

PDM-CO-OFDM 系统中基于判决引导与判决反馈的盲相位估计算法

王凌子¹ 唐先锋¹ 张晓光¹ 张霞^{1,2} 席丽霞¹

(¹ 北京邮电大学信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876)
(² 山东省光通信科学与技术重点实验室, 山东 聊城 252059)

摘要 对于偏分复用相干光正交频分复用(PDM-CO-OFDM)通信系统,提出了两种盲相位估计算法,一种基于判决引导(DD)的方案,另一种基于判决引导和判决反馈相结合(DD+DF)的方案。随后在 112 Gb/s 的 PDM-CO-OFDM 系统中对算法进行了仿真实验,并与传统的导频辅助(PA)算法进行比较,结果表明 DD 算法在无需导频开销的情况下,可实现良好的相位估计性能,但对激光器线宽的容忍度较差,DD+DF 算法对 DD 算法的相位估计性能及激光器线宽容忍度都有较高的提升,且其相位恢复结果明显优于采用五路导频的 PA 算法。

关键词 光通信; 盲相位估计; 判决引导; 判决反馈; 相干光正交频分复用系统; 偏分复用

中图分类号 TN929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL201441.0305001

Blind Phase Estimation Algorithms Based on Decision-Directed and Decision-Feedback in PDM-CO-OFDM Systems

Wang Lingzi¹ Tang Xianfeng¹ Zhang Xiaoguang¹ Zhang Xia^{1,2} Xi Lixia¹

¹ State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

² Key Laboratory of Optical Communications Science & Technology in Shandong Province, Liaocheng,
Shandong 252059, China

Abstract For polarization-division-multiplexing coherent optical orthogonal frequency-division-multiplexing (PDM-CO-OFDM) systems, two blind phase estimation algorithms, including the decision-directed (DD) scheme and the DD plus decision-feedback (DF) scheme, are proposed. The proposed algorithms are verified in a 112 Gb/s PDM-CO-OFDM system, and compared with the traditional pilot-aided (PA) algorithm. The simulation results show that the DD algorithm can achieve better performance, but is less tolerant to laser linewidth, the DD+DF algorithm can greatly improve the performance and the laser-linewidth tolerance of the DD algorithm, and the phase recovery result is much better than PA algorithm using five pilots.

Key words optical communications; blind phase estimation; decision-directed; decision-feedback; coherent optical orthogonal frequency-division-multiplexing systems; polarization division multiplexing

OCIS codes 060.4510; 060.1660; 060.4080

1 引 言

近年来,许多研究表明相干光正交频分复用(CO-OFDM)是下一代超高速、长距离光纤传输系统

中一种非常有竞争力的解决方案^[1-2]。正交频分复用(OFDM)有很高的频谱效率和较强的抗色散能力,结合相干检测技术后,还可大幅提高接收灵敏度,易

收稿日期: 2013-07-26; **收到修改稿日期**: 2013-09-28

基金项目: 国家自然科学基金(61205065)、高等学校博士学科点专项科研基金(20110005110014)、山东省自然科学基金项目(ZR2010FM043)

作者简介: 王凌子(1990—),女,硕士研究生,主要从事高速光纤通信系统信号处理方面的研究。

E-mail: wang_lingzi@sina.com

导师简介: 张晓光(1961—),男,博士,教授,主要从事高速光通信系统方面的研究。

E-mail: xgzhang@bupt.edu.cn(通信联系人)

于实现有效的信号均衡^[3-5],而且可以进一步结合偏分复用(PDM)技术,将两路相对独立的信号加载到两个正交偏振态上,使系统的传输速率加倍^[6-7]。

然而与单载波相比,OFDM有相对较长的符号长度,所以对于由激光器线宽引起的相位噪声十分敏感^[8-9]。激光器相位噪声会引起公共相位误差(CPE)和子载波间的干扰(ICI)^[10-11],因此需要对相位噪声进行估计和补偿。目前相位估计的方法主要可以分为两类:射频导频(RF-pilot)相位噪声补偿法和基于CPE的相位噪声补偿法。RF-pilot是利用在基带OFDM符号的零频子载波处插入一个直流导频信号来监测相位噪声^[12-13];基于CPE的方法主要包括利用导频子载波的导频辅助(PA)算法和判决反馈(DF)算法^[11,14]。其中判决反馈通常与其他算法相结合,利用当前符号的判决值对相位噪声进行二次估计和补偿。利用导频子载波可以有效地估计相位噪声,但会占据有用带宽。Shieh^[11]提出了一种最大似然的导频辅助迭代判决反馈(PA+ML-DF)算法,只需要利用一条或少量导频实现相位估计。文献^[15]提出了一种零导频开销的相位噪声补偿算法,但对激光器线宽的容忍度较低。

为了降低导频开销,节约带宽资源,本文提出了一种基于判决引导(DD)的盲相位估计算法,并且将其与DF算法相结合,提出了DD+DF算法,进一步提升系统的载波相位估计性能。随后在112 Gb/s的偏分复用相干光正交频分复用(PDM-CO-OFDM)仿真系统中,就所提出算法的性能进行了测试与比较,验证了DD+DF算法的优越性。

2 相位噪声理论及新相位估计算法原理

对于PDM-CO-OFDM系统,假设已经完成了理想的窗口同步和载波频率同步,则对接收到的OFDM信号采样值进行快速傅里叶变换(FFT),得到^[16]

$$\mathbf{r}_{ki} = \exp(j\phi_i) \cdot \mathbf{H}_k \cdot \mathbf{c}_{ki} + \boldsymbol{\zeta}_{ki}, \quad (1)$$

式中 $\mathbf{c}_{ki} = [c_{ki}^x \quad c_{ki}^y]^T$ 和 $\mathbf{r}_{ki} = [r_{ki}^x \quad r_{ki}^y]^T$ 分别是以琼斯矢量表示的发射和接收到的第*i*个OFDM符号中第*k*路子载波上的信号, \mathbf{H}_k 为表示信道频域传输函数的 2×2 琼斯矩阵,反映了偏振模色散(PMD)效应等信道中的线性响应, ϕ_i 是在发射机和接收机中,由激光器和本地振荡器(LO)产生的相位噪声, $\boldsymbol{\zeta}_{ki} = [\zeta_{ki}^x \quad \zeta_{ki}^y]^T$ 为包含两个偏振分量的随机噪声,表示为

$$\boldsymbol{\zeta}_{ki} = \boldsymbol{\varepsilon}_{ki} + \mathbf{n}_{ki}, \quad (2)$$

式中 \mathbf{n}_{ki} 是源于光放大器的高斯噪声, $\boldsymbol{\varepsilon}_{ki}$ 是相位噪声引起的载波间的干扰,表示为

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{ki} = \sum_{m=-N_{sc}/2, m \neq k}^{N_{sc}/2-1} I_{i(m-k)} \mathbf{H}_m \cdot \mathbf{c}_{mi}, \quad (3)$$

式中ICI系数 I_{im} 代表标号之差为*m*的两个子载波间的干扰,表示为

$$I_{im} = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{n=-N_{sc}/2}^{N_{sc}/2-1} \exp(j2\pi mn/N_{sc} + j\phi_m), \quad (4)$$

式中 N_{sc} 为子载波的数目,当OFDM信号的子载波数目足够大时, $\boldsymbol{\varepsilon}_{ki}$ 可近似为高斯噪声^[11]。

由(4)式可得

$$I_{i0} = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{n=-N_{sc}/2}^{N_{sc}/2-1} \exp(j\phi_m) \approx \frac{1}{N_{sc}} \exp(j\phi_{i0}) \sum_{n=-N_{sc}/2}^{N_{sc}/2-1} (1 + j\Delta\phi_m) \approx \exp(j\phi_i), \quad (5)$$

式中 $\Delta\phi_m = \phi_m - \phi_{i0}$,当 $\Delta\phi_m \ll 1$ 时, I_{i0} 描述了整个OFDM符号的相位变化, ϕ_i 被称为CPE,即

$$\phi_i = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{n=-N_{sc}/2}^{N_{sc}/2-1} \phi_m. \quad (6)$$

在一个OFDM符号内,激光器线宽引起的 ϕ_i 为常数,作用于子载波上导致星座图旋转,严重时可引起判决错误,降低系统性能。

为了对相位噪声 ϕ_i 进行估计和补偿,且不增加导频开销,将单载波中的DD载波相位估计算法进行改进,使其适用于OFDM系统。DD载波相位估计算法是一种盲均衡算法,其原理如图1所示。

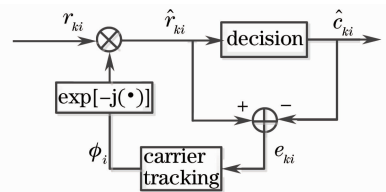


图1 DD算法原理图

Fig. 1 Decision-directed carrier phase estimation algorithm

偏分复用系统中两个偏振方向需分别进行相位估计,在此以*x*偏振方向为例说明。经过信道均衡后得到的信号为 r_{ki}^x , $\hat{r}_{ki}^x = r_{ki}^x \cdot \exp(-j\phi_i)$ 为相位误差补偿后的均衡输出, \hat{c}_{ki}^x 是对 \hat{r}_{ki}^x 判决值。

误差信号 e_{ki} 为

$$e_{ki} = \hat{r}_{ki}^x - \hat{c}_{ki}^x. \quad (7)$$

DD算法就是利用均衡后的输出信号与其判决估计值之间的误差进行相位估计。相位更新方程为

$$\phi_{k,i+1} = \phi_{k,i} - \mu_0 \text{Im}(\hat{r}_{ki}^x \cdot e_{ki}^*), \quad (8)$$

因为同一个 OFDM 符号中不同子载波的相位旋转是相同的,所以通过对不同子载波上的相位更新相加取平均可以得到更为精确的相位偏移估计值,即

$$\phi_{i+1} = \phi_i - \mu_0 \frac{1}{N_{sc}} \sum_{k=1}^{N_{sc}} \text{Im}(\hat{r}_{ki}^x \cdot e_{ki}^*), \quad (9)$$

式中 μ_0 为步长因子,决定了算法相位跟踪的步幅。

在 DD 相位估计后使用 DF 再次进行相位估计与补偿,可以进一步提高载波相位恢复的性能。DF 利用补偿后的信号及其判决值可估计出残余的相位噪声为

$$\phi'_i = \arg\left(\sum_{k=1}^{N_{sc}} \hat{r}_{ki}^x \cdot \hat{c}_{ki}^{x*}\right), \quad (10)$$

加入判决反馈后的 DD 相位估计算法流程图如图 2 所示。

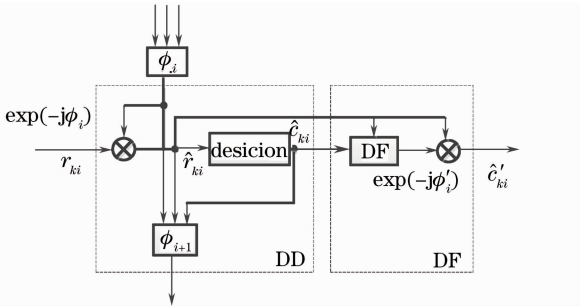


图 2 DD+DF 算法计算流程图

Fig. 2 Computational framework for the DD+DF algorithm

3 仿真系统及结果分析

3.1 仿真系统搭建

为了验证并研究算法的性能,搭建了 112 Gb/s 的 PDM-CO-OFDM 仿真系统。系统框图如图 3 所示,包括一个 OFDM 偏振分集发射机、光纤链路和一个 OFDM 偏振分集相干接收机,其本质上是一个 2×2 类型的多入多出(MIMO)系统。与单偏振态系统相比,传输能力提高了 1 倍且在接收端不需要进行偏振跟踪。在发射端,使用伪随机序列发生器产生两路二进制序列,每一路信号经过正交相移编码(QPSK)调制加载至 256 个子载波上,随后通过逆快速傅里叶变换(IFFT)得到时域 OFDM 信号,IFFT 长度为 512,其余部分填零实现过采样。循环前缀(CP)的长度为 32。在 OFDM 符号序列前插入训练符号(TS)用于信道估计。OFDM 信号经数模转换器(DAC)后驱动光 I/Q 调制器调制到光载波上,最后通过偏振合束器(PBC)将两个偏振方向上的光信号耦合为一束送入光纤链路中传输。

在接收端,首先使用偏振分束器(PBS)将光信号分解到两个随机的相互正交的偏振方向上,之后分别送入两个相干检测光接收机中将光信号转换为电信号。接收到的电信号首先通过模数转换器(ADC)进行采样,然后分别进行色散补偿、时序同步和频率同步,并在 FFT 后通过信道估计补偿系统的 PMD 损伤及其他线性效应,最后利用所提出的相位估计算法进行相位噪声补偿,从而恢复出发射端的原始信号。

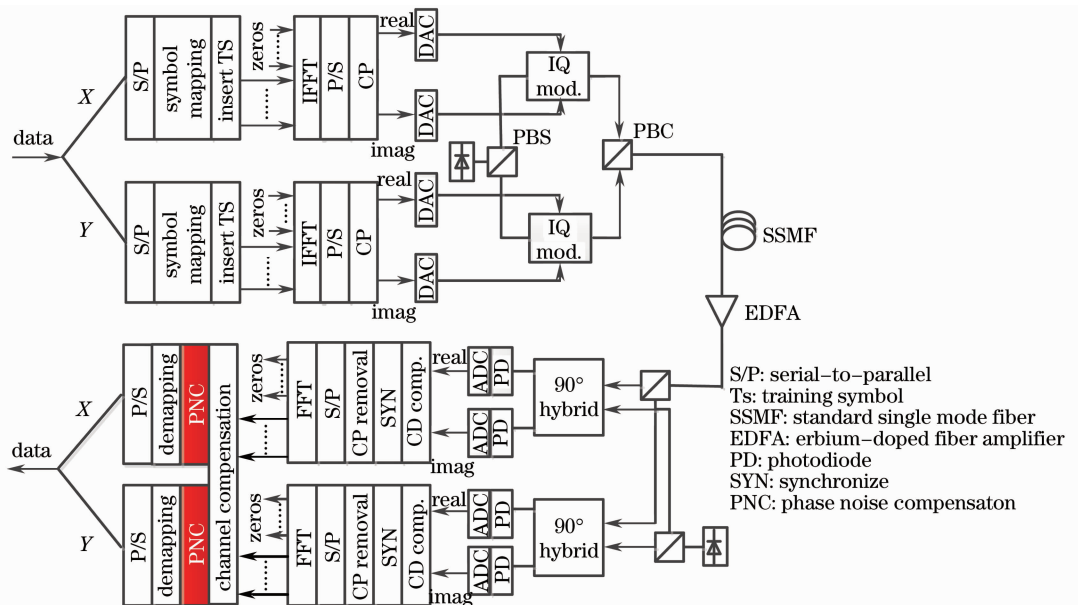


图 3 PDM-CO-OFDM 系统框图

Fig. 3 Conceptual diagram for the PDM-CO-OFDM system

源激光器和本地激光器的线宽设定为 100 kHz。光纤链路中的差分群时延(DGD)取 50 ps,并在接收端采用基于最小平方误差(LS)的频域信道估计算法对 PMD 损伤进行补偿^[6,17]。由于目前的 DSP 算法可以很好地补偿色散^[18],故而假设信道中的色散已被完全补偿,不再考虑色散影响,并且假设光纤传输链路上由光放大器引入的噪声为高斯白噪声。

3.2 步长因子的选取

由(9)式可知,步长因子 μ_0 的选取决定了 DD 算法的估计性能, μ_0 的取值范围一般在 0~1 之间。图 4 中,研究了选择不同步长因子时,载波相位估计值与实际值之间相位误差的均方差随线宽的变化,其中光信噪比(OSNR, R_{SN})为 13 dB。当 $\mu_0 = 0.1$ 时,算法估计出的相位误差值最小,在线宽小于 140 kHz 时接近于零;当 $\mu_0 = 0.01$ 和 0.001 时,由于步长因子较小,算法的相位追踪步幅较慢,从而导致较大的相位估计偏差。因此在仿真中 μ_0 取 0.1。

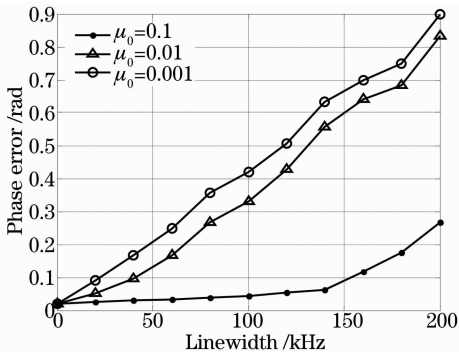


图 4 不同 μ_0 值时的相位误差(R_{SN} 为 13 dB)
Fig. 4 Phase errors for different values of μ_0 (R_{SN} is 13 dB)

3.3 仿真结果及分析

为了研究算法的相位估计性能,图 5 对比了实际加载的相位噪声(红线)和通过 DD 算法估计出的相位噪声(蓝线)的大小变化曲线,其中 R_{SN} 为 13 dB,激光器线宽为 100 kHz。两条曲线基本重合,可见 DD 相位估计算法可以较好地跟踪激光器相位噪声引起的相位波动。而残余的相位偏差可以通过 DF 算法进行再次估计。

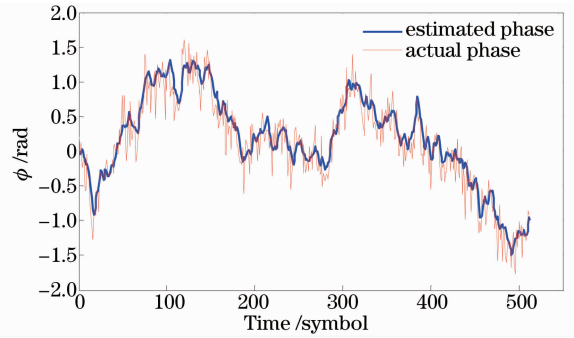


图 5 相位噪声跟踪示意图(R_{SN} 为 13 dB)
Fig. 5 Actual and estimated phase noise fluctuations (R_{SN} is 13 dB)

相位噪声对接收信号星座图的影响,以及相位估计算法对信号的均衡效果如图 6 所示。从图 6 (a)中可以看出,由于激光器相位噪声的影响,进行信道恢复后信号的星座图发生旋转,偏离原始位置,各象限点产生混叠,严重影响信号的正确恢复。经过 DD 相位估计后,初步补偿了由相位噪声带来的影响,星座点被还原到 4 个象限,如图 6(b),最后经过 DF 相位估计和恢复,星座图得到进一步收敛,如图 6(c)所示。

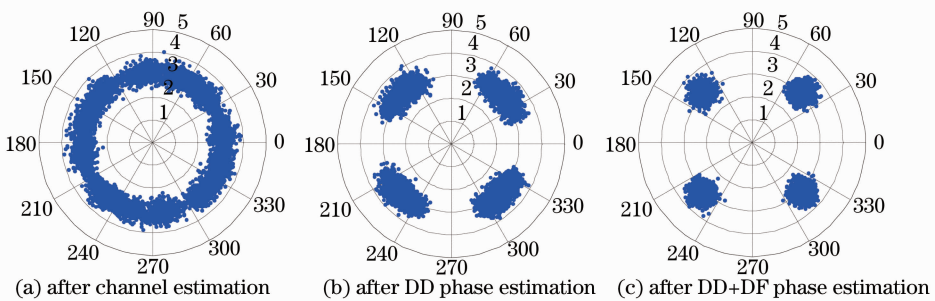


图 6 DD+DF 相位恢复前后的星座图

Fig. 6 Constellations before and after DD and DF phase estimation algorithms

而通过图 7 中的误码率(BER, R_{BE})曲线,可以更为清晰地比较相位估计算法的性能。在 PA 算法中,增加导频的数量可以提升相位估计的性能,但通过研究可知,当多于 5 路导频时,算法性能几乎不再提升,采用 5 路导频即可进行有效的相位估计^[7]。在此将 $PA^{2/5}$ 、 $PA+ML-DF$ 、DD 和 DD+DF 几种

算法,与无相位噪声情况下的 BER 性能进行比较,其中 PA^n 为采用 n 路导频的 PA 算法。

从图 7 中可以看出,采用一路导频的 $PA+ML-DF$ 算法的性能介于 PA^2 和 PA^5 之间。在 R_{BE} 为 10^{-3} 时,DD 算法所需的 OSNR 与采用 5 路导频的 PA 算法几乎相等,约为 13.3 dB,但没有导频开

销。而结合 DF 后的 DD 算法所需 OSNR 为 12.7 dB,接近无相位噪声的情况,比 DD 算法低约 0.6 dB,相位估计性能有更为明显的提升。

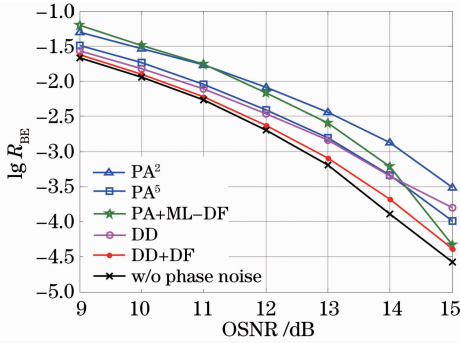


图 7 相位估计算法的 BER-OSNR 曲线

Fig. 7 BER sensitivity versus OSNR for different phase estimation algorithms

接下来分析几种算法对激光器线宽的容忍度,图 8 为在误码率为 10^{-3} 处,OSNR 代价随激光器线宽的变化情况。可以看出 DD+DF 算法性能最好,对于激光器线宽有较大的容忍度。DD 算法在线宽较小时有仅次于 DD+DF 的相位估计性能,但是由于 DD 算法是通过前一符号估计出的误差信号对下一符号的相位信息进行估计,则当激光器线宽增大时,相位噪声变化增大,使得 DD 算法的性能迅速下降;当线宽大于 100 kHz 时,DD 算法性能低于 PA^5 算法。由此可知,DF 算法不仅可以在原有算法的基础上提升相位估计的性能,还可以提高算法对激光器线宽的容忍度。

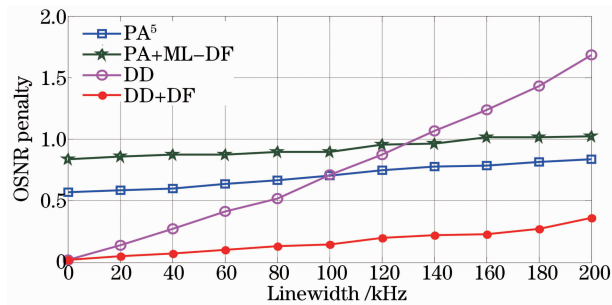


图 8 误码率为 10^{-3} 时 OSNR 代价与激光器线宽关系图

Fig. 8 OSNR penalty versus linewidth when the BER is 10^{-3}

4 结 论

对于 PDM-CO-OFDM 系统提出了一种基于 DD 算法的盲相位估计算法,并进一步加入 DF 算法提出了 DD+DF 算法。两种算法都没有导频开销,仿真结果表明,DD 算法可以实现较好的相位估计性能,但对于激光器线宽的容忍度较差;DD+DF 算

法既达到了最大的线宽容忍度,又实现了最优的相位估计性能。

参 考 文 献

- 1 J Armstrong. OFDM for optical communications[J]. J Lightwave Technol, 2009, 27(3): 189-204.
- 2 W Shieh, H Bao, Y Tang. Coherent optical OFDM: theory and design[J]. Opt Express, 2008, 16(2): 841-859.
- 3 Wang Xin, Chen Lin, Cao Zizheng. Influence of modulation depth on optical subcarrier OFDM system[J]. Acta Optica Sinica, 2011, 31(5): 0506002.
王鑫, 陈林, 曹子峥. 调制深度对副载波正交频分复用光传输系统性能的影响[J]. 光学学报, 2011, 31(5): 0506002.
- 4 Hao Yaohong, Wang Rong, Li Yuquan, et al.. Investigation of polarization effect in coherent optical orthogonal frequency division multiplexing system[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0706021.
郝耀红, 王荣, 李玉权, 等. 相干光正交频分复用系统偏振效应研究[J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0706021.
- 5 Li Yongzhi, Xiao Jiangnan, Chen Ming, et al.. Experiment for optical orthogonal frequency division multiplexing system peak to average power ratio reduction with a new scheme using dummy subcarriers[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0706020.
李勇志, 肖江南, 陈明, 等. 基于虚拟子载波降低光正交频分复用信号峰均功率比新方法的实验研究[J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0706020.
- 6 S L Jansen, I Morita, T C W Schenk, et al.. Long-haul transmission of 16×52.5 Gbits/s polarization-division-multiplexed OFDM enabled by MIMO processing[J]. J Optical Networking, 2008, 7(2): 173-182.
- 7 W Shieh. PMD-supported coherent optical OFDM systems[J]. Photon Technol Lett, 2007, 19(3): 134-136.
- 8 Gao Lina, Liu Jianfei, Zeng Xiangye, et al.. Joint phase equalization in optical orthogonal frequency division multiplexing system[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(1): 0106004.
高丽娜, 刘建飞, 曾祥烨, 等. 一种光正交频分复用系统的联合相位均衡方法[J]. 光学学报, 2012, 32(1): 0106004.
- 9 Gao Haiyue, Pan Wei. Analysis of phase noise induced by four-wave mixing in long-haul optical orthogonal frequency-division multiplexing based on wavelet transforms[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(11): 1106006.
高海越, 潘炜. 基于小波变换的长距离光正交频分复用系统中四波混频引起的相位噪声分析[J]. 光学学报, 2012, 32(11): 1106006.
- 10 Kong Min, Xiao Jiangnan, Dong Ze, et al.. Enhanced fourth-power algorithm for phase estimation with frequency separation in direct-detection optical OFDM systems[J]. Chin Opt Lett, 2013, 11(6): 060602.
- 11 W Shieh. Maximum-likelihood phase estimation and channel estimation for coherent optical OFDM[J]. Photon Technol Lett, 2008, 20(8): 605-607.
- 12 S Jasen, I Morita, N Takeda, et al.. 20 Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF enabled by RF-pilot tone phase noise compensation[C]. Anaheim: Optcial Fiber Communication Conference, 2007.
- 13 S Randel, S Adhikari, S Jasen. Analysis of RF-pilot-based phase noise compensation for coherent optical OFDM systems[J]. Photon Technol Lett, 2010, 22(17): 1288-1290.
- 14 X Yi, W Shieh, Y Tang. Phase estimation for coherent optical OFDM[J]. Photon Technol Lett, 2007, 19(12): 919-921.
- 15 S M E Mousa-Pasandi, D V Plant. Zero-overhead phase noise compensation via decision-directed phase equalizer for coherent optical OFDM[J]. Opt Express, 2010, 18(20): 20651-20660.

16 W Shieh, X Yi, Y Ma, *et al.*. Theoretical and experimental study on PMD supported transmission using polarization diversity in coherent optical OFDM systems[J]. *Opt Express*, 2007, 15(16): 9936-9947.
 17 X Liu, F Buchali. Intra-symbol frequency-domain averaging based channel estimation for coherent optical OFDM[J]. *Opt Express*, 2008, 16(26): 21944-21957.

18 Xu Xia, Xi Lixia, Zhang Xiaoguang, *et al.*. Design and optimization of chromatic dispersion compensation block in digital coherent optical receiver[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, 31(11): 1106001.
 徐霞, 席丽霞, 张晓光, 等. 光数字相干接收机中色散补偿模块设计与优化[J]. *光学学报*, 2011, 31(11): 1106001.

栏目编辑: 王晓球

13 W 全光纤中红外超连续谱光源

和传统的石英光纤相比, 硫系元素光纤、亚碲酸盐光纤、氟化物光纤等软玻璃光纤在中红外波段具有较低的传输损耗, 以这些软玻璃光纤为非线性介质产生中红外超连续谱的研究均有报道。然而, 在高功率中红外超连续谱的实验研究中, ZBLAN(组分为 ZrF_4 - BaF_2 - LaF_3 - AlF_3 - NaF) 氟化物光纤表现出了更为优越的性能。2009年, 美国密西根大学以 ZBLAN 光纤为非线性介质, 实现了平均输出功率为 10.5 W 的中红外超连续谱光源, 输出光谱范围为 $0.8 \sim 4 \mu m$ 。这是目前以软玻璃光纤为非线性介质产生中红外超连续谱的最高平均输出功率。

软玻璃光纤具有较低的熔点, 和普通光纤之间难于实现熔接, 所承受的功率值也远低于石英光纤, 因此较难实现高功率输出。国防科技大学光电科学与工程学院高能激光技术研究所致力于全光纤结构的中红外超连续谱研究, 继 2012 年 6 月实现了 $1.9 \sim 4.3 \mu m$ 全光纤中红外超连续谱光源后, 在 2012 年 12 月实现了瓦量级全光纤中红外超连续谱光源。2013 年 12 月该研究所进一步优化了系统结

构, 通过选择模场更为匹配的光纤和高质量的端面处理技术减小了 ZBLAN 光纤和普通光纤之间的连接损耗, 不仅提高了转换效率和输出功率水平, 也提高了系统的稳定性。最终基于 $2 \mu m$ 脉冲激光器及放大器, 在单模 ZBLAN 光纤中实现了平均输出功率为 13 W 的全光纤结构中红外超连续谱光源。实验中种子激光的脉冲宽度、重复频率及中心波长分别为 26.7 ps, 29.39 MHz 和 1960 nm。图 1 (a) 为中红外超连续谱输出功率相对于最后一级掺铥光纤放大器抽运光功率的变化曲线, 当最后一级掺铥光纤放大器的抽运光功率为 65.1 W 时, 中红外超连续谱的输出功率为 13 W, 光光转换效率约为 20%, 平均输出功率和光光转换效率均优于美国密西根大学的 10.5 W 结果。当中红外超连续谱的平均输出功率为 13 W 时, 实验测得的光谱如图 1 (b) 所示, 光谱范围覆盖 $1.9 \sim 4.3 \mu m$ 。图 1 (b) 中的光谱存在一个凹陷, 光谱凹陷的具体原因尚不明确, 正在进一步的研究之中。图 1 (b) 中的插图 of 实验现场照片。

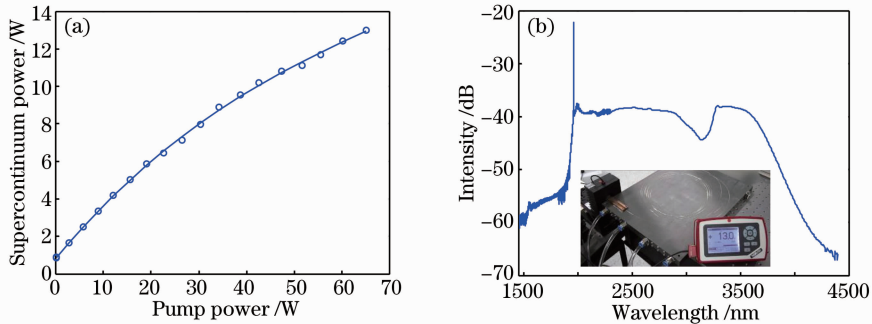


图 1 中红外超连续谱光源特性。(a) 功率特性; (b) 平均输出功率为 13 W 时的光谱, 插图为实验现场照片
 Fig. 1 Properties of the mid-infrared supercontinuum source. (a) Power property; (b) supercontinuum spectrum at 13 W output power, the insert shows the laser in operation

杨未强 张 斌 薛光辉 殷 科 侯 静*
 (国防科学技术大学光电科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)
 * E-mail: houjing25@sina.com

收稿日期: 2013-12-16; 收到修改稿日期: 2013-12-26