

基于低采样率模数转换器的延时复用频分多址无源光网络

白光富 江阳 胡林 田晶 訾月姣

Delay division multiplexing orthogonal frequency-division multiple access passive optical networks using low-sampling-rate analog-to-digital converter

Bai Guang-Fu Jiang Yang Hu Lin Tian Jing Zi Yue-Jiao

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, **66**, 194204 (2017) DOI: 10.7498/aps.66.194204

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.194204>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2017/V66/I19>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

室内可见光通信复合光学接收端设计与分析

Design and analysis of composite optical receiver for indoor visible light communication

物理学报.2017, 66(8): 084207 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.084207>

基于连续扫频光时域反射的全同弱光栅高速解调方法

High speed demodulation method of identical weak fiber Bragg gratings based on wavelength-sweep optical time-domain reflectometry

物理学报.2016, 65(20): 204209 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.204209>

多光谱可见光通信信道串扰分析

Analysis of channel crosstalk in muliti-spectrum visible light communication system

物理学报.2016, 65(9): 094208 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.094208>

复合抛物面聚光器作为可见光通信光学天线的设计研究与性能分析

Design research and performance analysis of compound parabolic concentrators as optical antennas in visible light communication

物理学报.2015, 64(12): 124212 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.124212>

基于谐波拟合产生周期性三角形光脉冲串的实验研究

Experimental demonstration on triangular-shaped pulse train generation based on harmonic fitting

物理学报.2014, 63(15): 154210 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.154210>

基于低采样率模数转换器的延时复用频分多址无源光网络*

白光富^{1)2)†} 江阳²⁾ 胡林²⁾ 田晶²⁾ 訾月姣¹⁾

1) (贵州大学大数据与信息工程学院, 贵阳 550025)

2) (贵州大学物理学院, 贵阳 550025)

(2017年4月19日收到; 2017年7月15日收到修改稿)

基于正交频分复用技术的无源光网络中, 光网络单元为了获得其所属小部分下行数据, 需高采样率模数转换器将所有频宽的信号恢复才能分出其所需要数据. 同时正交频分信号峰均比很高, 传输中容易引起非线性效应. 为此, 本文提出一种基于低采样模数转换器的延时复用频分多址无源光网络. 在光线路终端将数据序列交错排序并在时域映射为正交幅度调制信号; 再通过离散傅里叶变换扩频技术, 将信号转换为频域信号并映射到子载波上. 通过预先发送和回传训练信号, 估测包括延时采样和低采样接收在内的信道频响; 再将频域信号利用估测信息在光线路终端做预处理, 从而使信号传输中的失真得到有效预补偿. 本文实验演示了含有多个光网络单元的系统, 对于含有 M 个光网络单元的无源光网络, 模数转换器的采样率可以降低到 $1/M$ Nyquist 采样率, 实验中模数转换器的采样率可以降低到 $1/32$ Nyquist 采样率; 由于下行信号通过光线路终端预处理实现失真预补偿, 光网络单元接收到的信号不需要均衡, 不需要傅里叶变换和傅里叶逆变换, 避免了与之对应的相关计算量, 降低了光网络单元的计算复杂度; 由于使用了扩频技术, 信号波形具有更低的峰均比, 从而降低了非线性对信号的影响, 增加了功率预算. 此外, 随着光网络单元的增加, 信号的误码率几乎没有增加, 光网络单元个数增加到 32 时, 向前纠错极限为 10^{-3} 的功率代价小于 0.5 dB; 系统对光网络单元采样时刻偏离具有一定容限; 25 km 光纤传输的功率代价大约 0.5 dB. 理论和实验均证明本方案能够简化光网络单元, 降低无源光网络的成本; 与传统的无源光网络相比具有明显优势.

关键词: 无源光网络, 正交频分多址技术, 模数转换, 采样率

PACS: 42.79.Sz, 42.81.Uv, 07.50.Qx, 84.40.Ua

DOI: 10.7498/aps.66.194204

1 引言

在最近的四十年间, 居民通信业务增长非常迅速. 包括语音通话、电视广播、无线电广播和互联网在内的多种通信技术给大众提供了丰富的信息服务, 为民众的生活带来了很大的便利^[1]. 然而, 随着多媒体、高清视频、大数据定向传输、大型在线游戏等新型服务的出现, 近年来人们对大带宽的需求越来越迫切^[2-4]. 为了获得更高的数据传输速率以

满足新型数据业务的需求, 有多个研究组提出了基于无源光网络 (passive optical network, PON) 的复用技术^[5-9]. 比较典型的有时分复用无源光网络 (time division multiplexing PON, TDM PON)^[5] 和正交频分复用无源光网络 (orthogonal frequency division multiplexing PON, OFDM PON)^[6] 两种. OFDM PON 由于具有高频谱效率、高线性色散容限和信号均衡简单等优点, 被认为具有更佳的应用前景^[8]. OFDM PON 还可以进一步分为基于波分复用 (wavelength division multiplexing, WDM)

* 国家自然科学基金 (批准号: 11264006, 61465002, 61650403)、贵州省留学人员科技创新项目 (批准号: 2016-23) 和贵州省社发公关项目 (批准号: 2013-3125) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: baiguangfu123@163.com

的OFDM PON和基于子载波分配技术的OFDM PON两种^[9,10]. 与基于WDM的OFDM PON相比, 基于子载波分配技术的OFDM PON能够动态分配带宽, 而且系统成本较低. 因此, 正交频分复用多址接入(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA) PON能够将带宽动态地分配给不同用户, 带宽分配具有非常高的灵活性^[8]. 此外, 还有学者将TDM和OFDM技术融合, 提出了基于OFDM的时分多址接入(time division multiple access, TDMA) PON^[11].

然而, 无论是哪一种无源网, 光网络单元(optical network unit, ONU)为了获得其所需的小部分下行数据, 都需要高采样率的模数转换器(analog to digital converter, ADC)解调高速率的OFDM信号^[8,9], 才能分出其需要的数据. 在PON中, 简化ONU对于降低硬件成本、操作和维护成本有非常重要的意义. 为此, 有学者提出了基于通道性质复用(channel-characteristic-division, CCD)的OFDM PON^[12]. 在文献^[12]中, ADC采样率可以降低到 $1/32$ Nyquist频率. 但是该方案需要在光线路终端(optical line terminal, OLT)和各ONU间设计不同的物理通道, 使每个通道的频响不一样, 以实现不同ONU的信号能够容易区分并被解调. 显然, 这增加了ONU的设计和建设成本; 重要的是, 这还使子载波只能在具有相同频响的通道内使用和分配, 系统带宽在各通道间不能动态分配和共享, 降低了系统带宽分配的灵活性; 基于OFDM技术的子载波动态分配的优势没有被发挥出来. 为此, 文献^[13, 14]提出了一种基于延时复用的OFDMA PON. 在该方法中, 先通过设计特殊的训练符号(training symbol, TS)估测包括低于Nyquist频率接收, 延时采样在内的通道总频响; 再基于估测的总频响将信号在OLT做预处理. 在ONU端, 通过延时采样, 能够使用低采样率的ADC接收和解调数据. 相对于文献^[12], 该方案具有较低的计算复杂度并且没有增加额外的硬件. 同时也需要注意到, 单载波(single carrier, SC)频分复用多址接入(FDMA)技术与前两个工作中使用的OFDMA技术相比, 前者具有更低的峰均功率比(peak to average power ratio, PAPR), 因而能够降低系统光调制器和电放大器等有源器件的非线性对信号的影响, 提升系统的功率预算. 但是

在SC-FDMA PON中, ONU需要使用离散傅里叶变换(discrete Fourier transformation, DFT)将数据转换并在频域均衡, 再通过离散傅里叶逆变换(inverse discrete Fourier transform, IDFT)将数据转到频域才能取出相应的数据. 由于在ONU需要做DFT和IDFT, 因此SC-FDMA技术一般仅被用作上行数据的传输^[15], 以便利用OLT强大的资源完成DFT和IDFT的计算.

在文献^[12—14]的基础上, 我们提出了一种新的基于延时复用技术的SC-FDMA PON架构^[16]. 在该架构中, OLT使用SC-FDMA调制信号, 通过DFT扩频(DFT spread, DFT-S)技术^[17,18]降低信号的PAPR. 在该方案中, 由于包含低采样接收和延时采样在内的频响能够通过训练符号估测, 并在OLT通过预处理过程补偿. 下行信号能够通过ONU使用低采样ADC接收, 而且信号无需再做均衡, 因此, ONU不再需要DFT和IDFT解调信号. 该方法进一步降低了ONU数据处理的计算复杂度; 同时具有更低的PAPR, 从而提升了信号的品质和系统的功率预算. 本文在前期工作的基础上, 进一步详细讨论信号预处理过程使用的补偿矩阵. 同时, 由于准确估测通道训练信号的设计是对信号成功预处理的关键, 本文也进一步讨论了如何设计训练信号. 另外, 本文还研究了光纤色散对ONU个数和ONU收到的信号的影响.

2 工作原理

2.1 两种基于时间延时复用和低采样接收的PON架构

基于时间延时复用的OFDMA PON^[13]可以简单地用图1表示. 假设该系统有 M 个ONU, 则在OLT, OFDM子载波将被均分为 M 组, 将所有ONU需要的数据依次映射到子载波上, 每一组子载波携带的数据对应于一个ONU需要的数据. 映射后的OFDM信号将被预处理从而使传输和接收过程中引起的失真得到预补偿, 补偿信息通过预传输训练信号进行估测. 被预处理过的信号经过采样率为 SR 的DAC转换为模拟信号后, 被光电调制器调制到光载波上, 再通过光纤传输到远端. 在远端, 通过光功率分配器(splitter)将光信号分配给不同的ONU, 经光电转换后, 使用采样率为 SR/M

的ADC将数据转换为数字信号, 然后通过DFT将信号转化到频域从而得到该ONU需要的信号. 与传统的OFDMA 方案相比, 该方法中ONU只需要 $1/M$ Nyquist 频率的ADC将信号做模数转换, 而且ONU的DFT大小也只有OLT的 $1/M$. 此外, 由于包括通道频响、采样失真、延时在内的信号失真已经被预补偿, 信号不需要在时域或频域做均衡. 因此, 基于时间延时复用的OFDMA PON降低了ONU的硬件需求和计算复杂度, 简化了ONU, 降低了ONU的成本. 但是, 由于信号是在频域编码的信号, ONU需要先将收到的信号做DFT才能解调出数据. 同时, 由于OFDMA信号的PAPR比

SC-FDMA高, 为了降低信号在光电转换和传输中的非线性效应, OLT的发射功率受到限制. 为了获得足够的探测功率, ONU需要使用前置放大器 (pre-amplifiers) 放大信号来获得足够的探测功率.

基于延时复用技术的SC-FDMA PON架构^[16]如图1(b)所示, 与图1(a)不同之处在于数字信号先在时域被调制, 再通过DFT扩频技术将信号转到频域, 再被映射到子载波上. 同时, 本架构的ONU接收到的信号为被补偿过的时域信号, 不需要再进行DFT和IDFT变换, 用低采样率ADC接收到的数据即为该ONU需要的数据. 因此ONU得到了进一步简化. 需要指出的是, 本方法的优势

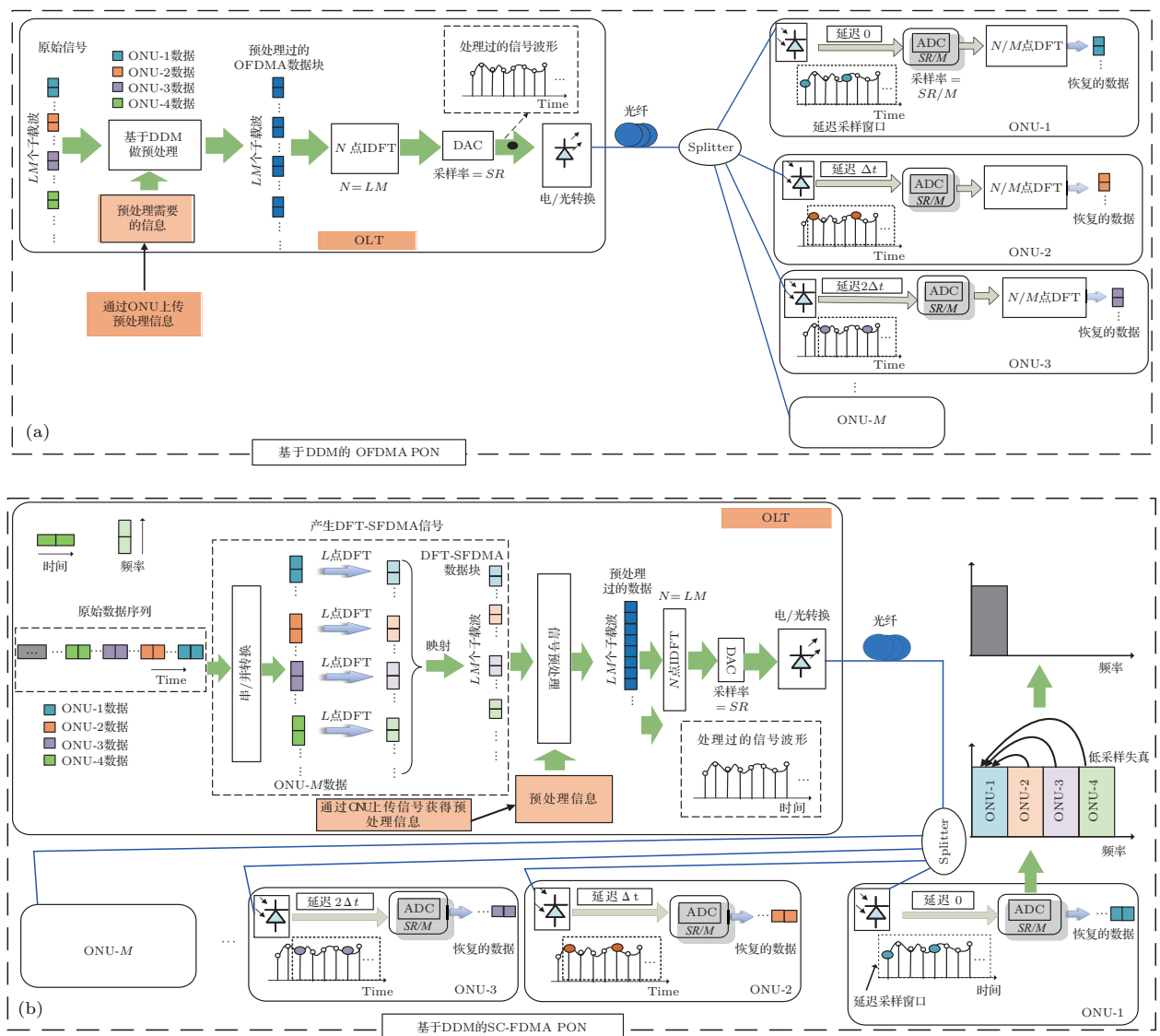


图1 (网刊彩色) 两种基于延时复用和低采样接收的PON架构 (a) 延时复用OFDMA PON; (b) 延时复用DFT扩频OFDMA PON

Fig. 1. (color online) Two kinds of PON schemes: (a) Concept of DDM-based OFDMA PON scheme; (b) DDM-based DFT-S-FDMA PON.

在于降低了ONU的计算复杂度,简化了ONU,降低了ONU的建设、维护成本.本架构虽需要在OLT端使用DFT扩频技术,并需要在OLT做数据预处理,增加了OLT的计算复杂度和开销,或者说将ONU的成本转嫁到OLT,但是我们认为值得.首先,传统OLT和ONU在性能方面本身就有显著差异,OLT的计算能力一般明显高于ONU,而传统OFDM PON中,OLT本身就承担DFT和IDFT的数据处理,如果将传统OFDM PON的计算复杂度定义为 CPX ,ONU中的DFT和IDFT计算转嫁到OLT上,OLT额外的DFT的计算量与原本的计算量相同,总的复杂度只是增加到 $2CPX$,即只是同量级复杂度的增加,不会给OLT带来太大的负荷;相反,从ONU来看,复杂度降低就很明显,传统ONU中,对于FFT size为 N 的一个OFDM symbol,完成一次DFT的计算量为 N^2 次复数乘法和 $N(N-1)$ 次,完成一次IDFT也需要相同的计算量,在我们的方案中,这些计算就可以省略.其次,对于单级PON接入网,ONU的个数可以多达64个,对于长距离传输的PON和多级PON,ONU的个数可能会更多,因此降低ONU的开销可能会更有利.同时还需要指出的是,该架构与传统的TDMA PON也有明显的区别,传统的TDMA系统多使用非归零(non return to zero, NRZ)码和开关键控(on off keying, OOK)调制,随着调制速率的增加,光纤色散将会产生严重的符号间干扰(inter-symbol interference, ISI)^[19].相反,在本架构中,由于使用OFDM技术,可以通过循环前缀(cyclic prefix, CP)来抵抗色散引起的符号间干扰.最后需要说明的是时间延迟对本架构也是非常重要的,因为对于一般的PON系统,不同的ONU通道仅有光纤长度不同(差别在几公里到十几公里范围),因此它们的频响几乎是相同的^[14].为了容易区分不同ONU通道和方便ONU分离和提出所属的数据,需要设置不同时间延迟来构造不同的通道频响.

2.2 基于延时复用技术的SC-FDMA PON原理

为了对本文提出的系统做数学推导,需要定义相关参数.如图1(b)所示,设OLT的ADC采

样率为 SR ,所有ONU的采样率均为 SR/M , M 为ONU的个数.在OLT,一个数据包含有 ML 数据点,依次相邻的 L 点分属同一个ONU;该数据包中的数据点被正交幅度调制(quadrature amplitude modulation, QAM)后,再通过时间交错(time-interleaving)方式分配给同一个时间槽(time slot),构成向量信号 S ;依次相邻的 L 点数据通过DFT-S方式做 L 点DFT变换;再将被变换到频域的数据包映射到不同的子载波上构成一个DFT-S FDMA数据块.设信号由于低采样ADC引起的失真为 A ,通道频响为 C ,不同ONU使用不同的时间延迟接收信号引起的失真为 T .则通过信道传输,所有ONU在同一个时间槽内收到的数据构成的向量为

$$HS = S', \quad (1)$$

其中, $H = ATC$.

为了使ONU接收的信号为 S ,需要在OLT将信号做预处理.为此,设预处理矩阵为 P ,则预处理后的信号 Q 变为

$$Q = PS. \quad (2)$$

由(1),(2)两式可以看出,只有当 P 为 H 的逆矩阵,即 $P = H^{-1}$ 时,ONU接收到的信号 S' 才等于 S .这里还需要注意的是 $P = H^{-1} = (ATC)^{-1}$,因此如果能够准确得到 A, C, T ,就可以构造预处理矩阵.通过上面的分析不难看出,由于信号传输中的所有失真都通过预处理得到补偿,收到的信号不需要再做均衡;而且由于信号是在时域被QAM调制,ONU接收到的信号即为所需要的时间信号,不需要再做DFT和IDFT的转换,降低了ONU的计算复杂度,提高了信号的处理效率.

2.3 A, C, T矩阵

如图1(b)所示,低采样过程将导致不同ONU的子载波信号完全重叠在一起,比如对于一个 LM 点的向量信号,低采样ADC接收到的信号将变为 L 点的向量信号,每个点被以 L 点为周期的原信号重叠.因此低采样ADC引起的失真矩阵 A 是一个 $LM \times LMM$ 的矩阵. A 的具体形式如附录A所示.

通道频响 C 可以表示为如下形式:

$$C = \begin{bmatrix} C_{1,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_{1,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & C_{1,LM} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C_{M,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_{M,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & C_{M,LM} \end{bmatrix}_{LMM \times LM},$$

其为 LMM 行 LM 列的矩阵, $C_{m,n}$ 表示第 m 个 ONU 中第 n 个子载波的频响. 通过训练符号, 可以获得频响, 每个 ONU 可以将其通道频响回传给 OLT, 因此对于 OLT, C 矩阵可以获得.

由于在一般的 PON 架构下每个 ONU 的频响非常接近, 我们通过设置不同的时间延迟区分不同 ONU 信号. 从频域的角度来看, 由于所有 ONU 通道频响接近, 低采样过程又导致不同 ONU 的子载波信号完全重叠在一起, 如果各子载波的相位相同, 无论在频域还是在时域均无法区分和分离数据, 因此时间延迟是非常必要的. 设相邻 ONU 的时延均为 Δt , 也即是相邻 ONU 的采样起始点相差 Δt 时间. 从频域看来, 相当于相邻的子载波有不同的相位变化. 延时接收信号引起的失真矩阵 T 的具体形式如附录附录 B 所示. T 为 LMM 行 LMM 列的对角矩阵.

通过以上分析, 矩阵 A, C, T 均可以求得, 因此可以在 OLT 对信号做预处理和补偿.

为了更具体地分析矩阵 H 的形式, 我们以一个具体例子进行分析. 假设 PON 架构有两个

ONU, 含有 8 个子载波. 由于在低采样前, 信号经历了延时, 因此低采样后的信号不会出现相干叠加, 为方便讨论可以认为 A 矩阵中的非零元素均为 1. A, C, T 分别为:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{8 \times 16};$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & & & & & & & & & & \\ & 1 & & & & & & & & & & & & & & & \\ & & \ddots & & & & & & & & & & & & & & \\ & & & 1 & & & & & & & & & & & & & \\ & & & & e^{j\omega_0 \Delta t} & & & & & & & & & & & & \\ & & & & & e^{j2\omega_0 \Delta t} & & & & & & & & & & & \\ & & & & & & \ddots & & & & & & & & & & \\ & & & & & & & e^{j8\omega_0 \Delta t} & & & & & & & & & \end{bmatrix}_{16 \times 16}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_{1,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_{1,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & C_{1,8} \\ C_{2,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_{2,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & C_{2,8} \end{bmatrix}_{16 \times 8}.$$

因此, 可以求出 H 矩阵为:

$$H = ATC$$

$$= \begin{bmatrix} C_{11} & 0 & 0 & 0 & C_{15} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{12} & 0 & 0 & 0 & C_{16} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{13} & 0 & 0 & 0 & C_{17} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{14} & 0 & 0 & 0 & C_{18} \\ C_{21} e^{j\omega_0 \Delta t} & 0 & 0 & 0 & C_{25} e^{j5\omega_0 \Delta t} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{22} e^{j2\omega_0 \Delta t} & 0 & 0 & 0 & C_{26} e^{j6\omega_0 \Delta t} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{23} e^{j3\omega_0 \Delta t} & 0 & 0 & 0 & C_{27} e^{j7\omega_0 \Delta t} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{24} e^{j4\omega_0 \Delta t} & 0 & 0 & 0 & C_{28} e^{j8\omega_0 \Delta t} \end{bmatrix}_{8 \times 8} \quad (3)$$

求出矩阵 H 后, 很容易求出其逆矩阵和预处理矩阵.

2.4 训练符号设计

为了准确估计出每个ONU的通道频响, 在同一个时间槽内只能有一个ONU对应的子载波携带数据, 其余子载波不带数据. 训练信号的设计如图2所示, 一般情况下, 为了较准确地估计每个ONU通道的频响, 每个子载波会有多个数据块(block). 在这里我们还需要指出, 由于是基带传输, 无论是数据传输还是训练信号传输, 正频的子载波数据与负频的子载波数据之间是共轭关系, 这意味着只有正频的子载波携带数据.

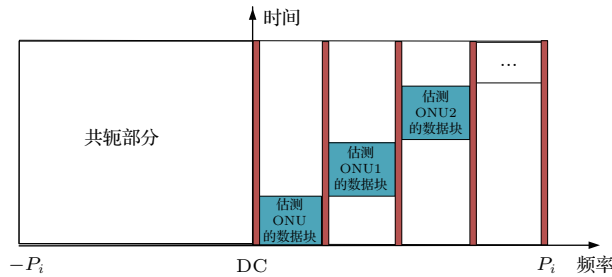


图2 (网刊彩色) 估测通道频响的训练信号的结构

Fig. 2. (color online) Structure of the training symbol for estimating the channel response.

3 实验架构

图3是本方案采用的实验架构. DFT-S FDMA数据块或者用作预估测通道的训练信号由MAT-

LAB程序产生, 然后输入任意波形发生器(arbitrary waveform generator, AWG, 型号: Tektronix7122B)产生相应的电波形. AWG的采样率是12 GHz, DAC幅度分辨率(DAC resolution)是8比特. DFT-S FDMA的DFT大小2048, 子载波数为1024; 由于是基频信号, 对应的信号带宽是3 GHz, 相应的Nyquist频率为6 GHz; 数据格式为16QAM, CP长度为1/32时槽. 光发送端由一个吸收式调制分布式反馈激光器(electro-absorption modulated distributed feedback laser, EML), 一个掺铒光纤放大器(EDFA), 一个光带通滤波器和一个衰减器顺接构成. 在ONU端, 有一个真实的ONU(ONU-1)和多个虚拟的ONU. 在ONU-1, 我们通过一个可调衰减器来模拟ONU数变化功率分配器带来的功率损失. 本实验分别验证了系统含有1, 2, 4, 8, 16, 32个ONU的情况. 光信号被光电探测器(PD)转化为电信号后, 通过一个采样率为40 GHz的数字示波器(digital oscilloscope, DSO, 型号: Tektronix, DSOX91204A)接收, 该信号通过MATLAB程序重新被采样使信号的采样率变为1/M Nyquist (M为ONU个数). 数据均衡采用单抽头均衡(one tap equalizer), 误码率(BER)计算方法通过统计总的错误比特数方法计算(bit error count)得到.

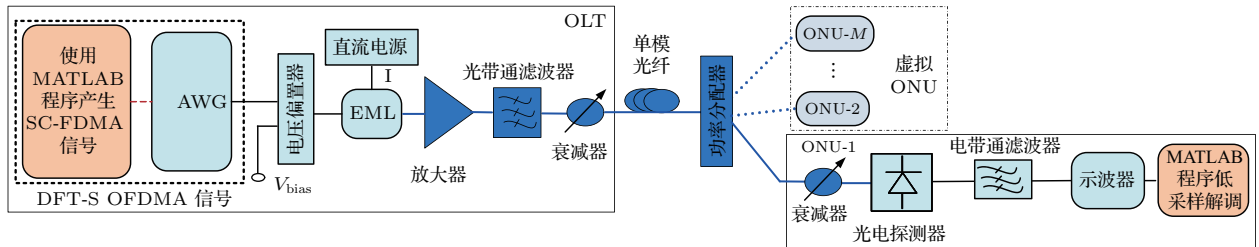


图3 (网刊彩色) 实验架构

Fig. 3. (color online) Experimental setup.

4 实验结果与讨论

4.1 通道频响

在PON系统中, 一般ONU的元件和架构都是相同的, 主要的差别在于OLT到各ONU的距离可能会不同, 而且一般PON的范围小于35 km. 为了探索不同光纤长度对系统频响的影响, 我们分别测试了AWG的频响、系统背对背接收时的频

响、信号传输10 km和35 km的频响, 如图4所示. 由图4(a)可以发现, 由于本架构是EML调制和光电探测器直接探测, 信号是双边带基带信号; 因此其正频和负频的幅度频响是对称的; 还可以看到AWG高频部分的幅度频响比较差. 对比几种情况的幅度频响, 不难发现系统的幅度频响主要取决于AWG的幅度频响, 结合相应的相位频响(如图4(b)所示), 几种情况的频响几乎是相同的. 因此, 对于典型的PON系统, 不同OLT到ONU的通

道频响几乎是相同的, 光纤长度对频响的影响非常小, 如果按照文献 [12] 的方式, 要在硬体上增加附加的结构以改变 OLT 到不同 ONU 通道频响, 将会明显增加系统的成本. 相反, 在我们提出的方案中, 即使对于通道频响差异很小的通道, 我们是通过延时来构造 OLT 到不同 ONU 的通道频响. 对于含有 4 个 ONU 的系统, 由原理部分的分析可知, 如果相邻 ONU 的采样时刻延迟为 Δt , 则第一个 ONU 通道的相位频响为 0° , 第二个通道的相位频响为 $n\omega\Delta t$, 第三个通道的相位频响为 $2n\omega\Delta t$, 第四个通道的相位频响为 $3n\omega\Delta t$, 其中, $\omega/2\pi$ 为子载波频率间隔, n 代表第 n 个子载波. 由实验条件可知子载波的间隔约 5.9 MHz, 当相邻采样时间延迟为 166.67 ps 时, 如图 5 所示, 四个通道的相位频响分别为 $0^\circ, 0.3554n^\circ, 0.7108n^\circ$ 和 $1.0662n^\circ$, 相位延迟与子载波序数为线性关系, 且不同 ONU 的相位频响的斜率明显不一样. 结果表明尽管本系统中的 OLT 到不同 ONU 的幅度频响几乎相同, 通过在不同的 ONU 端设定不同的采样时刻, 能够在不增加附加硬件的情况下, 构造不同通道的相位频响, 从而实现了通道频响的显著区分.

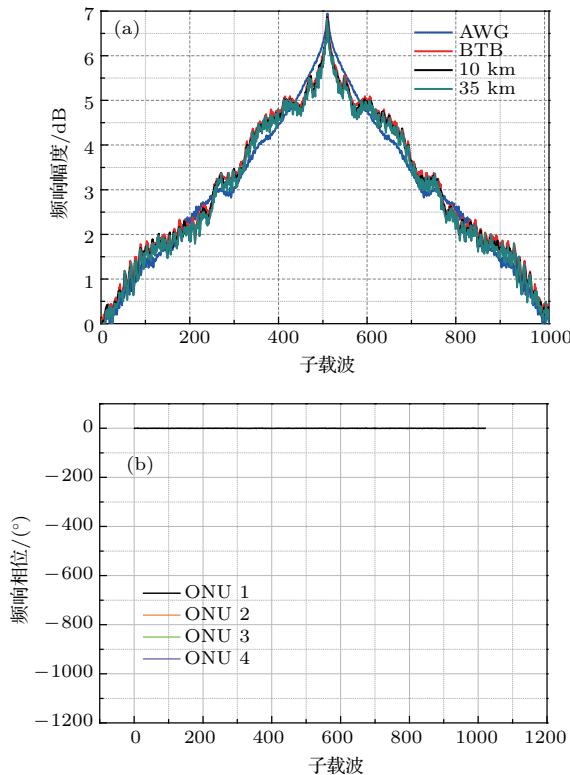


图 4 (网刊彩色) 系统频响 (a) 幅度频响; (b) 相位频响
Fig. 4. (color online) The system response: (a) Amplitude response; (b) phase response of the proposed system.

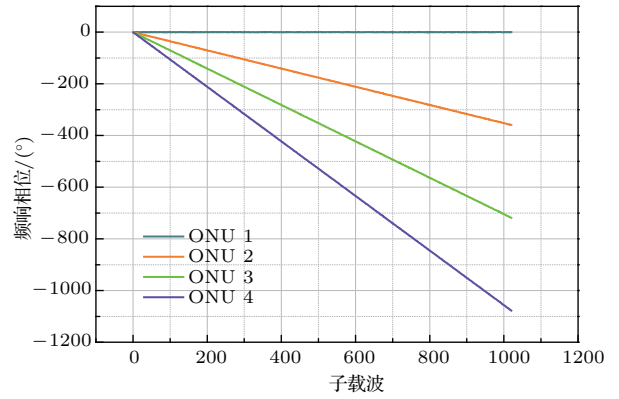


图 5 (网刊彩色) 相邻 ONU 的延时为 166.7 ps 时的相位频响
Fig. 5. (color online) The phase response when the delay is 166.7 ps.

4.2 不同延时对信号的影响

由于 ONU 使用了低采样的 ADC, 接收数据在频域上子载波是重叠的 (如图 1 (b) 所示). 因此任意 ONU 在某时刻收到的数据可以看作是所有 ONU 在该时刻的数据的线性组合. 根据本文提出的方案, 为了收到的数据不需要做均衡, 这意味着其他数据的权重必须为零, 因此, 采样时刻对该系统非常重要. 为了更具体地探讨该问题, 我们计算了系统含有 4 个 ONU 时各 ONU 采样时刻与单抽头均衡系数 (one tap equalizer coefficient) 的关系. 如图 6 所示, 对于第一个 ONU, 如果在时刻开始采样, 其他 ONU 数据的权重为 0, 不会对第一个 ONU 产生影响, 从而保证了第一个 ONU 收到的数据不需要做均衡. 同理, 后面三个 ONU 开始采样的理想时间点应该依次为 166.67, 333.34, 500.01 ps. 如果各 ONU 的开始采样时刻偏离了理想位置, 收到的信号将受到其他信号的影响. 但是, 我们也需要注意到, 由于抽头系数随时间正弦 (余弦) 变换, 当采样起始时刻偏离较小时 (比如小于 0.02 ps), 由于其他 ONU 的抽头系数权重很小, 对信号的影响也很小. 因此, 系统对 ONU 的采样时刻偏离理想采样时刻具有一定的容限. 同时还需要指出的是, 在我们的实验中, AWG 时钟信号 (相当于系统 OLT 发射信号时钟) 和示波器的时钟 (相当于 ADC 的采样时钟) 是使用同一个时钟 (AWG 时钟), 而低采样过程是通过 MATLAB 程序仿真实现, 而不是一个低采样的示波器或者实体的 ADC 采样器 (比如, 可编程门阵列, FPGA), 因此没有因为时钟漂移引起的采样偏离问题. 在实际中, OLT 和 ONU 的时钟

是独立的或者说是通过光纤与信号一起传输, 有可能出现因系统不稳定引起的时钟漂移. 当误差很大时, 只有重新估测通道频响做预补偿. 系统时钟如果随时间抖动很大, 将会导致系统频繁估测通道, 增加系统的开销. 幸运的是, 一般情况下PON系统比无线系统或者ROF系统稳定, 时钟抖动不会很激励.

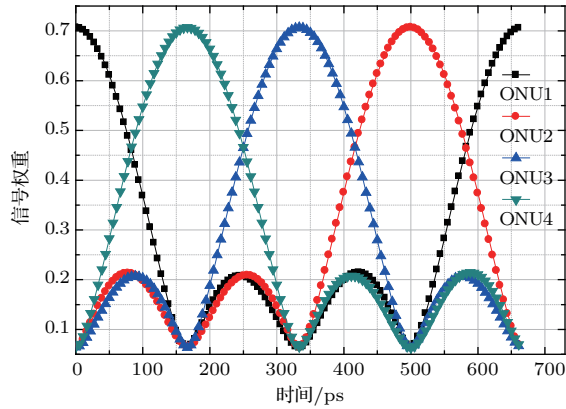


图6 (网刊彩色) 不同时刻 ONU 的抽头系数

Fig. 6. (color online) The tap coefficients at different time.

4.3 背对背测试 (back to back, BTB)

图7是系统在BTB情况时, 信号的误比特率 (bit error rate, BER) 曲线和星座图. 由图7(a)可以看出, 对于只有1个ONU或者是32个ONU的PON系统, 在ONU端, 信号做均衡(W/EQ与未做均衡(W/O EQ)的误码率曲线几乎是相同的. 这说明通过在OLT的预处理过程, 各种失真已经得到了很好的补偿, 所以ONU不需要对信号再做均衡. 图7(b)和图7(c)是BER在FECL为 10^{-3} 时与7(a)相对应的四种情况的星座图, 可以看出此时的星座点可以容易区分开来.

由图8可以看出, PON系统的ONU个数从1个增加到32个, 信号的品质有略微下降, 但向前纠错极限 (forward error correction limit, FECL) 为 10^{-3} 时功率代价小于0.5 dB. 虽然ONU的增加对信号的品质影响很小, 但是当ONU数大于32时, 系统将不能提供足够的功率预算. 此外, 我们知道在OFDM信号中, 直流分量不能携带信号, 由于本系统使用低采样的ADC, 分属不同ONU的子载波将有一个(第一个)载波分量周期性地叠加到直流分量上, 因此对于这些载波分量不能携带信号, 随着ONU的增加, 这类子载波的比例将越来越大, 降低了系统的频谱效率. 因此在本实验中, ONU最多

个数为32. 同时, 在解调过程中为了消除DC项带来的影响, 信号预处理时要保证DC分量为零. 对此, 文献[20]已经做了详细讨论.

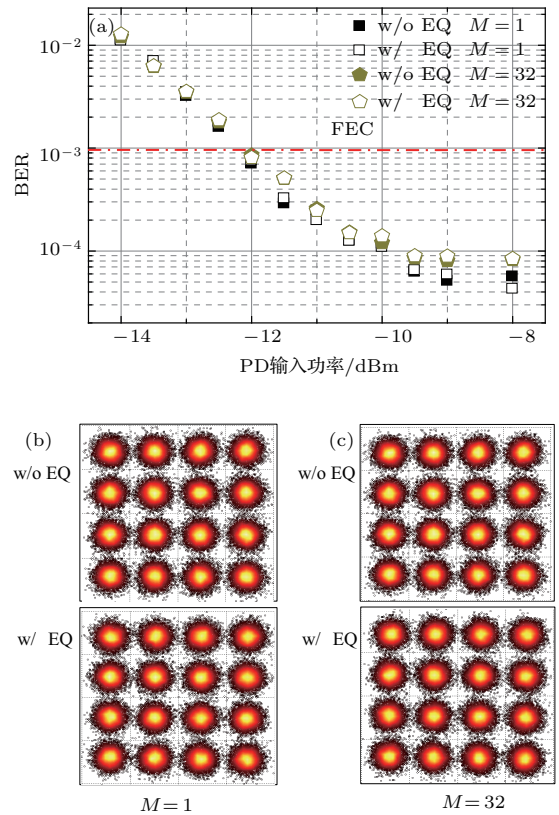


图7 (网刊彩色) BTB时信号的BER曲线和星座图 (a) BER随PD输入功率的变化; (b) $M = 1$, PD输入功率为12 dBm时的星座图; (c) $M = 32$, PD输入功率为12 dBm时的星座图

Fig. 7. (color online) The BER curve and the constellation of at BTB: (a) The BER performances with equalization or not at BTB, setting $M = 1, 32$; measured constellations at -12 dBm PD power input, setting (b) $M = 1$ and (c) $M = 32$.

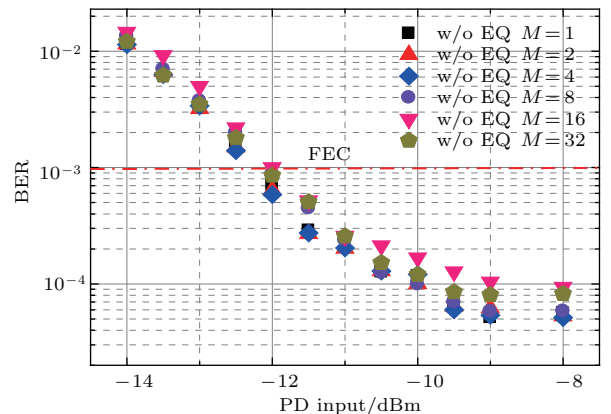


图8 (网刊彩色) $M = 1, 2, 4, 8, 16$ 和 32 时 BER 随 PD 输入功率的变化

Fig. 8. (color online) The BER performance without equalization as function of PD input power at BTB setting $M = 1, 2, 4, 8, 16$ and 32.

4.4 传输 25 km 光纤

为了探测光纤对信号品质的影响, 我们测试了 25 km 光纤传输后信号的品质. 图 9 (a) 是系统只有 1 个 ONU 时 BER 随着 OLT 的光纤入射功率变化曲线. 图 9 (b)—(e) 是 OLT 的光纤入射功率为 0.5, 9, 10.5, 11.5 dBm 时的星座图. 由图 9 (b)—(e) 可见, 当 OLT 的光纤入射功率小于 9 dBm 时, 信号

的星座图比较容易区分, 当 OLT 的光纤入射功率大于等于 10 dBm 时, BER 上升非常激烈; 当 OLT 的光纤入射功率达到 11.5 dBm 时, BER 已经大于 FECL, 星座很难区分开来. 这是由于当功率大于 10 dBm 时, 光纤的四波混频和自相位调制等非线性效应越来越严重 [21,22], 导致 BER 上升. 为了避免非线性效应, 我们在后面的测试中, 将 OLT 的光纤入射功率控制在 9 dBm.

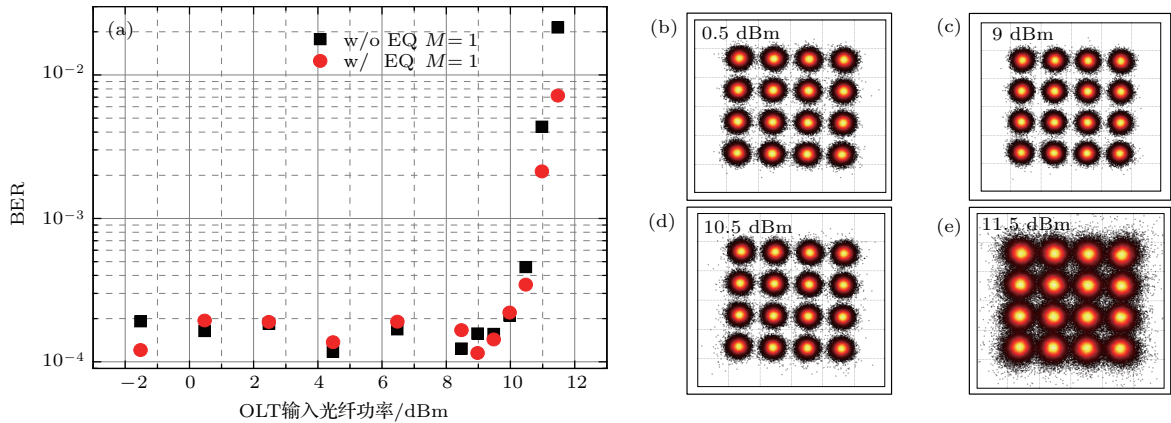


图 9 (网刊彩色) 25 km 光纤传输后的 BER 曲线和星座图 (a) BER 随着 OLT 的光纤入射功率的变化; (b)—(e) OLT 不同光纤入射功率时的星座图

Fig. 9. (color online) The BER curve and the constellation of after 25 km fiber transmission: (a) The BER performance as function of launched power of CO after 25-km transmission; (b)–(e) measured constellations without equalization at different launched power.

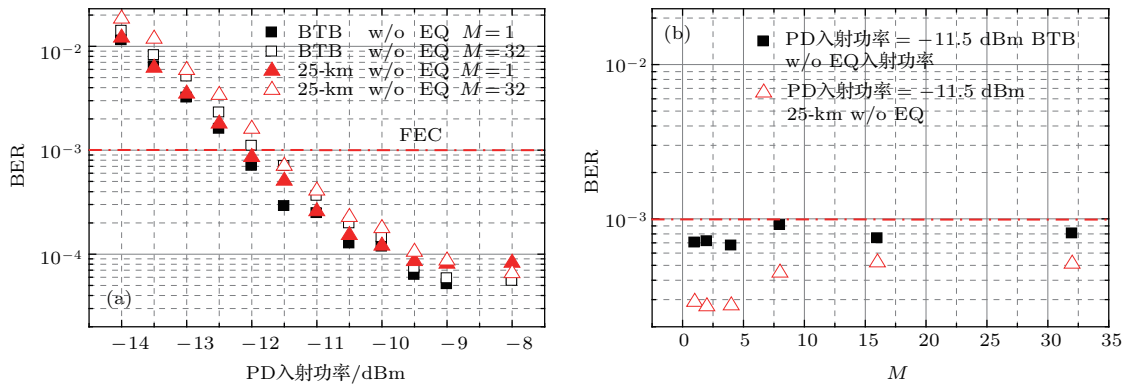


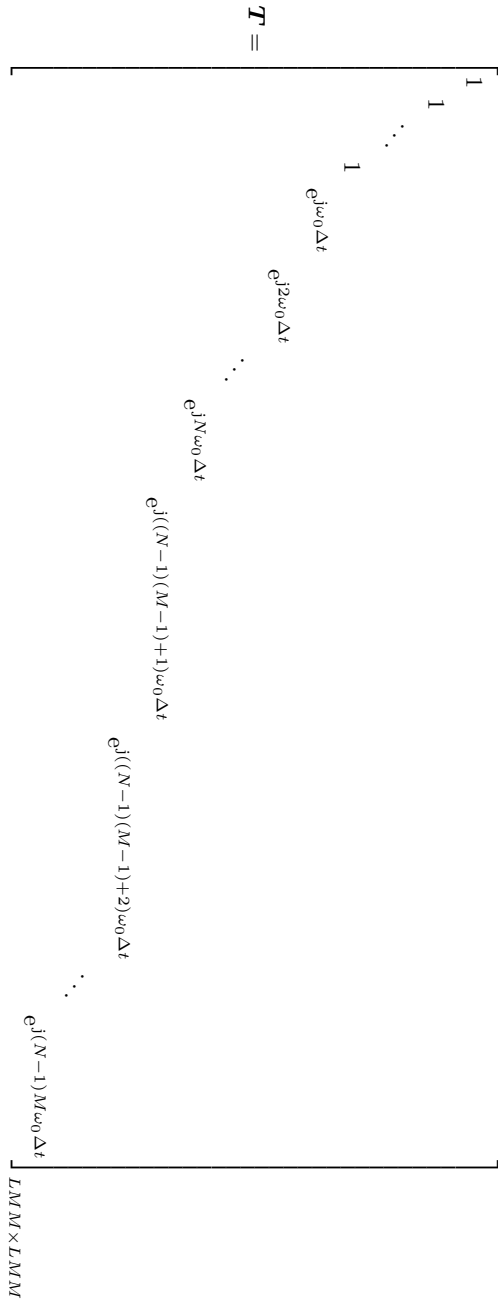
图 10 (网刊彩色) BER 随 PD 输入功率和 ONU 数的变化 (a) 背对背传输和 25 km 光纤传输后 BER 随 ONU 的光电探测器入射功率变化; (b) 背对背传输和 25 km 光纤传输后 BER 随个数变化

Fig. 10. (color online) The BER performance as function of PD input power and total ONU number: (a) Comparing the BER performances between BTB and after 25 km transmission; (b) the BER performance as function of M at BTB and after 25 km transmission.

图 10 (a) 是背对背传输和 25 km 光纤传输后的 BER 随 ONU 的光电探测器入射功率变化曲线, 该结果表明, 经过 25 km 光纤传输后, FECL 为 10^{-3} 时的功率代价增加了大约 0.5 dB, 当 PD 的输入

功率大于 -12 dBm, BER 能够达到 FECL 为 10^{-3} 的标准. 当固定 PD 的输入功率为 -11.5 dBm 时, 背对背传输和 25 km 光纤传输中, BER 随着 ONU 数的变化曲线如图 10 (b) 所示. 该结果表明, 对

附录 B



参考文献

[1] Castells M, Fernandez-Ardevol M, Qiu J L, Sey A 2007 *Mobile Communication and Society: A global Perspec-*

tive (Boston: MIT) pp1-75

[2] Pea R D, Mills M I, Hoffert E, Rosen J H, Dauber K 2014 *US Patent* 8 645 832

[3] Su C R, Chen J J, Chang K L 2012 *International Workshop on Multimedia Signal Processing* Banff, September 17-19, 2012 p343

[4] Kim S M, Han D H, Lee Y S, Renshaw P F 2012 *Comput. Hum. Behav.* **28** 1954

[5] Luo Y, Zhou X, Effenberger F, Yan X, Peng G, Qian Y, Ma Y 2013 *J. Lightwave Technol.* **31** 587

[6] Bhatia K S, Kamal T S, Kaler R S 2012 *Comput. Electr. Eng.* **38** 1573

[7] Koonen T 2006 *Proc. IEEE* **94** 911

[8] Cvijetic N 2012 *J. Lightwave Technol.* **30** 384

[9] Schindler P C, Schmogrow R M, Dreschmann M, Meyer J, Hillerkuss D, Tomkos I, Leuthold J 2013 *Optical Fiber Communication Conference* California, March 19-23, 2013 p1

[10] Iannone P P, Reichmann K C, 2010 *European Conference and Exhibition on Optical Communication* Turin, September 19-23, 2010 p1

[11] Kim S Y, Kani J I, Suzuki K I, Otaka A 2014 *IEEE Photon. Tech. L.* **26** 2469

[12] Cheng L, Wen H, Zheng X, Zhang H Y, Zhou B K 2011 *Opt. Express* **19** 19129

[13] Wei C C, Liu H C, Lin C T 2015 *Optical Fiber Communication Conference* Los Angeles, March 20-24, 2015 p1

[14] Wei C C, Liu H C, Lin C T, Chi S 2016 *J. Lightwave Technol.* **34** 2381

[15] Bai G F, Lin C T, Lin C H, Ho C H, Wei C C, Jiang Y, Chi S, Hu L 2016 *Optical Fiber Communication Conference* Anaheim, Los Angeles, March 2-24, 2016 Th3C.6

[16] Wong I C, Oghenekome O, Wes M C 2016 *IEEE Trans. Commun.* **8** 2161

[17] Yang Q, He Z X, Yang Z, Yu S H, Yi X W, Shieh W 2012 *Opt. Express* **20** 2379

[18] Tang Y, William S, Krongold B S 2010 *IEEE Photon. Tech. L.* **22** 1250

[19] Harashima H, Miyakawa H 1972 *IEEE Trans. Commun.* **20** 774

[20] Lin C H, Lin C T, Wei C C, Chi S, Fang R 2017 *Optical Fiber Communication Conference* Los Angeles, March 19-23, 2017 W1K.2

[21] Wei C C, Cheng H L, Chen H Y, Chen Y C, Chu H H, Chang K C 2015 *J. Lightwave Technol.* **33** 3069

[22] Dardari D, Tralli V, Vaccari A 2000 *IEEE Trans. Commun.* **48** 1755

Delay division multiplexing orthogonal frequency-division multiple access passive optical networks using low-sampling-rate analog-to-digital converter*

Bai Guang-Fu^{1)2)†} Jiang Yang²⁾ Hu Lin²⁾ Tian Jing²⁾ Zi Yue-Jiao¹⁾

1) (College of Big Data and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

2) (College of Physics, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

(Received 19 April 2017; revised manuscript received 15 July 2017)

Abstract

In traditional orthogonal frequency-division multiple access passive optical networks (OFDMA PON) or time-division multiplexing access (TDMA) based OFDM PONs, analog-to-digital converters (ADCs) with a high sampling rate are required to demodulate high-speed aggregated OFDM data in order to receive a small portion of the downstream data at optical network users (ONUs). Meanwhile, OFDM signal has a higher peak-to-average power ratio (PAPR) than the single carrier signal, which can result in the nonlinear effect. The resulting nonlinearity reduces the received signal performance. To enhance practicability of the present PONs, according to the sub-Nyquist sampling theory, we propose and detail a delay-division-multiplexing (DDM) scheme to enable a FDMA PON with low-sampling-rate ADCs. Based on pre-allocated relative time delays among the ONUs and discrete Fourier transform spread (DFT-S) technique, pre-processed signals sent from an optical line terminal (OLT) can be detected as different downstream signals following spectral aliasing caused by ADCs operating at a sub-Nyquist sampling rate. In the proposed scheme, as the signal distortion introduced by the propagation, aliasing and time shifted sampling is pre-compensated, the DFT and inverse discrete Fourier transform (IDFT) are unnecessary for de-mapping and picking out the signal at ONUs. Therefore, the proposed DDM scheme greatly enhances cost efficiency and enables a reduction in computational complexity. Meanwhile, DFT-S FDMA signal has low PAPR, which relieves the nonlinear effect in signal E/O conversion and transmission. As a result, the proposed scheme benefits the power budget of the OLT and power consumption of the ONUs. In experiment, we demonstrate that each ONU with an ADC operating at $1/2-1/32$ of the Nyquist sampling rate is able to receive $1/2-1/32$ of the downstream data, with an insignificant performance penalty. Furthermore, the details of the matrices that include channel response, aliasing and time delay are first analyzed. In addition, training symbol is very important for estimating the channel response, and how to derive and design training symbols is the first study to outline the details of this issue. The effects of fiber dispersion and the sampling instant of an ADC on signal performance are also studied. The results show that the signal performance has some degree of tolerance to sampling instant deviation and the power penalty is less than 0.5 dB to achieve a forward error correction limit of 10^{-3} after 25 km fiber transmission. The theoretical analysis and experimental results indicate that the proposed scheme can simplify the ONU and reduce the cost of the PON.

Keywords: passive optical network, orthogonal frequency division multiple access, analog digital conversion, sampling rate

PACS: 42.79.Sz, 42.81.Uv, 07.50.Qx, 84.40.Ua

DOI: 10.7498/aps.66.194204

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 11264006, 61465002, 61650403), the Guizhou Provincial Foundation for Returned Scholars, China (Grant No. 2016-23), and the Key Science and Technology Program of Guizhou Province, China (Grant No. 2013-3125).

† Corresponding author. E-mail: baiguangfu123@163.com