

基于 EKF 和 LKF 级联的频偏和相位估计联合方案

侯冰洁, 杨彦甫, 向前, 张群, 姚勇

哈尔滨工业大学深圳研究生院, 广东 深圳 518055

摘要 提出基于级联扩展卡尔曼滤波与块状处理线性卡尔曼滤波的频偏和相位噪声协同处理方案。利用扩展卡尔曼滤波器对系统频偏进行初始估计, 利用块状线性卡尔曼滤波器实现频偏和相位噪声的精准估计。对最优数据块长度和调优参数 Q 的关系, 算法的线宽容忍性能、频偏估计范围以及频偏漂移追踪速度进行了详细的讨论和分析。结果表明, 该方案具有快速的载波估计收敛能力、较高的频偏和相位估计精度, 并且其频偏漂移追踪可高达 $320 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ 。相比传统盲相位搜索方法, 该方案具备较高的频偏容忍度和较低的实现复杂度。最后实验研究正交相移键控(QPSK)光通信系统下的载波恢复性能, 同时给出不同光信噪比、块状数据长度下的载波频偏估计性能。

关键词 光通信; 频偏和相位估计; 频偏漂移跟踪; 卡尔曼滤波

中图分类号 O436

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.0106004

A Joint Frequency Offset and Phase Estimation Scheme Based on Cascaded EKF and LKF

Hou Bingjie, Yang Yanfu, Xiang Qian, Zhang Qun, Yao Yong

Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen, Guangdong 518055, China

Abstract A co-processing scheme of frequency offset and phase noise based on cascade extended Kalman filter (EKF) and block-processed linear Kalman filter (LKF) is proposed. The EKF is responsible for preliminary estimation of frequency offset. The LKF is responsible for tracking frequency offset and phase noise accurately. Relationship between the optimal block length and the tuning parameter Q , linewidth tolerance, frequency offset estimation range and frequency offset tracking speed of algorithm are discussed and analyzed in detail. The results show that the scheme has fast convergence performance, and can achieve high estimation accuracy of frequency offset and phase estimation. Moreover, the frequency offset drift can reach $320 \text{ MHz}/\mu\text{s}$. Compared with traditional blind phase search method, the scheme has high frequency offset tolerance and low implementation complexity. Finally, the carrier recovery performance for quadrature phase shift keying (QPSK) optical communication system is experimentally studied, and the carrier frequency offset estimation performance under different optical signal-to-noise ratios and block data lengths is given.

Key words optical communications; frequency offset and phase estimation; frequency offset drift tracking; Kalman filter

OCIS codes 060.1660; 060.4510; 060.2330

1 引 言

相干检测技术和数字信号处理(DSP)技术的结合广泛应用于现代光通信系统中。在相干传输系统

中, 载波频偏和载波相位噪声是相干传输系统中的主要损伤, DSP 技术用于估计和补偿信号与本地振荡器之间的频偏(FO)以及载波相位噪声(PN)^[1-3]。目前, 已经提出频偏恢复算法^[4-6]和载波相位恢复算

收稿日期: 2017-07-27; 收到修改稿日期: 2017-08-24

基金项目: 国家自然科学基金(61205046, 61575051)、深圳市科技计划项目(JCYJ20150327155705357, KQCX2015032409501296, JSGG20150529153336124, JCYJ20150529114045265, JSGG20170414141239041)

作者简介: 侯冰洁(1993—), 女, 硕士研究生, 主要从事相干光通信方面的研究。E-mail: 1095132804@qq.com

导师简介: 杨彦甫(1981—), 男, 博士, 副教授, 主要从事高速相干光通信方面的研究。E-mail: yangyanfu@hotmail.com (通信联系人)

法^[7-9],其中常用的方法中,Viterbi-Viterbi 相位估计算法(VVPE)仅适用于相移键控(PSK)调制格式的系统,不能有效地应用于正交振幅调制(QAM)信号;盲相位搜索(BPS)计算复杂度高。相比较而言,已经提出的卡尔曼滤波算法具有收敛速度快、计算复杂度低等优点。文献[10]中提出基于并行运算的块状估计线性卡尔曼算法的载波频偏和相位的联合估计方案,有效地解决了因残余频偏而导致载波相位估计不够准确的问题。但其中块状处理的线性卡尔曼滤波对频偏估计范围小,需要提出一种简单有效的频偏初估方法快速地给出频偏范围,再利用线性卡尔曼滤波精确估计出残余频偏,最后进行精确的载波恢复。

本文将扩展卡尔曼滤波(EKF)与块状处理的线性卡尔曼滤波级联,应用于 16QMA 信号系统中实现频偏和载波相位的同时估计,解决了块状处理的线性卡尔曼滤波中频偏容忍度较低的问题。通过仿真分析了不同长度的块状数据和调优参数 Q 对估计性能的影响,同时给出此方案的线宽容忍度、频偏估计范围以及频偏漂移追踪。通过对实验数据的处理给出正交相移键控(QPSK)信号系统下的载波恢复性能。

2 工作原理

2.1 扩展卡尔曼滤波原理

首先利用 EKF 进行系统频偏的初估,状态参量为频偏 f_k 。其测量方程为

$$Z_k = h(r_k, f_k) = r_k \exp(f_k) + v_k, \quad (1)$$

式中 Z_k 表示 k 时刻经过频偏干扰后观测到的信号, r_k 为 k 时刻接收到的信号, v_k 为观测噪声。

通过直接判决方式找到与其欧式距离最近的星座点,并且计算此次更新的测量余量 d_z 。其基本过程如下:

$$f_k^- = f_{k-1}, \mathbf{P}_k^- = \mathbf{P}_{k-1} + \mathbf{Q}, \quad (2)$$

$$f_k^- \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1}, \quad (3)$$

$$f_k = f_k^- + \mathbf{K}_k d_z, \mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{H} \mathbf{P}_k^-, \quad (4)$$

式中左上角负号“ $-$ ”代表预估计值, \mathbf{Q} 为过程噪声协方差, \mathbf{P}_k 表示后验协方差^[10], \mathbf{R} 为观测噪声协方差, \mathbf{H} 为雅可比矩阵,可以表示为 $\mathbf{H} = \frac{\partial h}{\partial f_k}$, \mathbf{K}_k 为卡尔曼增益^[11-12]。

2.2 块状处理的线性卡尔曼滤波

首先,把接收信号均分为长度为 L 的数据块。则第 k 个模块中 L 个符号的载波相位可以表示为

$$\varphi_{L,k} = \theta_k + \left(1 - \frac{L+1}{2}\right) f_k, \quad (5)$$

式中 θ_k 为第 k 个模块中点处符号的载波相位。基于块状卡尔曼滤波器的状态参量为 $\Phi_k = [\theta_k, f_k]^T$, 其状态更新方程和先验协方差方程可分别表示为

$$\Phi_k^- = [\theta_k^-, f_k^-]^T = \mathbf{M}[\theta_{k-1}, f_{k-1}]^T = \mathbf{M}\Phi_{k-1}, \quad (6)$$

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{M}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{M}^T + \mathbf{Q}, \quad (7)$$

式中 \mathbf{M} 为状态转移矩阵, $\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 1 & L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$; \mathbf{Q} 代表过程噪声协方差。利用其测量方程对信号进行恢复后,通过直接判决找到与恢复信号欧式距离最近的理想星座点。最后利用极大似然函数来计算此时频偏和相位的测量残差,极大似然函数的基本表达式为

$$\Delta(\varphi) = \text{Re} \left[\sum_{l=1}^L r_l^- d_l^{-*} \exp(-i\varphi_{l,k}) \right], \quad (8)$$

式中 $\text{Re}(\cdot)$ 代表取实部, r_l 表示接收到的信号, d_l 表示经过判决后的理想星座点, $*$ 表示取共轭。测量余量 $\boldsymbol{\varepsilon}_k = [\delta\theta_k, \delta f_k]^T$, 其具体算法见文献[13]。

最后,利用测量余量来指导线性卡尔曼算法的下一个时刻的更新,基本方程为

$$\Phi_k = \Phi_k^- + \mathbf{K}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k, \mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k) \mathbf{P}_k^-, \quad (9)$$

$$\mathbf{K}_k = \frac{\mathbf{P}_k^-}{\mathbf{P}_k^- + \mathbf{R}}. \quad (10)$$

提出的级联线性卡尔曼和扩展卡尔曼滤波器协同估计频偏和相位的方案如图 1 所示,图 1 中 Z^{-1} 是指观测(观测到的信号)的前一状态。

盲相位搜索算法用于相位恢复时不仅需要 B 个测试相位(或测试频率)对每个数据进行相位(频率)估计,还需要对这些测试相位(频率)进行判决以获得最佳估计值。相比盲相位搜索算法,块状处理卡尔曼算法大大减少了计算量。卡尔曼算法的调优参数 Q 用于决定其收敛速度和估计精度,下文将讨论块状数据的长度不同时所对应的最佳调优 Q 参量。

3 仿真与分析

利用仿真系统产生波特率为 12 GBaud(Baud 为波特率的单位,波特率指数据信号对载波的调制速率,它用单位时间内载波调制状态改变次数来表示)的 16QAM 信号,光信噪比(OSNR, R_{OSN}) 固定为 17.6 dB。首先,设定激光线宽为 100 kHz,频偏为 1 GHz,分析不同块状数据的长度和 Q 参

数下的滤波器性能。图 2 中给出不同块状数据的长度和不同 Q 参数下误码率(BER, R_{BE}) 的等高

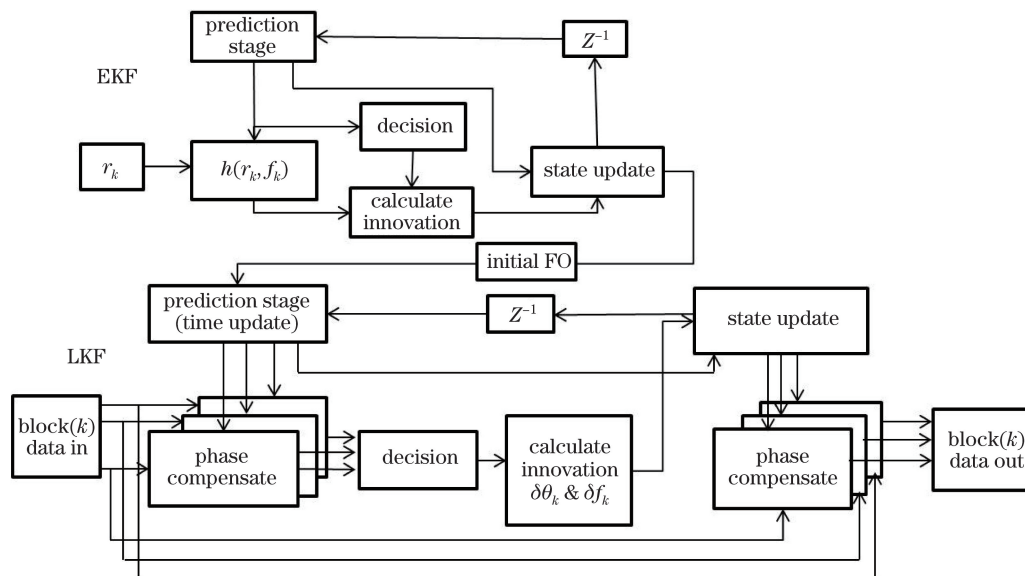


图 1 EKF 和 LKF 级联的算法框图

Fig. 1 Algorithm diagram of cascaded EKF and LKF

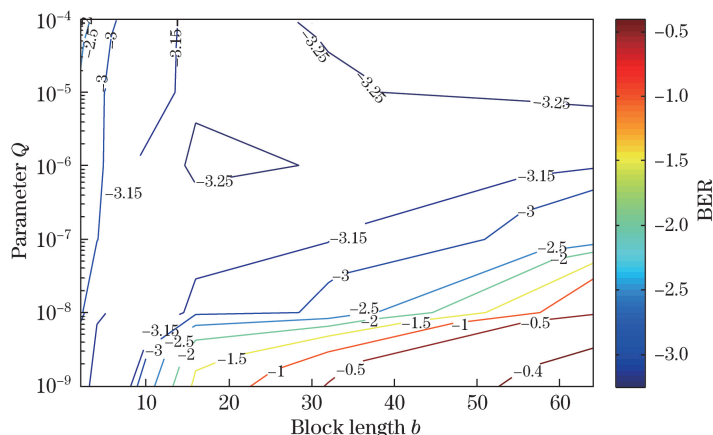


图 2 不同块状数据的长度和 Q 参数下的 BER

Fig. 2 BER versus different block lengths and parameter Q

线,图中横坐标是数据块的长度,纵坐标对应不同 Q 参数,BER 反映在图中的曲线上。当数据块的长度 b 分别为 8,16,32,64 时,对应的最优 Q 参数分别为 $10^{-8}, 10^{-6}, 10^{-5}, 10^{-4}$,结果表明不同的块状数据长度对应不同的最优 Q 参数。并且在以上所有情况下误码率均不大于 10^{-3} ,其中包括数据块长度较大的情况。这说明分块处理的数据块的长度取值较大时系统依然有较好的工作性能。

图 3(a)中给出频偏固定在 1 GHz 时的不同线宽下 BER 情况,可以看到在相位噪声为 500 kHz 范围内 BER 均在 10^{-3} 附近,能够准确恢复出信号。图 3(b)中给出线宽固定为 100 kHz 时算法对频偏的容忍度,可以看到,频偏从 10 MHz 变化到

1.5 GHz 时,BER 基本无较大的波动,可以得出所提方案的频偏估计范围可以达到 1.5 GHz,对频偏的容忍度较高。

实际情况中频偏会随时间变化而变化。仿真中频偏的变化则由线性变化的频偏漂移和初始的频偏相加组成^[14]。图 4 中给出此方案对频偏漂移的追踪情况,频偏初始值为 1 GHz,符号长度为 2^{15} ,波特率为 12 Gbaud,即设置的数据传输速率为 96 Gb/s。图 4(a)中当频偏漂移速度为 40 MHz/ μ s 时能够成功追踪到频偏变化;图 4(b)中给出频偏漂移速度达到 320 MHz/ μ s 时的频偏估计性能,能够看出此方案可精确快速地追踪到变化着的频偏。图 5 中给出此方案的频偏漂移容忍度,最大的频偏漂移可达到 320 MHz/ μ s。

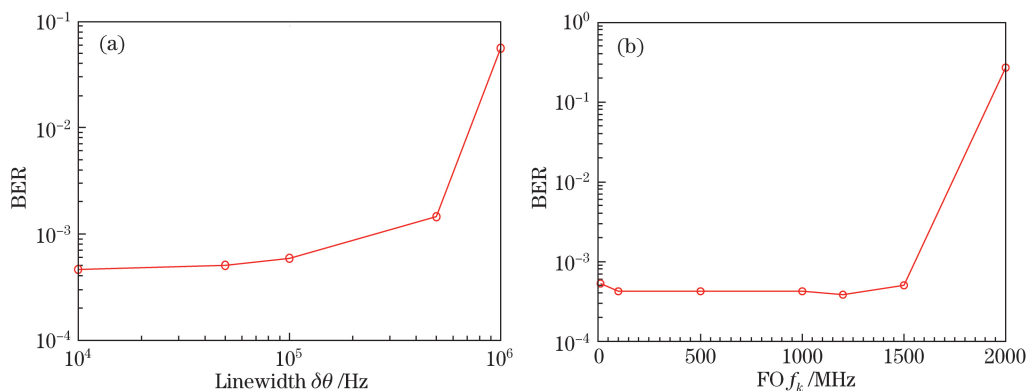


图 3 (a)在频偏为 1 GHz 时 BER 与线宽关系;(b)在线宽为 100 kHz 时 BER 与频偏关系

Fig. 3 (a) BER versus linewidth when frequency offset of 1 GHz; (b) BER versus FO when linewidth of 100 kHz

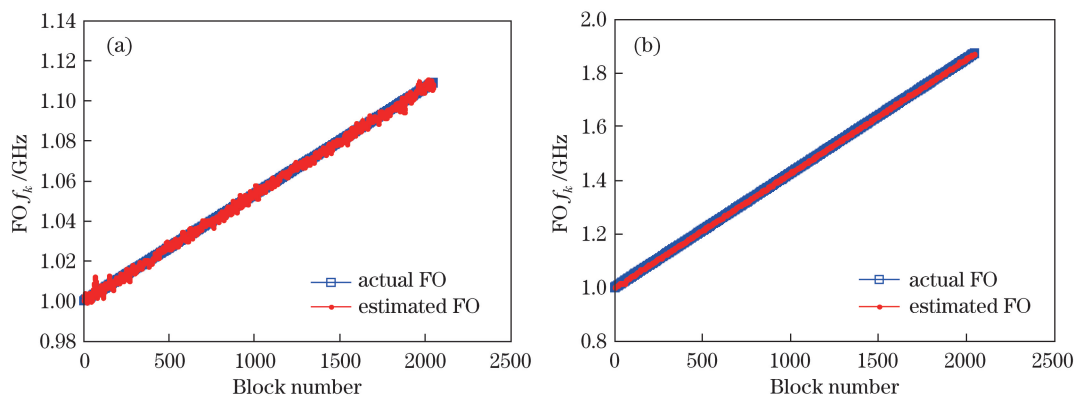


图 4 不同频偏漂移追踪情况。(a)频偏漂移速度为 40 MHz/ μ s;(b)频偏漂移速度为 320 MHz/ μ s

Fig. 4 Case of tracking different FO drifts. (a) FO drift velocity of 40 MHz/ μ s; (b) FO drift velocity of 320 MHz/ μ s

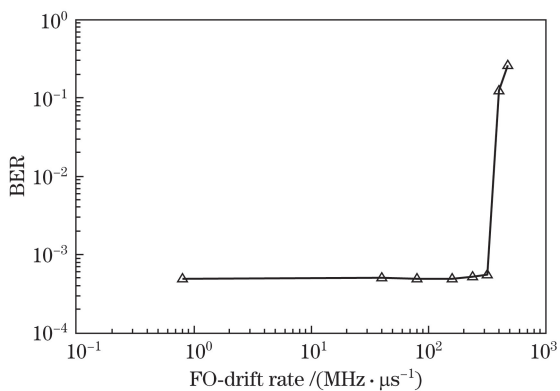


图 5 BER 与不同频偏漂移速度的关系

Fig. 5 BER versus frequency offset drift velocity

4 实验分析

图 6 中给出 12 Gbaud 下的 QPSK 信号传输模型,激光线宽设置为 100 kHz。光源(LD)经过偏振分束器(PBS)分为 x 和 y 偏振,在发射端将 QPSK 信号调制到激光的 x 和 y 偏振上,再通过偏振合束器(PBC)合束,并经过掺铒光纤放大器(EDFA)放大信号后背靠背传输。在接收端经带通滤波器(BPF)

滤波后除去带外噪声,然后将光载波信号与本地振荡器(LO)产生光波进行相干混频,并利用光电探测器将光信号转变为电信号再通过模数转换器(ADC)转为数字信号,最后经过 DSP 进行相应的损耗补偿^[12,15]。对于产生的 12 Gbaud 的 QPSK 信号,进行频偏估计性能分析,实验中设置 4 组不同频偏,并且真实频偏由快速傅里叶变换(FFT)算法给出。在 OSNR 为 10 dB 时,由 FFT 算法给出的 4 组真实频偏为 0.0431,0.5457,1.0976,1.4916 GHz;在 OSNR 为 16 dB 时,4 组真实频偏为 0.1621,0.6158,1.1037,1.2998 GHz。利用此方案同时估计频偏和相位,频偏估计的结果与利用 FFT 进行频偏估计作为真实值的结果相比较。图 7 中给出频偏估计性能,图 7(a)中给出在 OSNR 为 10 dB 时,LKF 中不同数据块长度及 Q 参数下的频偏估计性能比较:进行了 3 种数据块长度下频偏估计的测试,分别为 $b=16, 30, 60$,对应的 Q 参数为 $10^{-6}, 10^{-5}, 10^{-4}$ 。从图 7 中可以看出,3 种情况下的频偏估计基本重合,这说明不同块状数据的长度在相对应的优化后的 Q 参数下,频偏估计性能基本不变。图 7(b)是在 OSNR 分

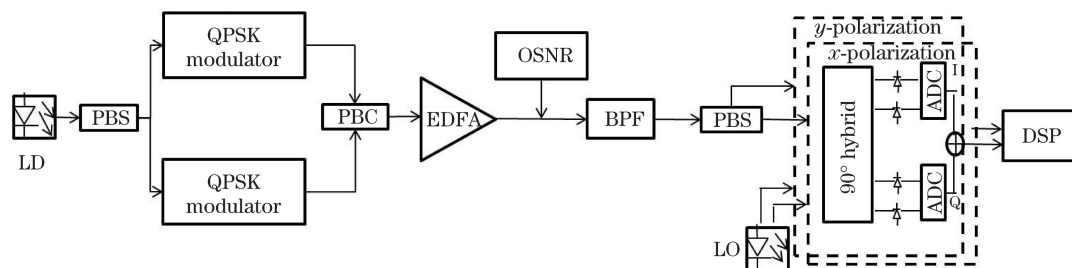


图 6 12 Gbaud 双偏振 QPSK 光通信系统

Fig. 6 12 Gbaud dual polarization QPSK signal system

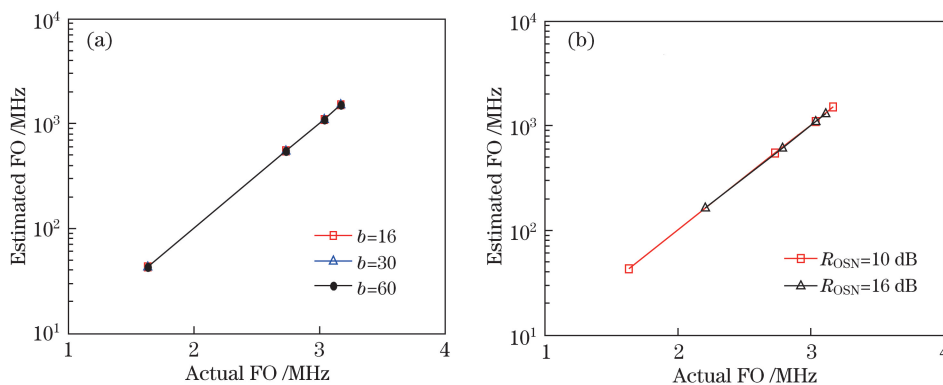


图 7 频偏追踪。(a)不同块状数据长度下的频偏估计;(b)不同 OSNR 下的频偏估计

Fig. 7 Frequency offset tracking. (a) Frequency offset estimation with different block lengths; (b) frequency offset estimation with different OSNRs

别为 10 dB 和 16 dB 时的频偏估计情况,可以看到 2 种情况都能准确追踪到频偏,且频偏的估计范围均较高。

5 结 论

通过级联 EKF 和 LKF 成功地对载波信号的频偏和相位进行联合估计,解决了块状处理卡尔曼滤波对频偏估计容忍度较低的缺陷。该方案具有快速载波估计收敛能力和较高的估计精度,且频偏估计范围较大,能够达到符号速率的 12.5%。另外,针对实际频偏会发生漂移的状况,通过仿真分析了对频偏漂移的追踪性能,结果显示,对频偏漂移的追踪速度可达到 $320 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ 。算法对数据的块状处理使得计算复杂度低,缩短了计算时间,具有较高的实际应用性。最后利用实验对 QPSK 信号的频偏估计验证了该方案具有高估计精度、高频偏容忍度的性能。

参 考 文 献

[1] Lau A P T, Barros D J F, Ip E, *et al.* Coherent detection in optical fiber systems[J]. *Optics Express*, 2008, 16(2): 753-791.
[2] Ip E M, Kahn J M. Fiber impairment compensation

using coherent detection and digital signal processing[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(4): 502-519.

- [3] Wang P, Chen J, You X D, *et al.* Flexible decision-aided maximum likelihood phase estimation for optical coherent QAM signals[J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(8): 0806007.
王萍, 陈健, 由骁迪, 等. 光相干 QAM 信号的弹性 DAML 相位估计[J]. *光学学报*, 2016, 36(8): 0806007.
[4] Selmi M, Jaouen Y, Ciblat P. Accurate digital frequency offset estimator for coherent PolMux QAM transmission systems[C]. *European Conference on Optical Communication*, 2009: 10918813.
[5] Nakagawa T, Ishihara K, Kobayashi T, *et al.* Wide-range and fast-tracking frequency offset estimator for optical coherent receivers[C]. *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2010: 11636831.
[6] Zhou X, Chen X, Long K. Wide-range frequency offset estimation algorithm for optical coherent systems using training sequence[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 24(1): 82-84.
[7] Viterbi A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1983, 29(4): 543-551.

- [8] Noé R, Hoffmann S, Pfau T. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M -QAM constellations[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(8): 989-999.
- [9] Khalil M I, Adib M M H, Chowdhury A M, *et al.* Least radial distance based carrier phase recovery for 16-QAM coherent optical systems[C]. Optoelectronics & Communications Conference Held Jointly with 2013 International Conference on Photonics in Switching, 2013: 13768817.
- [10] Shu N, Inoue T. Carrier recovery for M -QAM signals based on a block estimation process with Kalman filter[J]. Optics Express, 2014, 22(13): 15376-15387.
- [11] Marshall T, Szafraniec B, Nebendahl B. Kalman filter carrier and polarization-state tracking[J]. Optics Letters, 2010, 35(13): 2203-2205.
- [12] Cao G L, Yang Y F, Wang F, *et al.* Extended Kalman based polarization and carrier phase quickly tracking for PDM-16QAM[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(12): 1206005.
曹国亮, 杨彦甫, 王非, 等. 基于扩展卡尔曼的 PDM-16QAM 偏振态和载波相位快速跟踪[J]. 光学学报, 2014, 34(12): 1206005.
- [13] Proakis J G, Salehi M. Digital Communications[M]. 5th ed. Columbus: McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2008.
- [14] Qiu M, Zhuge Q, Xu X, *et al.* Simple and efficient frequency offset tracking and carrier phase recovery algorithms in single carrier transmission systems[J]. Optics Express, 2013, 21(7): 8157-8165.
- [15] Jain A, Landais P, Krishnamurthy P K, *et al.* Extended Kalman filter for estimation of phase noises and frequency offset in 400G PM-16-QAM systems[C]. 13th International Conference on Fiber Optics and Photonics, 2016, Tu3A: Tu3A.3.