

光信号接收的定时同步算法研究

王宏民¹, 陈 杨¹, 刘贞周¹, 王 宇², 薛 萍¹

(1. 哈尔滨理工大学 自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150080; 2. 东莞中电九丰新能源热电有限公司, 广东 东莞 523000)

摘 要: 针对可见光通信和正交频分复用的信号调制的特点, 在传统算法基础上, 从定时测度函数和训练序列结构两个方面提出改进, 利用最大滑动自相关原则, 进行能量归一化, 解决“相关峰平台”问题, 实现符号精准定位。仿真结果表明: 无论在 AWGN 信道还是在多径衰落信道中, 改进算法都能保证优良的定时同步性能和通信低误码率。尤其在低信噪比的条件下, 改进算法的误码率在 0.3 左右, 而 S&C 算法的误码率高达 0.9 以上。

关键词: 定时同步算法; 正交频分复用; 训练序列; 滑动自相关

DOI: 10.15938/j.jhust.2017.06.011

中图分类号: TN929 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2017)06-0057-05

Research on Timing Synchronization Algorithm for Optical Signal Receiving

WANG Hong-min¹, CHEN Yang¹, LIU Zhen-zhou², WANG Yu², XUE Ping¹

(1. School of Automation, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150000, China;

2. Dongguan JOVO China Power New Energy Thermal Power Company Limited, Dongguan 523000, China)

Abstract: In view of the characteristics of VLC and OFDM signal modulation, this paper proposes, on the basis of the traditional algorithm, improvements from two aspects: the timing measure function and the training sequence structure. Using the principle of maximum sliding auto-correlation, we can normalize energy, solve problems of "correlation peak platform" and realize accurate positioning of symbols. The simulation results show that the improved algorithm can ensure the excellent timing synchronization performance and the low bit error rate of communication in both AWGN channel and multipath fading channel. Especially under the condition of low signal-to-noise ratio, the bit error rate of the improved algorithm is around 0.3, while the bit error rate of the S & C algorithm is over 0.9.

Keywords: timing synchronization algorithm; OFDM; training sequence; SAC

0 引 言

LED 照明技术的日臻成熟与广泛应用为可见光通讯带了新的发展契机。以白光 LED 为媒介的可见光通信技术(visible light communication, VLC) ,

因其频谱范围宽、通信功耗小、电磁干扰低、私密性强等优势, 成为无线短程通讯的又一新应用领域^[1]。选择合适的调制方式是提高传输速率的重要途径之一^[2]。诸信号协同工作是通信系统正常工作的基础。所以, 同步技术成为各种信号调制技术在 VLC 系统中得以应用的关键环节。

收稿日期: 2016-03-20

基金项目: 黑龙江省自然科学基金(F201310) ; 哈尔滨市科技创新人才项目(2016RAQXJ037) .

作者简介: 陈 杨(1991—) , 男, 硕士研究生;

刘贞周(1990—) , 男, 硕士研究生.

通信作者: 王宏民(1962—) , 男, 博士, 教授, 硕士研究生导师, E-mail: 952889978@qq.com.

高速 VLC 系统出于克服多径衰落和提高频谱利用率的需要,发射端采用正交频分复用技术(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 调制信号。由于要严格保证子载波的相互正交性,传统的同步算法对帧定位误差和载波频偏会更加敏感。现行研究大多是在正常信噪比(signal-noise ratio, SNR) 条件下追求高通信速率^[4],现有文献在低信噪比条件下设计算法。本文针对这种缺陷,在定时测度函数和训练序列结构两方面进行了改进。

1 VLC 系统的同步原理

OFDM 技术把原信道划分成多个子信道,将高速串行数据流转换成低速并行数据流,继而组成一个整体到频域进行均衡,运算复杂度大大降低^[4]。在含有 N 个子载波的 OFDM 信号中,设第 k 个子载波上调制的基带数据为 x_k ,经 IFFT 变换后,发送端的传输信号为:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

OFDM 信号经白光 LED 静态多径信道后,接收端接收到的信号为:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) x(n-\theta) e^{j2\pi \varepsilon n/N} + \omega(n) \quad (2)$$

式中: L 为光径的条数; $h(l)$ 为某一光径的衰落系数; θ 为用抽样间隔进行归一化后的符号定时偏差; ε 为用子载波间隔进行归一化后的载波频偏; $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN)。

由于 LED 发射端和光电接收端的载波频率、晶振频率不可能完全一致,光电流信号在经过下变频电路和模数转换(A/D)电路时,分别产生了载波频率偏差、采样时钟偏差^[5]。接收端首先需要知道信号帧的起始位置,才能提取出帧数据块进行解调,该过程称为符号定时^[6]。但是,信号帧的起始位置难以精准定位,又产生了符号定时偏差。只有将光电信号的不理想因素估计出来并进行补偿,接收机才能正常工作^[7]。这一系列工作称为同步。室内 VLC 系统接收机的同步示意图如图 1 所示。

目前,无线通信系统所用的晶振和 A/D 模块的稳定性和工艺精度都比较高,采样偏差相对来说很小^[8]。时间同步是频率同步的前提,即符号定时同步是载波频率同步的保障。所以,本文主要研究符号定时同步算法对 VLC 通信系统性能的影响。

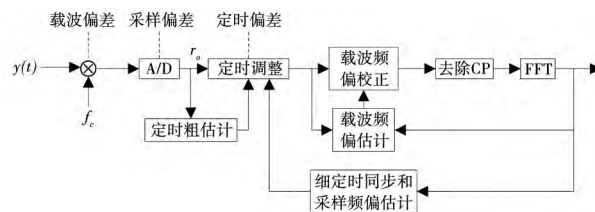


图1 室内 VLC 通信系统接收机的同步示意图

2 定时同步的传统算法及改进

在可见光通信环境中,OFDM 符号的时延扩展对相邻信号造成干扰称为符号间干扰(inter-symbol interference, ISI)。如果在相邻符号间插入保护间隔,且保护间隔长度大于信道的时延扩展,就可避免 ISI^[9]。将符号的最后一部分复制到符号之前作为循环前缀(cyclic prefix, CP) 填充保护间隔。这样,CP 的时延扩展直接叠加在数据上,自动构成 OFDM 符号与信道响应的循环卷积,无需再循环重构过程。为了保证变换到频域的信号是发送数据和信道的循环卷积,FFT 接收窗口必须落在两个保护间隔 T_{CP} 内、时延扩展 τ_{max} 后,即帧同步要求定时位置 T_0 满足

$$\tau_{max} < T_0 < T_{CP} \quad (3)$$

式中: τ_{max} 是信道最大时延扩展; T_{CP} 是保护间隔长度。加入 CP 的 OFDM 符号的帧头结构如图 2 所示。

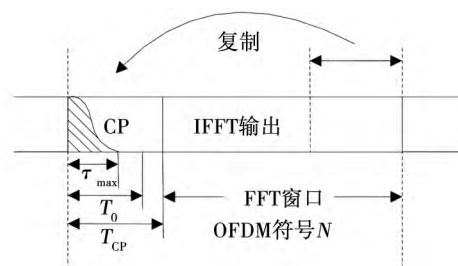


图2 加入循环前缀的 OFDM 符号

由于 CP 相当于帧尾部信息的镜像,当 FFT 时窗滑动至 CP 的起始位置时,对接收数据进行滑动自相关(sliding auto-correlation, SAC) 可得

$$R_{SAC,n} = \sum_{m=0}^{N_{CP}-1} r_{n+m} r_{n-N+m}^* \quad (4)$$

式中: 第 r 个采样点为 r_i ; n 代表 FFT 窗口起始点序号; m 代表第 m 个子载波采样点; $(\cdot)^*$ 代表取共轭。由于此时两端进行相关的数据完全一致,因此相关结果会产生峰值。但是,这个峰值受噪声、干扰等因素影响较大,且不是一个尖锐峰值,导致定时位

置模糊。尤其在低 SNR 的条件下,甚至会淹没在噪声中^[4]。为了提高定时估计的可靠性和准确性,下面介绍几种典型的训练序列设计及改进算法。

2.1 S&C 算法

Schmidt 和 Cox 提出在频域的奇子载波上置零,利用偶子载波来发送数据。这样,频域信号经 IFFT 变换到时域的训练序列的前后两半部分完全一致。接收端便可利用这两部分的相关运算结果进行定时估计和频偏估计^[1]。S&C 算法的帧头结构如图 3 所示。

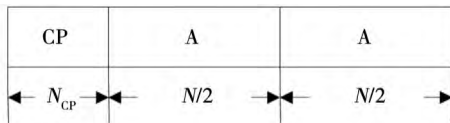


图 3 S&C 设计的训练序列

由于训练序列里含有 CP,形成了独特的循环结构,可参考上述 SAC 公式进行功率归一化处理,完成定时同步。定时度量函数为:

$$M_{S\&C,n} = \frac{|R_{S\&C,n}|^2}{P_{S\&C,n}^2} \quad (5)$$

$$R_{S\&C,n} = \sum_{m=0}^{N/2-1} r_{n+m+N/2} r_{n+m}^* \quad (6)$$

$$P_{S\&C,n} = \sum_{m=0}^{N/2-1} |r_{n+m+N/2}|^2 \quad (7)$$

其中: $R_{S\&C,n}$ 代表 FFT 窗口内前后两半部分的相关值; $P_{S\&C,n}$ 代表前半部分的功率,用于对相关值做功率归一化处理。通过观察,相关值可利用迭代方法实现,即每个相关值只需两次复数乘法和加法便可求得。

$$R_{S\&C,n} = R_{S\&C,n-1} + r_{n+N} r_{n+N/2}^* - r_n r_{n+N/2}^* \quad (8)$$

由于前后两半部分完全相同,当滑动时窗的在 CP 内行进时,均可得到相关峰值,形成所谓的“相关峰平台”。

2.2 S&C 优化算法

为了解决“相关峰平台”的问题,得到更准确的定时位置,有关文献提出对 S&C 算法的定时度量函数进行滑动窗平均。在充分利用原峰平台的基础上获得更加凸陡的峰尖^[2]。设 D 为滑动窗长,其定时度量函数为

$$\bar{M}_{S\&C/O,n} = \frac{1}{D} \sum_{m=0}^{N_{CP}-1} M_{S\&C/O,n+m} \quad (9)$$

$$M_{S\&C/O,n+m} = \frac{|R_{S\&C/O,n+m}|^2}{P_{S\&C,n}^2} \quad (10)$$

$$R_{S\&C/O,n} = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N_{CP}-1} |r_{n+m}|^2 \quad (11)$$

$P_{S\&C,n}$ 同上。观察上式可知,两个相邻的定时度量函数 $\bar{M}_{S\&C/O,n}$ 和 $\bar{M}_{S\&C/O,n+1}$ 之间的差异项为 $M_{S\&C/O,n}$ 和 $M_{S\&C/O,n+1}$,将其展开得到差异项个数为 $D+1$ 。当然, D 越大越好,但是当 $D > N_{CP}$ 时,会引起 ISI,继而破坏子载波的正交性^[3]。所以该优化算法中令 $D = N_{CP}$ 是最佳选择。虽然定位效果得到改善,但精度仍显不足,且不利于符号跟踪。

2.3 Minn 算法

Minn 提出通过改变帧头结构来扩大相邻度量函数之间的差异,达到削尖“相关峰平台”的目的^[4]。令 $N_{CP} = N/4 =$ 时窗长度,帧头结构如图 4 所示。

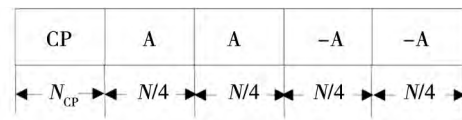


图 4 Minn 设计的训练序列

定时度量函数重新定义为:

$$M_{Minn,n} = \frac{|R_{Minn,n}|^2}{P_{Minn,n}^2} \quad (12)$$

$$R_{Minn,n} = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{N/4-1} r_{n+m+kN/2+N/4} r_{n+m+kN/2}^* \quad (13)$$

$$P_{Minn,n} = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{N/4-1} |r_{n+m+kN/2+N/4}|^2 \quad (14)$$

从上述公式可以看出, Minn 算法也是对训练序列的循环结构进行 SAC,但是其结构的特殊性可以带来一些好处:

1) 如图 5,当滑动窗进入训练序列时,两个滑动窗内有部分信号相同,相关后形成同相叠加,使得滑动相关峰迅速抬升;

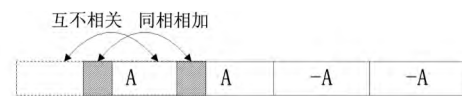


图 5 滑动时窗位置 a

2) 如图 6,当两个滑动窗内信号完全相同时,相关峰获得最大值;

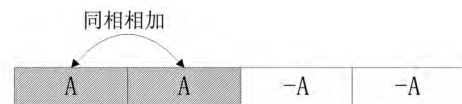


图 6 滑动时窗位置 b

3) 如图 7,当两个滑动窗内有部分信号相同,部分信号反相时,两者的相关结果相互抵消,使得滑动相关值迅速下降。

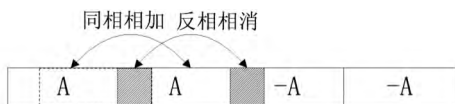


图7 滑动时窗位置 c

理论分析可知, Minn 算法的相关峰将更加尖锐, 但是因为存在多个循环结构的缘故, 使得除了主峰之外, 左右还存在两个次峰, 分别为第三与第四序列和第四序列与 CP 的最大相关值, 其能量均为主峰的 1/4。

2.4 改进算法

为了消除次峰干扰, 本文改进了训练序列的结构设计和定时度量函数, 最大程度扩大相邻采样点的定时量函数之间的差距, 帧头结构图 8 所示。

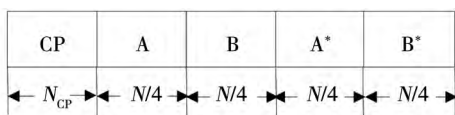


图8 改进算法的训练序列

其中 A 由伪随机序列构成, B 为 A 的镜像对称序列。改进后的定时度量函数:

$$M_{Imp,n} = \frac{|R_{Imp,n}|^2}{P_{Imp,n}^2} \quad (15)$$

$$R_{Imp,n} = \sum_{k=0}^{N/2-1} r_{n-k-1} r_{n+k} \quad (16)$$

$$P_{Imp,n} = \sum_{m=0}^{N/2-1} |r_{n+m}|^2 \quad (17)$$

式中 $R_{Imp,n}$ 代表在连续 $N/2$ 长度内, 两个背向移动的样值的乘积的累加值。针对此种结构来分析, 当滑动时窗起始位置到达 $N/2$ 处时, 前后两个时窗内的数据成镜像对称。此时, 度量函数才能达到最大值。而其他时域值几乎为 0。而且改进算法在训练序列结构中引入共轭结构, 避免了 SAC 函数中的共轭运算, 降低了设计复杂度。

3 不同算法在两种信道下的仿真分析

仿真分别在 AWGN 信道和多径频率选择性衰落信道下进行。其中, 后者含有 5 个相互独立的瑞利衰落信道, 某光径的增益为

$$h(l) = \frac{\exp(-\tau_i/\tau_m)}{\sqrt{\sum_{k=1}^L \exp(-2\tau_i/\tau_m)}} \quad (18)$$

其中 τ_i 、 τ_m 分别为某一光径时延、最大时延。在 MATLAB 中的仿真参数如表 1 所示。

表1 仿真参数

仿真项	设定值
FFT 变换点数	1 024
子载波数目 N	1 024
循环前缀长度	256
最大时延扩展	150
基带信号调制方式	BPSK
载波频率	250 M Hz
归一化载波频偏	0.75
仿真次数	1 000

仿真结果如图 9 ~ 图 11 所示。

1) 4 种算法的定时同步仿真结果的对比情况如图 9 所示。在 S&C 算法下, 度量函数曲线在准确定时位置前出现“相关峰平台”, 且平台宽度等于 CP 长度; 在 S&C 优化算法下, 由于优化算法是在原度量函数的基础上进行滑动平均, 造成了上升曲线和下降曲线的相位后移, 且度量函数曲线在准确定时位置出现“相关峰圆角”, 定时效果有一定改善; 在 Minn 算法下, 得到尖锐的主峰, 有利于捕捉定时位置, 但同时左右伴随出现两个次峰, 其度量函数值在 0.25 附近; 在本文提出的改进算法下, 时窗滑动至 $N/2$ 处, 得到近似脉冲的峰值, 同时消除了平台和次峰, 定时效果得到显著改善。

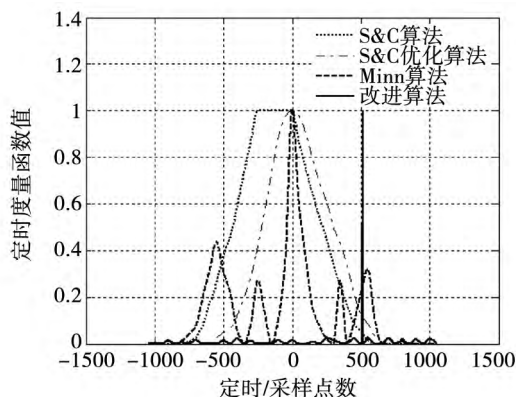


图9 4种算法的仿真结果对比图

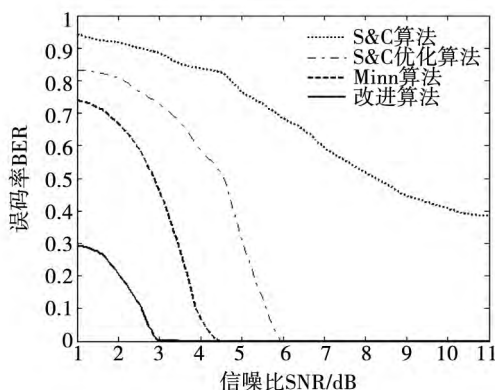


图10 BER随SNR变化对比图(AWGN信道)

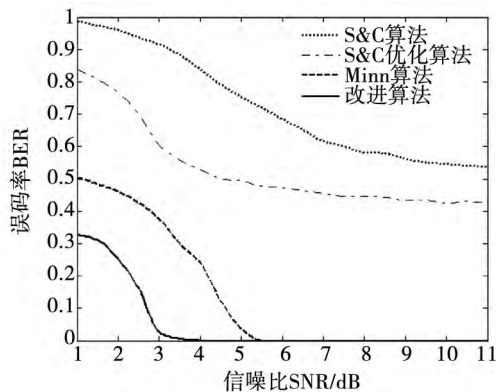


图11 BER随SNR变化的对比图(频率选择性衰落信道)

2) AWGN 信道中: 在 S&C 算法下, 由于存在“相关峰平台”的缘故, 定时位置落在其间任一点都有可能, 不确定性很大, 且不会随 SNR 的变大得到明显改善; 在 S&C 优化算法下, SNR 达到一定值后, 圆角峰凸显, 才可将 BER 降至零; 在 Minn 算法下, 低 SNR 的环境中, 次峰的存在会造成定时位置的误判; 本文提出的改进算法与前 3 种算法比较, 捕捉到定时位置的准确率最高, 且在低 SNR 时, 仍能保持良好性能。

3) 在多径衰落信道(RMF)中: 由于 S&C 算法和 S&C 优化算法都不具备应付多径的能力, 它们存在一个误码率极值; 当 $\text{SNR} < 3 \text{ dB}$ 时, 改进算法仍然明显优于 Minn 算法。

4) 为了更直观的了解不同算法在不同信噪比的误码率情况, 列出了表 2 与表 3。

表2 AWGN 信道中不同信噪比条件下算法的误码率

SNR/dB	S&C	S&C 优化	Minn	改进算法
1	0.991	0.825	0.723	0.295
3	0.893	0.776	0.472	0.003
5	0.821	0.312	0.025	0
7	0.595	0	0	0
9	0.456	0	0	0
11	0.395	0	0	0

表3 RMF 信道中不同信噪比条件下算法的误码率

SNR/dB	S&C	S&C 优化	Minn	改进算法
1	0.949	0.835	0.502	0.321
3	0.935	0.589	0.395	0.253
5	0.762	0.528	0.321	0
7	0.635	0.481	0	0
9	0.559	0.450	0	0
11	0.532	0.421	0	0

表 2 和表 3 在 1 ~ 11 dB 信噪比范围内, 步长为 2 dB, 列出了 4 种算法的信噪比所对应的误码率。直观地看出各算法的误码率随着信噪比的变化。

4 结 论

在 VLC 系统中, OFDM 信号的接收同步算法的优劣直接关系到接收机的工作性能和设计复杂度。本文提出的改进算法在训练序列中引入共轭对称结构, 并依此重新设计度量函数, 使之具有脉冲特征, 从而消除了“相关峰平台”现象, 且不存在次峰干扰符号定位。理论分析和仿真结果都表明, 无论是在 AWGN 或多径频率选择性衰落信道中, 改进算法都能捕捉到准确的定时位置, 进而降低光通信中的误码率。尤其在低信噪比的条件下, 改进算法的误码率在 0.3 左右, 而 S&C 算法的误码率高达 0.9 以上。本文的研究成果, 为下一步的载波频率同步和均衡提供了一定的理论研究基础。

参 考 文 献:

- [1] 姜鹏华, 张洪明, 郎凯, 等. 基于室内可见光照明的位置服务系统 [J]. 光电子·激光, 2012, 23(12): 2298-2303.
- [2] 马骏. 室内可见光通信系统调制与解调技术研究 [D]. 长春: 吉林大学, 2008.
- [3] 云文岳. 室内可见光通信系统调制与解调技术研究 [D]. 长春: 长春理工大学, 2008.
- [4] 丁德强, 柯熙政. 可见光通信及其关键技术研究 [J]. 半导体光电, 2006, 27(2): 114-117.
- [5] 骆宏图, 陈长缨, 傅倩. 白光 LED 室内可见光通信的关键技术 [J]. 光通信技术, 2011, 2: 56-59.
- [6] 傅倩, 陈长缨, 洪岳, 等. 改善室内可见光通信系统性能的关键技术 [J]. 自动化与信息工程, 2010(2): 4-7.
- [7] 赵俊. 基于白光 LED 阵列光源的可见光通信系统研究 [D]. 广州: 暨南大学, 2009.
- [8] 张华, 宋正勋, 刘冬彦, 等. 基于自适应 OFDM 的可见光通信系统分析 [J]. 长春理工大学学报: 自然科学版, 2010(1): 70-73.
- [9] 杨宇, 张建昆, 刘博, 等. LED 非线性对基于正交频分复用可见光通信系统的影响 [J]. 中国激光, 2011, 38(8): 76-78.
- [10] 汪井源, 徐智勇, 朱勇, 等. 室内可见光通信中噪声与干扰的实验与仿真分析 [J]. 光电子·激光, 2012, 23(7): 1314-1318.
- [11] GILLIARD R P, DEVINCENTIS M, HAFIDI A, et al. Operation of the LiFi Light Emitting Plasma in Resonant Cavity [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(4): 1026-1033.
- [12] GILLIARD R. The LiFi Lamp High Efficiency High Brightness Light Emitting Plasma with Long Life and Excellent Color Quality [J]. Plasma Science, 2010: A.
- [13] PARK B. Arovel Timing Estimation Method of OFDM Systems [J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5): 239-241.
- [14] CAREY J A, DUELLI M. LiFi: A Long Life, Full Spectrum Light Source for Projection Display [J]. Sid Symposium Digest of Technical Papers, 2007, 38(1): 959-961.

(编辑: 温泽宇)