

doi: 10.3788/gzxb20164510.1006004

# IMDD-OFDM 系统的低开支、高准确度 信道估计方法

毕美华<sup>1,2</sup>, 李洁炜<sup>1</sup>, 杨国伟<sup>1</sup>, 曾然<sup>1</sup>, 李齐良<sup>1</sup>, 肖石林<sup>2</sup>, 胡卫生<sup>2</sup>

(1 杭州电子科技大学 通信工程学院, 杭州 310018)

(2 上海交通大学 区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240)

**摘要:**提出一种应用于强度调制直接检测光正交频分复用(IMDD-OFDM)传输系统的低开支、高准确度的信道估计算法. 该算法充分考虑系统噪声特性, 利用梳状导频插入结构, 结合符号间平均与子载波间频域线性插值的思想, 在低开支导频条件下实现较高的估计准确度. 仿真和理论推导结果表明: 与传统平均算法和直接线性插值算法相比, 基于梳状导频先平均后线性插值的算法估计出来的信道特性更能接近实际信道的. 实验结果表明: 在误码率为  $3.8 \times 10^{-3}$  处, 本文所提出的算法仅使用 0.78% 导频开支即可与使用 20% 导频开支的平均算法获得相同的接收灵敏度; 同时, 与传统估计算法相比, 该算法与导频开支无关, 能较好抗系统中的高斯噪声, 获得与真实信道较为接近的估计性能.

**关键词:**强度调制直接检测系统; 正交频分复用; 信道估计; 光正交频分复用传输系统; 梳状导频

中图分类号: TN913.7; TN24

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2016)10-1006004-7

## Channel Estimation Algorithm with Low Pilot Overhead and High Accuracy for IMDD-OFDM Transmission System

BI Mei-hua<sup>1,2</sup>, LI Jie-wei<sup>1</sup>, YANG Guo-wei<sup>1</sup>, ZENG Ran<sup>1</sup>, LI Qi-liang<sup>1</sup>,  
XIAO Shi-lin<sup>2</sup>, HU Wei-sheng<sup>2</sup>

(1 College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

(2 State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks,  
Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract:** A low overhead and high accurate channel estimation algorithm was proposed and experimentally verified in Intensity Modulation Direct Detection Orthogonal Frequency Division Multiplexing (IMDD-OFDM) optical transmission system. By fully considering system noise feature, this algorithm utilized the comb-type pilot insertion scheme, and combined the techniques of symbol averaging and linear interpolation method within subcarriers, which could achieve a high estimation accuracy and a low overhead. The results are shown in simulation and theoretical derivation that, compared with the common channel estimations, the algorithm we proposed can achieve a better performance which is more close to the characteristic of real system channel. The experiment results demonstrate that, at a Bit Error Ratio (BER) of  $3.8 \times 10^{-3}$ , this algorithm only with 0.78% pilot overhead can achieve the same performance to compare with that of the 20.31% pilot overhead of normal frequency domain average algorithm. In addition, compared with other normal algorithms, our algorithm is irrelevant to the pilot overhead, can effectively reduce the mean squared error of channel estimation and achieve a high tolerance for the Gaussian noise of system, thus achieving relatively close performance to the real channel feature.

**Key words:** Intensity Modulation Direct Detection (IMDD) system; Orthogonal Frequency Division

基金项目: 国家自然科学基金(Nos. 61501157, 61405051, 11574068)、浙江省自然科学基金(Nos. LQ16F050004, LY14A040008)和浙江省教育厅一般科研项目(No. Y201533646)资助

第一作者: 毕美华(1981-), 女, 讲师, 博士, 主要研究方向为光通信与光网络. Email: bmhua@hdu.edu.cn

收稿日期: 2016-04-15; 录用日期: 2016-07-05

<http://www.photon.ac.cn>

Multiplexing (OFDM); Optical OFDM transmission system; Comb-type pilot; Channel estimation

OCIS Codes: 060.4510;060.2330;060.2360

## 0 引言

光正交频分复用技术(Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OOFDM)具有频谱效率高、色散和非线性效应容忍度高、支持业务分配灵活等优点,是当前下一代高速通信系统的研究热点之一<sup>[1-6]</sup>.基于强度调制直接检测的光正交频分复用(Intensity Modulation Direct Detection Orthogonal Frequency Division Multiplexing, IMDD-OFDM)技术,由于其易于实现、结构简单、成本低廉,因此被广泛应用于光接入网和短距离传输网络系统中<sup>[7-11]</sup>.然而,IMDD-OFDM的系统性能依赖于信道估计方法的特性,如方法估计的准确度、系统开支和运算的简易程度等.因此,实现高准确度、低开支的信道估计是实现高性能IMDD-OFDM系统的关键因素之一.

目前,IMDD-OFDM系统的信道估计方法主要有盲估计和基于导频的估计方法.其中,盲估计方法因准确度低、复杂度高、方法收敛时间长等缺点,在高速系统中使用受限<sup>[12]</sup>;基于导频的信道估计方法,可较好地克服盲估计的缺点,因此被广泛应用于IMDD-OFDM系统中.基于导频的信道估计方法按照导频的放置位置主要分为块状导频和梳状导频<sup>[13]</sup>.基于块状导频的信道估计方法,特别是基于块状导频时域平均法的信道估计方法,充分考虑了IMDD-OFDM系统的噪声特性,对系统中的高斯噪声有着较大的鲁棒性<sup>[14-15]</sup>;该方法以牺牲系统开支为代价(大于7%)来获得性能的提升,在一定程度上降低了系统的频谱利用率.基于梳状导频的信道估计方法,采用梳状插导频的方法来获取不同符号的特定子载波的信道特性,然后再利用插值方法估计其他子载波位置处信号的信道特性;该方法易于实现,但无法克服高斯噪声对信道估计特性的影响,从而降低了估计准确度.因此,为解决所述问题,在获得高估计准确度的前提下降低系统导频开支,本文提出了一种基于梳状导频先平均后线性插值的信道估计法.该方法利用梳状导频在不同符号之间进行平均操作,可较好地容忍系统中的高斯噪声;同时,将不同符号的平均操作放在线性插值之前,每帧信号在传输时仅需一次插值计算,可以在一定程度上降低系统的计算复杂度,提高计算效率.

## 1 信道频率响应特性分析

### 1.1 理论分析

在IMDD-OFDM系统中,接收端所接收到的第 $n$ 个子载波上的第 $m$ 个OFDM符号对应的信号 $Y(n,m)$ 可以表示为

$$Y(n,m) = X(n,m)H(n,m) + G(n,m) \quad (1)$$

式中, $X(n,m)$ 表示第 $n$ 个子载波上的第 $m$ 个OFDM符号对应的发送信号; $H(n,m)$ 表示与该信号对应的信道频率响应,与光纤色散有关; $G(n,m)$ 表示系统的高斯白噪声,主要是由系统中的射频放大器、调制器以及光电探测器等光电器件引起的.IMDD-OFDM系统中常用的信道估计,一般是通过导频信息来获得导频的信道特性,然后再估计信号的信道特性.利用最小二乘法(Least Square,LS)求得第 $n$ 个子载波上的第 $m$ 个OFDM符号对应的信道频率响应.其表达式为

$$H'(n,m) = Y(n,m)/X(n,m) = H(n,m) + G(n,m)/X(n,m) \quad (2)$$

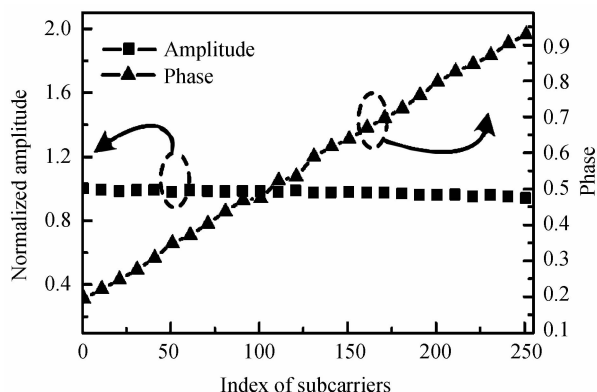
由式(2)可知,基于LS估计的 $H'(n,m)$ ,其估计准确度受制于高斯噪声部分.为了克服高斯噪声对信道估计准确度的影响,利用高斯噪声分布的统计规律,即其均值为0,对 $H'(n,m)$ 求平均可得

$$\bar{H}(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M H'(n,m) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M H(n,m) + \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{G(n,m)}{X(n,m)} \quad (3)$$

式中, $M$ 为OFDM符号的个数.由式(3)可知,每个子载波对应的平均信道频率响应只与 $n$ 有关,即通过平均后估计的 $\bar{H}(n)$ 可以较好地避免高斯噪声对估计结果的影响.

### 1.2 系统频响特性仿真分析

本文利用光学仿真软件OptiSystem 7.0搭建IMDD-OFDM系统,得到系统频响特性曲线,如图1,其中,(a)为 $\bar{H}(n)$ 的幅值和相位频响特性曲线,(b)为OFDM信号实部和虚部的频响曲线(归一化).由图1(a)可知,随着子载波标号的变化,信道频响的幅值几乎保持不变,而信号频响的相位则随着标号的增大呈线性关系.这主要是由于在IMDD-OFDM系统中,信道频响 $H(n,m)$ 是由光纤色散所决定的;同时,光纤信



(a) Amplitude and phase frequency response

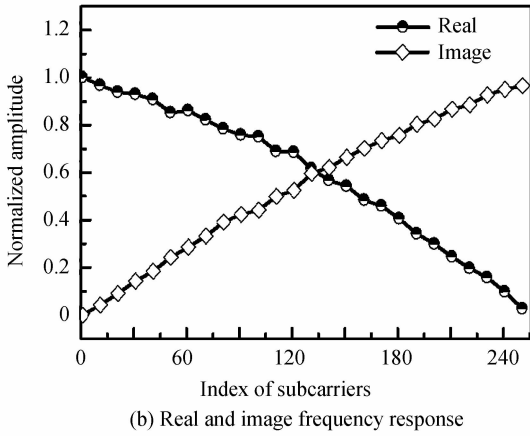


图 1 IMDD-OFDM 系统的幅值和相位,信号实部和虚部的频响曲线

Fig. 1 Frequency response curves of amplitude and phase, the real and image part of OFDM in IMDD-OFDM system

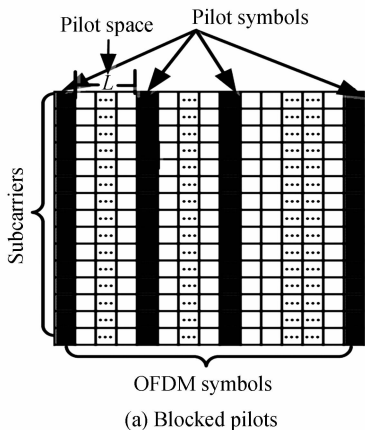
道可等效为一个慢变的高斯信道,系统中 OOFDM 信号是带限信号,因而在有限带宽下,信号对应的信道频响幅值近似不变,相位频响曲线可以近似等价线性变化。同时,由图 1(b)可知,随信道频率变化,各子载波对应的信道频率响应的实部单调递减,虚部单调递增,但都呈线性关系。

基于所述理论分析,信道特性的仿真结果以及前期研究结果<sup>[14]</sup>,在本文中提出了基于梳状导频的先平均后频域线性插值的信道估计方法,以用于进一步提升估计准确度、降低导频开支。

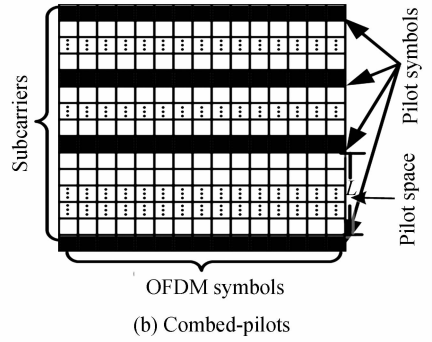
## 2 基于梳状导频的信道估计方法

### 2.1 基于块状导频平均方法

目前,在 IMDD-OFDM 系统中,最为有效的且被广泛使用的方法即基于块状导频平均算法(Averaging based on Blocked Pilot, ABP)<sup>[14]</sup>。该算法中的导频插入方法如图 2(a),其中导频信息包含 OFDM 信号的每个数据子载波,且在每隔若干个符号间隔插入一列导频。在接收端,基于导频信息,利用迫零估计方法可获



(a) Blocked pilots



(b) Combed-pilots

图 2 块状导频和梳状导频示意图

Fig. 2 Schematic diagrams of block and comb-based pilots in IMDD-OFDM system

得导频的信道频响。然后对导频信息的频响在不同符号之间求均值,将该均值作为数据信号频响。由块状导频平均方法,可得第  $k$  个子载波对应的信道频率响应为

$$\hat{H}(k) = \frac{1}{P} \sum_{m=1}^P H(n, m) + \frac{1}{P} \sum_{m=1}^P \frac{G(n, m)}{X(n, m)} \quad (4)$$

式中,  $k \in [1, N]$ ,  $N$  为 OFDM 符号对应的数据子载波的总数,  $P$  为插入导频的列数。由前面分析可知,式(4)中  $\hat{H}(k)$  的估计准确度一定程度上取决于  $P$  的大小;其中,  $M$  越大,式(4)的第二项(系统中的高斯噪声)对估计  $\hat{H}(k)$  的结果影响越小。因而,块状导频取平均估计方法一定程度需要牺牲导频的数量,即增加导频开支来获得较高估计准确度。

### 2.2 梳状导频先平均后插值方法

为了克服块状导频取平均算法的高开支问题,本文提出了基于梳状导频的先平均后线性插值(Averaging and Linear Interpolation based on Combed Pilot, ALICP)的估计方法,其导频插入方法如图 2(b)<sup>[15]</sup>。不同于块状导频插入方式,该方法中的导频插入方式是每行导频信息遍历整个 OFDM 信号帧,且导频是间隔的插入在 OFDM 信号对应的有限子载波位置。同理,在接收端,基于导频信息,利用迫零估计方法可获得导频的信道频响;然后对同一子载波位置处导频的频响做平均,再将平均后的频响利用线性插值的方式来估计 OFDM 数据信号的频响。利用平均操作,可以获取不同子载波位置处的频响,即

$$\hat{H}_1(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M H(n, m) + \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{G(n, m)}{X(n, m)} \quad (5)$$

式中,  $k \in [1, N_1]$  代表导频子载波的标号,  $N_1$  为 OFDM 符号对应的数据子载波的总数。  $M$  为一帧内 OFDM 的符号数。相比式(4),式(5)中的  $M$  是定值,且远大于  $L$ ,因而式(5)中的第二项,即高斯噪声对估计准确度的影响不大,因而  $\hat{H}_1(k)$  相比  $\hat{H}(k)$  在相同导频开支的情况下估计准确度更高。同时,由所述的理论和信道特性仿真可知,在 IMDD-OFDM 系统中,其信道

特性的幅值响应几乎不变,而相位响应与子载波呈近线性关系,且由仿真曲线图 1(b)可知,信道的实部和虚部的频响几近线性.基于上述特性,本文利用已获得的导频的  $\hat{H}_1(k)$  并结合线性插值方法来估计数据信号的频响,即

$$\hat{H}_1(k+r) = (1 - \frac{r}{R}) \cdot \hat{H}_1(k) + \frac{r}{R} \hat{H}_1(k+1),$$

$$r \in [1, R]$$
(6)

式中,  $R$  为导频间隔,即  $r$  数据子载波距离第  $k$  导频的位置.

### 3 实验与结果讨论

#### 3.1 实验方案

为了实验验证本文提出的信道估计方法,如图 3,搭建了 IMDD-OFDM 实验系统.其中, OFDM 信号产生及解调都是利用 MATLAB 离线处理.实验中, IFFT/FFT 变换的点数设定为 1 024 点,且采用共轭对称操作来生成实值的 OFDM 基带信号. MATLAB 产生的 OFDM 基带信号上载任意波形发生器,用于产生电 OFDM 信号驱动到马赫曾德调制器 (Mach-Zehnder Modulator, MZM), MZM 工作在线性调制区.工作在 1 550 nm 的 (Distributed Feed Back, DFB) 激光器用作光载波,注入 MZM 的光功率为 8 dBm. 经过 MZM 输出的光 OFDM 信号通过 20 km 单模光纤传输,到达接收端.在接收端,利用特殊设计的线性 (Avalanche Photo Diode, APD) 雪崩光电二极管来探测 OFDM 信号.实时示波器在 APD 之后用于实时捕捉 OFDM 信号.捕捉后的 OFDM 信号再下载到 MATLAB 系统中进行离线解调和处理.

个.其 OFDM 信号的生成过程为:数据源产生一串随机比特流,然后经串/并转换和 16 正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 映射,映射后的数据矩阵前后补零并做共轭对称处理,得到一个 1 024 行 256 列的频域数据矩阵.这些频域数据经过 1 024 点的 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 变换,生成了时域实值信号,再做并/串转换等操作生成基带 OFDM 信号.光电检测后的 OFDM 信号解调处理,包括时钟同步、去循环前缀、信道估计和解调等.其中信道估计模块如图 4.

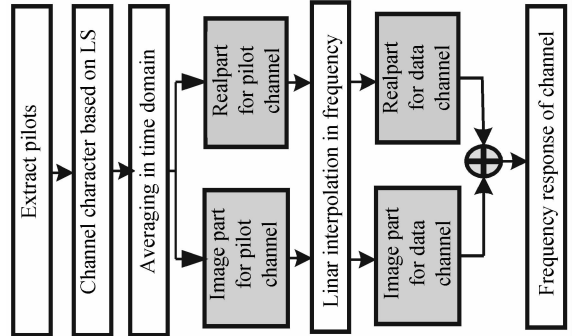


图 4 信道估计模块的功能示意图

Fig. 4 Functional diagram for the channel estimation module

#### 3.2 实验结果讨论与分析

为了便于对比分析,本文定义了导频开支  $P$ .  $P$  即为在一个 OFDM 帧内,其导频子载波的数量与该帧内有效子载波数量的比值.本文设置 3 种较为极端的导频间隔,即为 254 (导频开支为 0.78%)、50 (导频开支为 2.45%) 和 4 (即导频开支为 20.31%).此外,为了证实高斯噪声对估计准确度的影响,还对基于块状导频和梳状导频的插值方法比在导频间隔为 254 和 4 时的信道频响、星座图和不同速率的误码率曲线进行了对比分析.

对梳状导频平均后插值法和块状导频平均法估计出来的信道特性与真实信道的频域特性进行了对比,如图 5.在该图中,在 -23 dBm 接收光功率下,对不同的信道估计方法选取导频开支为 0.78% 和 20.31% 再

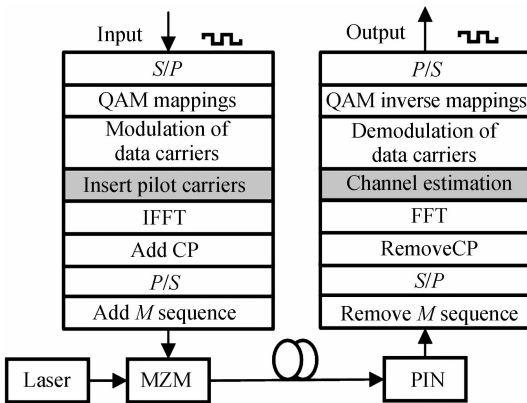
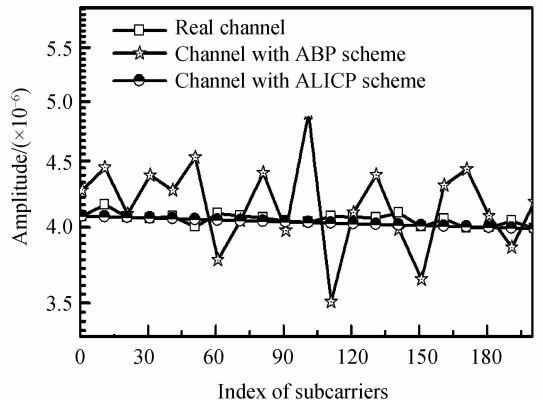


图 3 IMDD-OFDM 系统的实验原理示意图

Fig. 3 Experiment principle diagram in IMDD-OFDM system

在该实验中,OFDM 信号设置为:有效子载波个数为总子载波个数的 1/4,即有效子载波数为 256 个.为了便于在相同开支情况下,比较本文提出的方法与基于块状导频平均方法,本文设定 OFDM 的符号个数与有效子载波个数相等,即 OFDM 符号个数也为 256



(a) Channel response with 0.78% overhead

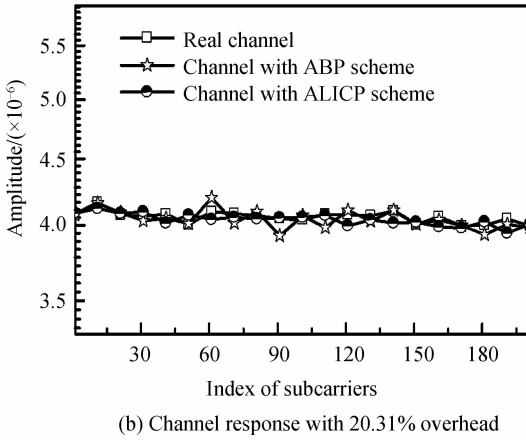


图 5 接收功率 -23 dBm 时,0.78%、20.31%导频开支下 ABP, ALICP 与真实信道特性曲线  
Fig. 5 At an optical power of -23 dBm, amplitude-frequency characteristic curves for ABP, ALICP schemes and Real channel under the pilots overhead of 0.78% and 20.31% respectively

分别与真实信道的幅频响应进行对比. 由该图可知,随着导频开支增加,块状导频平均算法估计出的信道特性逐渐接近真实信道. 对于本文提出的信号估计算法,即使在开支 0.78% 情况下也能与真实信道特性较好地匹配.

为了进一步验证本文提出的方法具有高的估计准确度,本文还计算了实际信号与估计信号的均方误差 (Mean Squared Error, MSE),如图 6. 由图可知,无论在高导频开支或低导频开支下,与传统的块状导频平均法相比,本文的信道估计法都更加接近实际系统的信道性能,尤其是在低导频开支下效果更明显. 这证明了本文方法可以用较低的导频开支获取更为接近实际系统的信道性能.

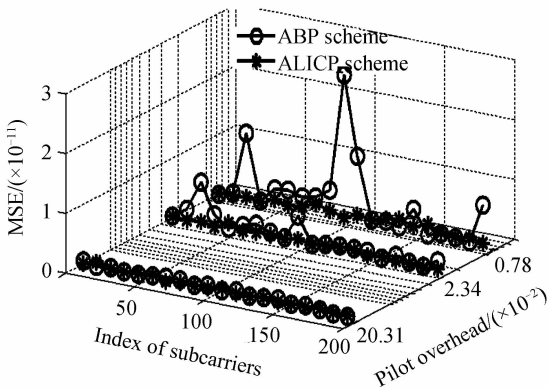


图 6 块状导频平均方法与本文方法估计频响的均方差  
Fig. 6 MSE of estimation frequency response between the ABP and ALICP schemes

图 7 为在接收光功率为 -21 dBm 的情况下,不同信道估计方法在不同导频开支下的星座图. 由该图可得,无论导频开支的大小,本文提出的信道估计算法均能获得较好的星座图,即星座图中的 16 点可以得到较

好分辨. 而对于块状导频平均算法来说,在低开支的情况下,其星座图比较发散,其 16 个点不能较好分辨. 这些结果与不同估计方法在不同开支下估计的信道特性是一致的,并能进一步验证第 2 节的分析.

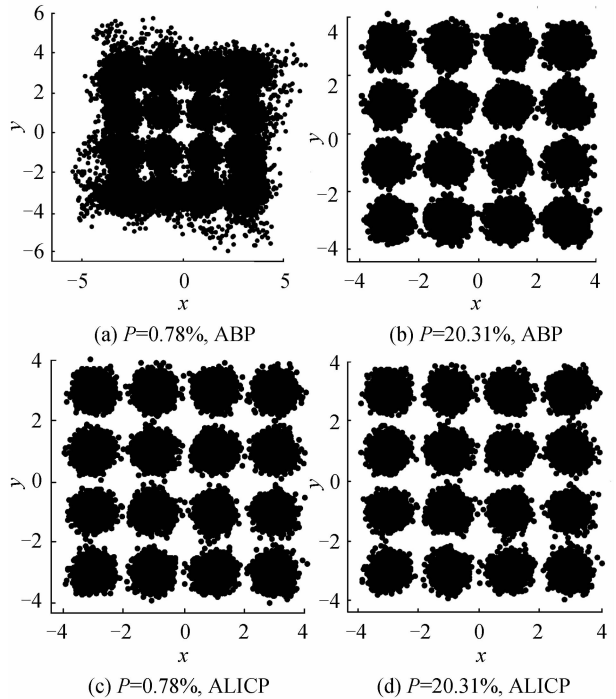


图 7 接收光功率为 -21 dBm 时,0.78%、20.31%导频开支下 ABP 和 ALICP 算法的星座图  
Fig. 7 At an optical power of -21 dBm, constellation diagrams for ABP, ALICP schemes under the pilots overhead of 0.78% and 20.31% respectively

图 8 为不同导频开支下各信道估计法的误码率 (Bit Error Rate, BER) 曲线对比图. 其中,LIBP 为基于块状导频的插值算法 (Linear Interpolation based on Blocked Pilot, LIBP),LICP 为基于梳状导频的插值算法 (Linear Interpolation based on Combed Pilot, LICP). 由图 8 可知,相比与块状导频平均方法和本文中提出的方法,基于块状导频和梳状导频直接插值的估计方法,其估计效果较差,这是由于这两种方法都没有考虑系统高斯噪声对估计结果的影响. 而基于块状导频平均法和在本文提出的信号估计方法中,在估计信道时都采用了平均操作,该操作可较好避免高斯噪声对估计结果的影响. 同时,在该图中易得,基于块状导频的平均法的性能随导频开支的减少而降低,即该方法受导频开支影响大,需要以高导频开支为代价来获取系统性能的提升. 这进一步证实本文前面的理论分析. 相比之下,本文提出的信道估计方法,在不同导频开支的情况下,其性能随导频开支的减少基本不变,即与导频开支无关,该结果也与本文前面的分析吻合. 此外,由图 8 可得,在高导频开支情况下,本文提到的信道估计与基于块状导频的平均方法误码率基本一致;而在低导频开支下,本文的方法与块状导频平均法

相比能获得较高的估计准确度. 比如, 当导频开支为 0.78% 时,  $BER=3.8 \times 10^{-3}$  在 FEC 限制条件下, 与块状导频平均法相比, 本文提出的方法可获得 4 dBm 的接受光功率的提升.

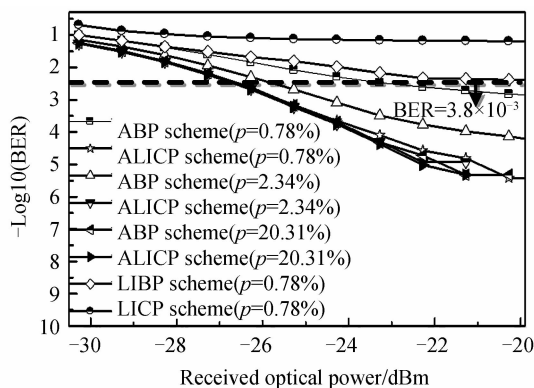
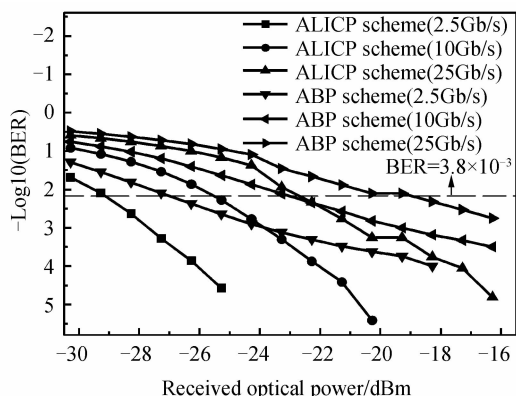
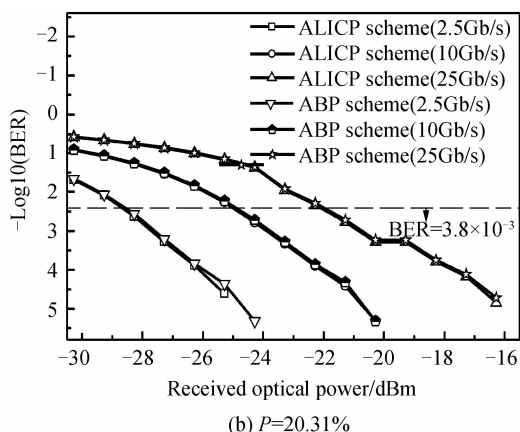


图 8 块状导频平均方法与本文方法的误码率曲线  
Fig. 8 BER curves of ABP, LIBP, LICP and our proposed algorithms

此外, 为了进一步验证本文提出的信道估计方法的特性, 本文还对比分析了不同数据速率条件的不同信道估计方法的 BER 性能. 由于受限于实验室的条件, 实验中只能获得每波长最高 10Gb/s 的 IMDD-OFDM 的传输特性. 为了获得不同速率对比情况, 本文搭建了基于 OptiSystem 的 IMDD-OFDM 系统仿真平台. 在该仿真平台中, 本文通过调节系统参量 (MZM, 光纤, 光电探测等), 使其 2.5Gbps 和 10Gbps 的结果与实验较为吻合. 在此情况下, 对比分析了单波长 2.5 Gbps, 10 Gbps 和 25 Gbps 情况下的信号误码率曲线, 如图 9. 由该图可知, 在不同的数据速率和导频开支下, 本文提出的算法不仅能获得较好的系统性能, 而且与导频开支无关. 如图 9(a), 在 25 Gbps 的情况下, 当导频开支为 0.78% 时, 与块状导频相比, 本文提出的方法在  $BER=3.8 \times 10^{-3}$  的 (Forward Error Correction, FEC) 限制条件下仍然能获得 4 dBm 的接受光功率的提升. 同时, 由图 9(b) 可知, 当导频开支到达 20.31% 时, 块状导频平均算法才能获得和本文算法相当的性能.



(a)  $P=0.78\%$



(b)  $P=20.31\%$

图 9 导频开支分别为 0.78%、20.31% 时不同速率的信道估计算法 BER 性能

Fig. 9 BER performance with different rate under the pilot overhead of 0.78%, 20.31% for different channel estimation schemes respectively

## 4 结论

针对 IMDD-OFDM 系统信道易受加性高斯白噪声的影响, 提出了一种基于梳状导频的先平均后线性插值的信道估计方法. 该方法, 一方面, 利用梳状导频的结构和高斯噪声均值为零的特性, 采用平均操作可较好地克服高斯噪声对信道估计准确度的影响; 另一方面, 充分考虑了光纤传输的特性, 利用线性插值方法来估计信道. 通过实验和仿真验证, 本文提出的方法对导频开支不敏感. 该方法能够在较低的导频开支下, 获得更佳信道估计效果, 可有效增加信道估计的效率, 提高信道的准确度, 降低系统的导频开支.

### 参考文献

- [1] WEI Chia-chien, CHENG Hsuan-lin, CHEN Hsing-yu, *et al.* Analysis of nonlinear distortion and SSII cancellation in EAM-based IMDD OFDM transmission[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, **33**(14): 3069-3082.
- [2] GIACOMIDIS E, KAVATZIKIDIS A, TSOKANOS A, *et al.* Adaptive loading algorithms for IMDD optical OFDM PON systems using directly modulated lasers[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2012, **4**(10): 769-778.
- [3] ZHANG Zhen, ZHANG Qian-wu, CHEN Jian, *et al.* Low-complexity joint symbol synchronization and sampling frequency offset estimation scheme for optical IMDD OFDM systems[J]. *Optics Express*, 2016, **24**(12): 12577-12587.
- [4] MA Yi-ran, YANG Qi, TANG Yan, *et al.* 1-Tb/s single-channel coherent optical OFDM transmission with orthogonal-band multiplexing and subwavelength bandwidth access [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, **28**(4): 308-315.
- [5] CHEN Ming, HE JING, CHEN Lin. Real-time demonstration of 1024-QAM OFDM transmitter in short-reach IMDD systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, **27**(8): 824-827.
- [6] JU Cheng, LIU Na, CHEN Xue. Iteration SSII cancellation in DD-OFDM PON upstream scheme[J]. *Optics Communications*, 2016, **364**: 9-12.

- [7] EFFENBERGER F, LIU Xiang. Power-efficient method for IM-DD optical transmission of multiple OFDM signals[J]. *Optics Express*, 2015, **23**(10): 13571-13579.
- [8] CHEN Hsing-yu, WEI Chia-chien, CHEN Yu-Chao, *et al.* 50-Gbps 100-km EAM-based OFDM-IMDD transmission employing novel SSII cancellation[C]. Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America, 2014: 1-3.
- [9] GIACOUMIDIS E, KAVATZIKIDIS A, TSOKANOS A, *et al.* Adaptive loading algorithms for IMDD optical OFDM PON systems using directly modulated lasers[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2012, **4**(10): 769-778.
- [10] HSU D Z , WEI Chia-chien, CHEN Hsing-yu, *et al.* 74.4% SSII cancellation in an EAM-based OFDM-IMDD transmission system[J]. *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, OSA Technical Digest*, Optical Society of America, 2013: 1-3.
- [11] JU Cheng, YANG Peng-fei, CHEN Xue, *et al.* 40 Gbps 100-km SSMF VSB-IMDD OFDM transmission experiment based on FBG filter[J]. *Optics Communications*, 2014, **329**: 184 - 189.
- [12] HENKEL M, SCHILLING C, SCHROER W. Comparison of channel estimation methods for pilot aided OFDM systems [C]. Vehicular technology conference, 2007: 1435-1439.
- [13] TAHWRI Z, ARDEBILIPOUR M, MOHAMMADI M A. Channel estimation in time and frequency domain in OFDM systems [C]. *Wireless networks and information systems*, 2009: 209-212.
- [14] TIAN Yue-hua, BI Mei-hua, HE Hao. Power budget improvements using grouped pilot channel estimation for OFDM-PON [ C ]. Asia Communications and Photonics Conference, 2013.
- [15] COLERI S, ERGEN M, PURI A. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2002, **48**(3): 229-233.