 郝莉, 张守琴. 可见光通信非对称限幅光多载波码分多址系统的设计及性能分析 [J]. *光学学报*, 2019, 39(2): 0206001.
- [12] Xu X Y, Yue D W. Orthogonal frequency division multiplexing modulation techniques in visible light communication [J]. *Chinese Optics*, 2021, 14(3): 516-527.
- 徐宪莹, 岳殿武. 可见光通信中正交频分复用调制技术 [J]. *中国光学*, 2021, 14(3): 516-527.
- [13] Jin X Q, Tang J M. Optical OFDM synchronization with symbol timing offset and sampling clock offset compensation in real-time IMDD systems [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2011, 3(2): 187-196.
- [14] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [15] Minn H, Zeng M, Bhargava V K. On timing offset estimation for OFDM systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2000, 4(7): 242-244.
- [16] Park B, Cheon H, Kang C, et al. A novel timing estimation method for OFDM systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2003, 7(5): 239-241.
- [17] Guerra Medina M F, González O, Rodríguez S, et al. Timing synchronization for OFDM-based visible light communication system [C] // 2016 Wireless Telecommunications Symposium (WTS), April 18-20, 2016, London, UK. New York: IEEE Press, 2016: 1-4.
- [18] Jiang Y F, Wang Y L, Cao P, et al. Robust and low-complexity timing synchronization for DCO-OFDM LiFi systems [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(1): 53-65.
- [19] Qian X W, Deng Y S, Deng H G, et al. Synchronisation algorithm based on zero correlation code pair for OFDM-based VLC systems [J]. *IET Communications*, 2017, 11(2): 205-210.
- [20] Kishore V, Prasad V S, Mani V V. A blind timing synchronization algorithm for DCO-OFDM VLC systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2020, 32(17): 1121-1124.
- [21] Ying K, Yu Z H, Baxley R J, et al. Nonlinear distortion mitigation in visible light communications [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2015, 22(2): 36-45.
- [22] Zou P, Zhao Y H, Hu F C, et al. Research status of machine learning based signal processing in visible light communication [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2020, 57(1): 010001.
- 邹鹏, 赵一衡, 胡昉辰, 等. 基于机器学习的可见光通信信号处理研究现状 [J]. *激光与光电子学进展*, 2020, 57(1): 010001.
- [23] Gu W J, Aminikashani M, Deng P, et al. Impact of multipath reflections on the performance of indoor visible light positioning systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(10): 2578-2587.