

文章编号:2095-6134(2018)01-0137-07

简 报

一种用于可见光通信的自适应 OFDM 系统设计与实验*

蔡少阳,陈 力[†],王卫东

(中国科学技术大学中国科学院无线光电通信重点实验室,合肥 230027)

(2016 年 12 月 19 日收稿;2017 年 3 月 29 日收修改稿)

Cai S Y, Chen L, Wang W D. Design and experiments of an adaptive OFDM system for visible light communication [J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2018,35(1):137-143.

摘 要 可见光通信(visible light communication,VLC)作为一种新兴的无线通信技术,是目前针对无线频谱资源紧张的有效解决方案之一。根据 VLC 接收机电域接收信噪比的频域包络不变特性,提出一种低复杂度的自适应正交频分复用链路设计方案,并进行实验验证。结果表明,与已有的自适应等比特传输方案相比,本设计方法更好地利用了无线光信道的带宽资源,传输速率和 BER 性能等指标有明显提升。

关键词 可见光通信;VLC;光 OFDM;自适应技术;自适应 OFDM

中图分类号:TN929.1 文献标志码:A doi:10.7523/j.issn.2095-6134.2018.01.019

Design and experiments of an adaptive OFDM system for visible light communication

CAI Shaoyang, CHEN Li, WANG Weidong

(Key Laboratory of Wireless-Optical Communications of Chinese Academy of Sciences,
University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract As an emerging wireless communication technology, visible light communication (VLC) is one of the effective solutions for the shortage of wireless spectrum resource. In this work, a low-complexity design scheme of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system is proposed based on the mask invariable characteristics of the received signal-to-noise rate of VLC in the electrical domain. The scheme is verified by the experiments. The experimental results show that, compared with the adaptive equal bits transmission scheme, the proposed adaptive OFDM system makes full use of the bandwidth resources of wireless optical channel, and it shows improvements in transmission rate and BER performance.

Keywords visible light communication; visible light communication (VLC); optical orthogonal frequency division multiplexing(OFDM); adaptive technology; adaptive OFDM

* 973 计划项目(2013CB329205)资助
[†] 通信作者,E-mail:chenli87@ustc.edu.cn

可见光通信 (visible light communication, VLC) 是一种新的无线通信技术,它使用照明发光二极管 (light emitting diode, LED) 作为发射光源,通过光强度调制直接检测 (intensity modulated/direct detection, IM/DD) 方法实现数据传输。VLC 的优点^[1]包括:巨大的带宽资源;在实现照明的同时还提供上网通信功能;无电磁污染;更好的保密性等。

由于照明 LED 光源的数据调制带宽往往只有几兆^[2],因此高谱效的 VLC 链路设计至关重要,通常采用正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 调制技术,如直流偏置的 OFDM (DC biased optical OFDM, DCO-OFDM)^[3],非对称截断的光 OFDM (asymmetrically clipped optical OFDM, ACO-OFDM)^[4],单极性的 OFDM (unipolar OFDM, U-OFDM)^[5]等。采用自适应 OFDM 技术可以进一步提高链路频谱效率,并适应无线信道的衰落和时变特性,相关的研究工作已经取得进展^[6-8]。文献[6]将等比特的自适应 OFDM 技术应用于 VLC,实现了通信距离 1.2 m 的条件下,BER 低于 10^{-3} ,最高 6.14 Mbps 的传输速率,但该方案带宽利用率较低。为提高带宽资源利用率,文献[7]给出一种自适应光 OFDM 系统的设计和性能仿真分析,但收发信机间需要大量的信令交互,降低了有效传输速率。文献[8]提出基于误比特率 (bit error rate, BER) 的自适应方案,得到了逼近理论最优的传输性能,但实现复杂度较高。因

此,需要更深入研究在低复杂度下有效利用无线光信道带宽资源的新方法。

针对上述问题,本文分析 VLC 接收机电域接收信噪比 (signal-to-noise rate, SNR) 的频域包络不变特性,据此提出一种低复杂度的自适应 OFDM 链路方案,并给出完整的设计过程,包括信道质量的测量、调制参数的确定等。本文通过实验方法给出设计实例,并对系统性能进行分析。结果表明,本文的设计方案有较低复杂度及更高的带宽利用率,传输速率、BER 性能等指标有明显提升。

1 可见光 DCO-OFDM 传输方法

相比于 ACO-OFDM 和 U-OFDM, DCO-OFDM 有更高的频谱效率,因此本文采用基于 DCO-OFDM 的调制方法,处理流程如图 1 所示。首先,待发送的数据比特 r_n 经过加扰、信道编码和交织后得到 b_n , 经过多进制正交幅度调制 (m-ary-quadrature amplitude modulation, M-QAM) 后得到复数 X_m , 此时的复数个数为 N , 其中 N 为子载波个数。由于 VLC 系统采用 IM/DD 的调制检测方式,为保证经傅里叶反变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 后得到的时域数据为实数,需要进行补零和厄米特共轭操作,得到 $2N$ 个时域实数数据 x_m 。由于强度调制要求,需对时域数据 x_m 加上合适的直流偏置,获得单极性信号 $x_{dc} = x_m + B_{dc}$ 。最后,加上循环前缀 (cyclic prefix, CP) 后,得到时域发送信号。该时域信号经数模变换、LED

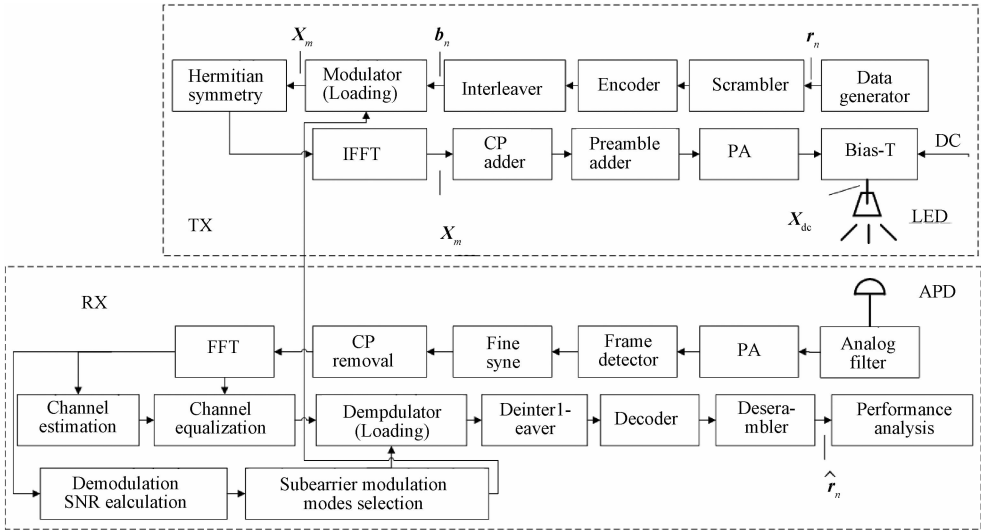


图 1 DCO-OFDM 基带框图

Fig. 1 Block diagram of DCO-OFDM baseband

光源调制、无线光信道、光电检测器和模数变换后,进行数字域接收检测,包括 CP 移除、傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT)、信道均衡、解调、解交织、信道译码和解扰等步骤,最后估计得到发送比特 \hat{r}_n 。

为实现高谱效的信道自适应传输链路,如图 1 所示,可以在传输链路的接收端实时测量接收信号 SNR,并据此选择链路调制模式。合理的调制模式设计和低的信令开销可以最大化利用带宽资源,是自适应链路设计的关键。

2 低复杂度的自适应 OFDM 传输方法

VLC 无线信道具有特殊性。一般来讲,VLC 发射端电域信号经历光源调制、无线光信道和光电检测器后到达接收端,其信道响应取决于各变换电路的响应、多径散射以及收发信机的相对位置。文献[9-10]分析 VLC 无线光信道的特性,指出在低反射率的室内环境下或当接收机处于房间中部区域时,非直射(non line of sight, NLOS)分量的总功率远远小于直射(line of sight, LOS)分量的功率,NLOS 分量小到可以忽略,无线光信道响应基本上由直射径决定。由此不难得出,在直射径显著强的条件下,VLC 信道响应仅由各变换电路响应、收发信机相对位置决定,电域接收信号的幅频响应随收发信机的相对位置变化而变化,但其包络基本不变。

在 VLC 接收机中,电域接收信号叠加有噪声,成分也比较复杂,包括器件热噪声、光电检测器的散粒噪声和背景噪声等。我们实际测试了不同条件下的接收机电域噪声(2.1 节)。结果表明,电域噪声的功率谱随收发信机的相对位置变化而变化,但分布包络基本不变。

基于上述分析,可以得出结论,在给定的光源布局时,在不同空间位置上接收到的电域 SNR 的频域分布形状不会发生变化,而频域上平均 SNR 的变化值可以表征不同频点上接收 SNR 的变化。因此,依据这种包络不变特性和表征关系,可以实时测量电域平均接收 SNR 并据此调整 OFDM 调制参数,实现低复杂度的自适应 VLC 链路。

自适应 OFDM 调制方案的设计主要包括以

下两个关键部分:

- 1) 利用训练序列测量电域平均接收 SNR;
- 2) 根据电域平均接收 SNR 进行信道质量等级划分,确定调制参数。

2.1 接收 SNR 测量和估计

文献[11]给出一种根据子载波特性的 SNR 测量方法。该方法测量精度较高,特别是在高 SNR 条件下。我们采用该方法测量 VLC 无线链路的电域接收信号 SNR。

OFDM 调制链路的子载波数一般是 2 的幂次。由于带宽的限制和过采样的要求等,这些子载波中有部分空子载波不传输数据。通过测量数据子载波和空子载波上的功率,可以估计得到链路平均 SNR

$$\overline{\text{SNR}} = \frac{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T |s_t|^2 - \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |n_k|^2}{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |n_k|^2}. \quad (1)$$

其中, $|s_t|$ 和 $|n_k|$ 分别是数据子载波和空子载波上的信号模值, T 和 K 分别为数据子载波和空子载波的个数。

我们实验测试了 VLC 链路电域接收噪声和接收 SNR。实验系统如图 2(a) 所示,实验参数如表 1 所示。4 个 LED 灯(Ouying, 5009) 安放在边长 $d = 40 \text{ cm}$ 的正四边形的 4 个顶点上,形成灯簇作为发射光源,如图 2(b) 所示。LED 灯簇中心与接收机雪崩二极管(avalanche photo diode, APD) 间的垂直距离为 1.8 m 。

表 1 实验参数

Table 1 Parameters of experimental setup			
OFDM 参数		实验参数	
FFT 点数	512	信号 VPP/V	0.7
过采样倍数	2	直流偏置/(mA/V)	350/30
数据子载波数	86	LED 的灯珠数	9
CP 长度	16/256	调制深度	0.4
DA 速率/MHz	125	前端功放增益/dB	30
信号带宽/MHz	22	后端功放增益/dB	25
		抗混叠滤波器带宽/MHz	22

离线生成的 OFDM 符号经由任意波形发生器(arbitrary waveform generator, AWG, Tektronix, AFG3252C) 输出,经过前端功率放大(Mini-Circuits, ZX60-100VH+)后,在 T 型偏置器(bias-T, Mini-Circuits, ZFBT-6GW-FT+)上叠加合适的直流偏置,再驱动 LED 光源。接收端使用商用

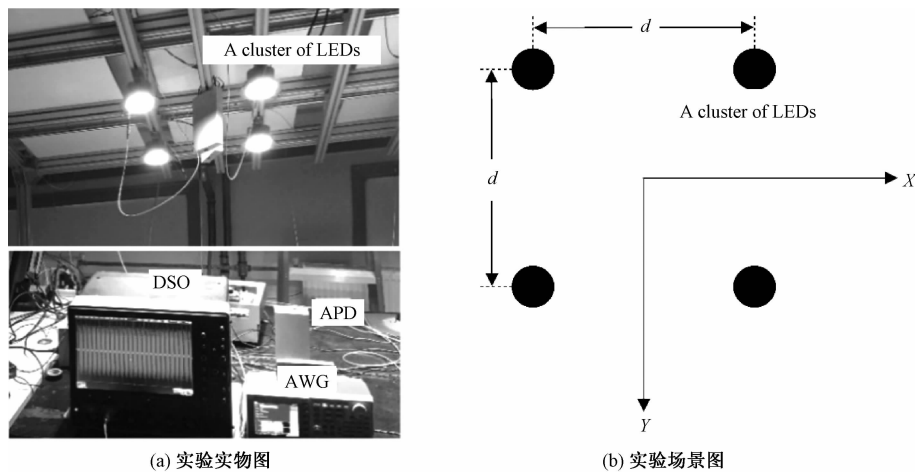


图 2 实验设置图
Fig.2 Experimental setup

APD(Hamamatsu, C12702-11)进行光电转换,输出电信号经过后端功率放大 (Mini-Circuits, ZFL-1000 LN +) 和抗混叠滤波 (Mini-Circuits, SLP-21.4 +) 后,用数字存储示波器 (Digital Storage Oscilloscope, DSO, Lecory, 813Zi-A) 进行信号采样和存储,再完成离线分析。

2. 1. 1 接收噪声功率谱测量

我们将所有子载波置为空子载波,使用 1 000 个 OFDM 符号,测量了坐标为(0.6 m, 0)(0.8 m, 0)(1.0 m, 0)的 3 个典型位置的噪声功率,实验

结果如图 3(a)所示,可以看出:1)低频 1 ~ 2 号子载波的噪声功率明显高于其他子载波,因此不使用 1 ~ 2 号子载波进行数据传输;2)由于接收端的抗混叠滤波器的滤波作用,大于 95 号的子载波的噪声功率有明显的下降;3)随着收发机间的距离增大,接收噪声的功率也增大,这是由 APD 的噪声特性决定的^[12];4)选取 3 ~ 88 号子载波作为数据子载波,可以发现在不同位置上数据子载波的噪声功率谱的形状基本上是一致的,验证了电域噪声功率谱的包络不变特性。

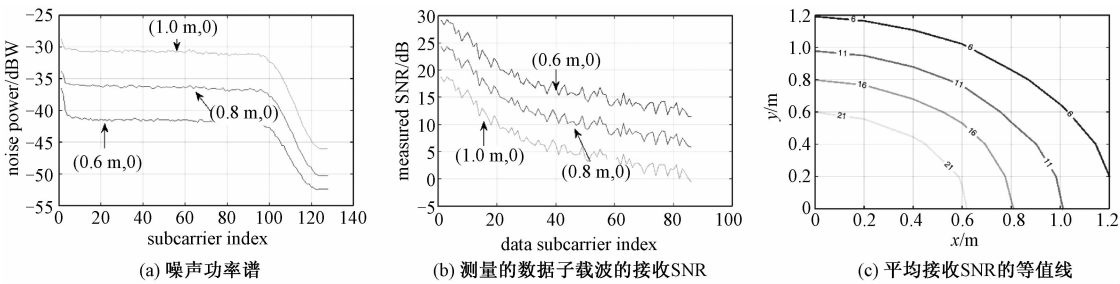


图 3 实验测量图
Fig.3 Experimental results

2. 1. 2 接收 SNR 测量

电域接收 SNR 的测量方法是,先根据空子载波上的接收功率估计噪声功率

$$\overline{N} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |n_k|^2. \tag{2}$$

式中: $|n_k|$ 是空子载波上的信号模值, K 是空子载波的个数, \overline{N} 是估计的接收噪声功率。在此基础上,得到各子载波上的接收 SNR

$$\text{SNR}_i = \frac{|s_i|^2 - \overline{N}}{\overline{N}}. \tag{3}$$

式中: $|s_i|$ 是数据子载波上的信号模值, SNR_i 表示第 i 个数据子载波的估计 SNR。

根据上述的测量和计算方法,与噪声功率谱的测量一致,选定坐标为(0.6 m, 0)(0.8 m, 0)(1.0 m, 0)的 3 个典型位置进行测量。图 3(b)是测量得到的接收 SNR 关于数据子载波的分布。从

图中可以看出:1)不同位置上,数据子载波的接收 SNR 的包络形状基本上一致,这与分析的结果一致,接收机电域接收 SNR 具有包络不变特性;2)不同位置上接收 SNR 的变化,主要是由于收发信机间的距离、发射机的出射角和接收机的入射角等参数的变化,造成接收光功率的变化引起的。实验结果验证了由于 VLC 的强直射特性,不同空间位置上的电域接收 SNR 谱形状基本保持不变,具有包络不变特性。由此可以简单地得出,频域上平均 SNR 的变化值可以表示接收 SNR 谱的变化值。

2.1.3 电域接收 SNR 的空间分布

以 LED 灯簇的中心为坐标原点,使用 1 000 个子载波调制方式为 BPSK 的长训练序列,根据式(1)测量接收机在桌面上多个位置的数据子载波的平均接收 SNR,测量结果如图 3(c)所示。从测量结果可以发现:1)随着接收机位置与坐标原点距离的增加,平均接收 SNR 不断下降;2)根据平均接收 SNR 的等值线分布,可知在接近环形的区域内,平均接收 SNR 值相近。

2.2 分级调制方法

采用 2.1 节测量方法估计得到的 VLC 链路平均接收 SNR,可以比较准确地反映信道质量。因此,我们将平均 SNR 值域划分为 L 个区间,意味着将链路质量划分成 L 个等级,不同质量等级的链路选择相应的传输方案。具体做法是,将平均接收 SNR 分为 L 个不交迭的区间,阈值门限设置为 $\{\text{SNR}_l\}_{l=0}^L$,当 $\text{SNR} \in [\text{SNR}_{l-1}, \text{SNR}_l)$ 时,选择传输方案 l 。虽然更细致的划分可以更好地刻画系统链路质量,但为了简化设计,我们在实验系统中根据图 3(c)将平均接收 SNR 值域划分为 4 个区间。4 个区间对应的链路质量分别是高链路质量区(平均接收 SNR 大于 21 dB)、中链路质量区(平均接收 SNR 的范围为 $[16\text{ dB}, 21\text{ dB})$)、低链路质量区(平均接收 SNR 的范围为 $[11\text{ dB}, 16\text{ dB})$)和不通信区(平均接收 SNR 小于 11 dB)。

我们采用一种简单的自适应链路比特和功率分配方法。该方法采用等功率分配,当目标是链路传输速率最大时,不同子载波或子带上的比特分配方案可以直接根据接收信号 SNR 和目标 BER 的关系快速确定。高斯信道假设下,不同调

制方式的 BER 与接收信号 SNR 的对应关系,如表 2 所示。

表 2 常用调制方式的 BER 与 SNR 的对应关系
Table 2 Correspondence between BER and SNR for different modulations

目标误码率	1×10^{-4}	1×10^{-6}	1×10^{-8}
BPSK	9	11	12
QPSK	12	14	15
16QAM	19	21	22
64QAM	25	27	28

在目标 BER 为 10^{-4} 的条件下,根据子带的平均接收 SNR 并结合实验测量结果,确定高、中、低链路质量区的调制方案如图 4 所示。若进一步采用基于子载波的比特和功率分配方案,将提升传输性能,但也会增加系统复杂度。

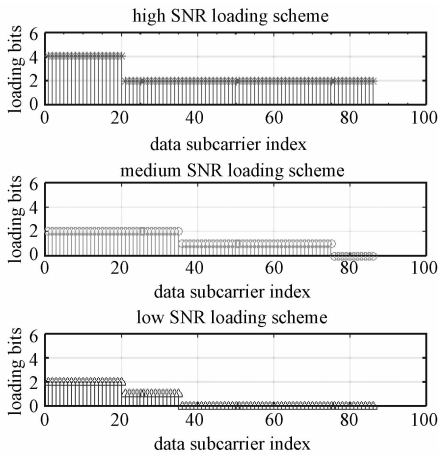


图 4 比特分配方案
Fig. 4 Bits loading schemes

需要注意的是,对于第 2 种和第 3 种比特分配方案,由于使用的数据子载波数减少了,为了保证发射功率不变,将余下的功率平分到当前使用的数据子载波上,发射功率分别获得 0.6 dB 和 3.9 dB 的增益。不同调制方案在一定的 BER 要求下,需要的接收 SNR 相应地减少 0.6 dB 和 3.9 dB。

3 链路实验与结果分析

根据上述设计方案,我们进行了自适应传输链路的实验。实验场景和参数如图 2 和表 1 所示。基于平均接收 SNR 的链路自适应切换方案如表 3 所示。其中传输比特数是指每个 OFDM 符

号包含的信息比特数。不同调制模式间的切换阈值分别设置为 21、16 和 11 dB。

表 3 自适应方案
Table 3 Adaptive schemes

SNR 范围/dB	大于 21	[16,21)	[11,16)	小于 11
链路质量	高	中	低	不传输
传输比特数/ (bit/symbol)	212	110	55	0
空口速率/Mbps	48.71	25.28	12.64	0

本文将链路质量划分成 4 个等级,每个等级对应一种调制模式,因此收发信机间只需要传输 2 bit 的反馈信息,就可以完成链路传输方案的协商。假设使用的数据子载波数或子带数为 N ,调制模式数为 M ,如表 4 所示,本文采用的自适应方案与文献[7]中的自适应方案相比,系统的计算复杂度和信令开销都很低,利于实用。其中计算复杂度是指根据信道质量信息得到对应的调制模式需要的计算量,信令开销是指收发信机间额外传输的反馈信息。

表 4 复杂度比较
Table 4 Complexity comparison

开销	计算复杂度	信令开销
文献[7]自适应方案	$O(N)$	$O(\log_2(MN))$
低复杂度自适应方案	$O(1)$	$O(1)$

我们将文献[6]中所有数据子载波上承载信息比特数目都相等的传输方法,称为等比特传输方案。图 5 比较等比特传输方案和本文提出的自适应传输方案的 BER 性能。从图中可以看出:1) 在平均接收 SNR 大于 10 dB 的区域内,本文提出的自适应传输方案的 BER 维持在 10^{-4} 以下,而等比特传输方案的 BER 在较大的范围 $10^{-1} \sim 10^{-7}$ 内波动;2) 相比等比特传输方案 BPSK、QPSK 和 16QAM,本文提出的自适应传输方案达到 10^{-4} 的 BER 需要的平均接收 SNR 减少 5.5、7.5 和 20 dB。主要是因为,对于等比特传输方案而言,BER 性能被误码性能最差的数据子载波主导,需要较大的平均接收 SNR 才能满足 BER 要求。

图 6 在目标 BER 性能为 10^{-4} 以下的条件下,比较自适应等比特传输方案和本文提出的自适应 OFDM 传输方案的传输速率。从图中可以看出:1) 平均接收 SNR 在 [11 dB, 16 dB) 范围内时,等比特传输方案无法满足 BER 要求,只能采用本文

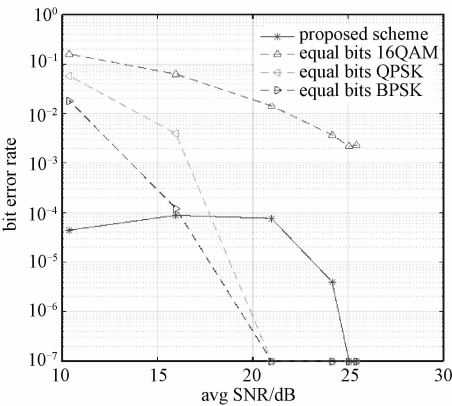


图 5 不同传输方案的 BER 性能
Fig. 5 Comparison of BER performance among different transmission schemes

提出的自适应传输方案,空口速率达到 12.64 Mbps;2) 平均接收 SNR 在 [16 dB, 21 dB) 范围内时,本文提出的自适应传输方案相比于等比特传输方案,传输速率有 28 % 的提升;3) 平均接收 SNR 大于 21 dB 时,本文提出的自适应传输方案相比于等比特传输方案,传输速率有 23 % 的提升。

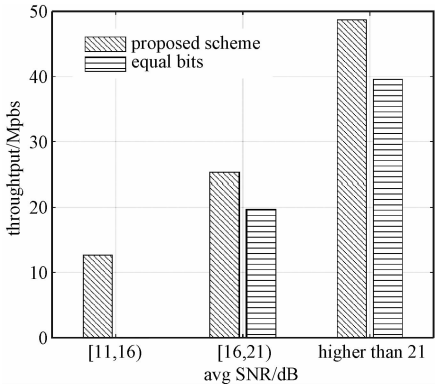


图 6 不同传输方案的传输速率比较
Fig. 6 Comparison of transmission rate between different transmission schemes

4 结束语

本文分析 VLC 接收机电域接收 SNR 的包络不变特性,提出一种应用于可见光通信系统的自适应 OFDM 传输方案设计。该设计方案主要包括 2 个关键部分:首先,利用训练序列测量电域平均接收 SNR;然后,根据电域平均接收 SNR 进行信道质量等级划分,确定调制参数。在此基础上,通过搭建的实验系统对方案进行性能分析,实验

结果表明,该方案具有较低的复杂度,相比于自适应等比特传输方案有更高的传输速率和更好的 BER 性能。

参考文献

[1] Karunatilaka D, Zafar F, Kalavally V, et al. LED based indoor visible light communications: State of the art [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17 (3) : 1 649-1 678.

[2] 迟楠. LED 可见光通信技术 [M]. 北京:清华大学出版社, 2013.

[3] Armstrong J, Schmidt B J C. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN [J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12 (5) : 343-345.

[4] Dissanayake S D, Armstrong J. Comparison of aco-ofdm, deo-ofdm and ado-ofdm in im/dd systems [J]. Journal of lightwave Technology, 2013, 31 (7) : 1 063-1 072.

[5] Tsonev D, Sinanovic S, Haas H. Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless [C] // Vehicular Technology Conference (VTC Spring). IEEE, 2012: 1-5.

[6] Liu Y F, Yeh C H, Chow C W, et al. Adaptive control of OFDM data rate for LED visible light communications in different free space transmission distances and offsets [C] // Communications and Photonics Conference (ACP). IEEE, 2012: 1-3.

[7] González O, Perez-Jimenez R, Rodriguez S, et al. OFDM over indoor wireless optical channel [J]. IEE Proceedings-Optoelectronics, 2005, 152 (4) : 199-204.

[8] González O, Pérez-Jiménez R, Rodriguez S, et al. Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel [J]. IEE Proceedings-Optoelectronics, 2006, 153 (4) : 139-144.

[9] Lee K, Park H, Barry J R. Indoor channel characteristics for visible light communications [J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15 (2) : 217-219.

[10] Gu W, 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) : 2 578-2 587.

[11] 吴兰春. OFDM 数字基带 AMC 自适应控制算法的研究和硬件实现 [D]. 武汉:华中科技大学, 2009.

[12] 赵慧玲. APD 微弱光电信号探测技术研究 [D]. 长春:长春理工大学, 2010.