

# 基于扩展卡尔曼的 PDM-16QAM 偏振态和载波相位快速跟踪

曹国亮 杨彦甫 王 非 崔澜涛 荣 宁 谷 健 姚 勇

(哈尔滨工业大学深圳研究生院, 广东 深圳 518055)

**摘要** 在偏振复用(PDM)高速光通信系统的相干检测中,需要实现信号偏振态和载波相位的快速跟踪。将扩展卡尔曼滤波器用在偏振复用 16 进制正交振幅调制(PDM-16QAM)光调制信号相干接收机中,成功实现了偏振态和载波相位的快速精确跟踪。在单信道 112 Gb/s PDM-16QAM 传输系统中,数值仿真发现,扩展卡尔曼滤波器所能跟踪的最大偏振态旋转速率可达级联多模算法的 100 倍,而且具有很好的收敛精度,其收敛速度和精度可以通过调优参量控制。使用扩展卡尔曼滤波器跟踪 100 kHz 线宽 18 Mrad/s 偏振态旋转信号时,  $10^{-3}$  误码率(BER)对应的接收机灵敏度代价仅为 0.2 dB。研究了应用于长距离传输光通信系统的扩展卡尔曼相干接收的性能。

**关键词** 光通信;偏振和相位跟踪;扩展卡尔曼;PDM-16QAM

中图分类号 O436 文献标识码 A doi: 10.3788/AOS201434.1206005

## Extended Kalman Based Polarization and Carrier Phase Quickly Tracking for PDM-16QAM

Cao Guoliang Yang Yanfu Wang Fei Cui Lantao Rong Ning Gu Jian Yao Yong

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

**Abstract** In the coherent receiver of polarization division multiplexing (PDM) optical communication system, the modules of polarization demultiplexing and carrier phase recovery are required. Extended Kalman filter is used into polarization division multiplexing-16 quadrature amplitude modulation (PDM-16QAM) coherent receiver to achieve polarization and phase tracking quickly and accurately. In the single channel 112 Gb/s PDM-16QAM optical communication system, the simulation results show that the maximum polarization rotation rate of extended Kalman filter tracking is nearly 100 times faster than that of Cascade multimode algorithm. Meanwhile, Kalman filter also has a high accuracy, and the convergence speed and accuracy can be controlled by adjusting the tuning parameters. Specifically, only 0.2 dB sensitivity penalty at the bit error rate (BER) limit of  $10^{-3}$  is induced when extended Kalman filter is applied on the signal with 100 kHz line width and 18 Mrad/s polarization rotation. A long-haul transmission simulation is raised to test the performance of extended Kalman filter.

**Key words** optical communications; polarization and phase tracking; extended Kalman; PDM-16QAM

**OCIS codes** 060.4510; 060.1660; 060.4230

## 1 引 言

高阶正交振幅调制(QAM)与偏振复用(PDM)

相结合是 400 Gb/s 乃至 1 Tb/s 光通信系统中最具前景的先进光调制技术方案之一。在偏振复用 16

收稿日期: 2014-07-09; 收到修改稿日期: 2014-08-07

基金项目: 国家自然科学基金(61205046)、深圳市战略性新兴产业发展专项资金(JCYJ20120613150130014)、哈尔滨工业大学科研创新基金(HIT.NSFIR.2011131)、哈尔滨工业大学深圳研究生院重点实验课程建设项目

作者简介: 曹国亮(1989—),男,硕士研究生,主要从事相干光通信信号处理与补偿算法方面的研究。

E-mail: cgl0905201@163.com

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

进制正交振幅调制(PDM-16QAM)相干接收机的信号处理模块里,需依次分别完成偏振态和相位噪声的快速跟踪与均衡<sup>[1-2]</sup>。目前人们已分别提出一系列载波相位恢复算法<sup>[3-5]</sup>和偏振解复用算法<sup>[6-8]</sup>,其中最常用的偏振解复用算法是恒模算法(CMA)以及其改进形式,在 $10^{-3}$ 误码率(BER,  $R_{BE}$ )对应的光信噪比(OSNR, 0.1 nm 线宽)状态下,CMA 算法以及用于 PDM-16QAM 信号解偏的级联多模算法(CMMA)所能跟踪的偏振态旋转速率最高只能达到 1 Mrad/s<sup>[6]</sup>。然而未来光通信系统在动态路径切换以及长距离传输场景下,光纤链路易受外界多种因素干扰而导致系统随机双折射的快速漂移,因此有必要提出一种具备更快收敛速率的算法进行偏振态跟踪。

由于卡尔曼滤波算法收敛速度比最小均方算法(LMS)快一个数量级<sup>[9]</sup>,因此广泛应用于数据融合、雷达跟踪等领域。最近有学者将这一算法应用到光通信相干接收机里来进行频偏估计,在 100 个采样点内即可达到稳定收敛状态,并且频偏估计接

近理想值<sup>[10]</sup>。随后基于卡尔曼滤波的载波相位跟踪方法<sup>[9-11]</sup>,以及偏振复用四相调制(PDM-QPSK)信号的偏振态和载波相位跟踪方法<sup>[12]</sup>也相继被提出。卡尔曼算法的另外一个重要优点是容易建立物理模型并且可以直接估计物理参量<sup>[9]</sup>,这在将来的智能光网络测量环境下具有突出的应用价值。

本文进一步给出如何将卡尔曼滤波的方法应用到 PDM-16QAM 信号偏振态和载波相位跟踪中,并分析了调优参量对滤波器性能的影响以及在不同偏振态旋转速率、激光器线宽、光信噪比(OSNR)下滤波器的性能表现,并数值仿真了使用扩展卡尔曼滤波器(EKF)进行偏振态和载波相位跟踪的典型光通信系统的传输性能。

## 2 PDM-16QAM 扩展卡尔曼滤波器设计

基于扩展卡尔曼滤波器的 PDM-QPSK 信号偏振态和载波相位跟踪方法是基于下面给出的扩展卡尔曼测量方程和状态方程<sup>[12]</sup>:

$$\begin{bmatrix} X_x(k) \\ X_y(k) \end{bmatrix} = \mathbf{M}(k)\mathbf{Z}(k) + \mathbf{v}(k), \quad \mathbf{M}(k) = \exp[j\theta(k)] \begin{bmatrix} a(k) + jb(k) & c(k) + jd(k) \\ -c(k) + jd(k) & a(k) - jb(k) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\mathbf{S}(k) = \mathbf{S}(k-1) + \boldsymbol{\zeta}(k), \quad \mathbf{S}(k) = [a(k) \ b(k) \ c(k) \ d(k) \ \theta(k)]^T, \quad (2)$$

式中  $\mathbf{Z}(k) = [Z_x(k) \ Z_y(k)]^T$  是接收机检测到数据,  $\mathbf{M}(k)$  表示要估计的状态量,其中  $a, b, c, d$  是偏振态信息,  $\theta$  是载波相位信息,可以用一个向量  $\mathbf{S}(k)$  表示,  $\mathbf{v}(k), \boldsymbol{\zeta}(k)$  分别表示测量噪声和过程噪声<sup>[13]</sup>。卡尔曼滤波的简化过程如图 1 所示<sup>[12]</sup>,根据卡尔曼预测方程可以得到状态预测量  $\mathbf{S}^-(k)$ ,用  $\mathbf{S}^-(k)$  对信号  $\mathbf{Z}(k)$  进行解偏和相位恢复,得到解调后的信号

$\mathbf{X}(k) = [X_x(k) \ X_y(k)]^T$ , 找寻最靠近  $\mathbf{X}(k)$  的标准星座点  $\mathbf{X}_c(k)$  作为期望输出的星座点,同时也作为滤波器测量值来计算测量余量  $\mathbf{X}_c(k) - \mathbf{X}(k)$ ,代入卡尔曼更新方程就可以得到更新的状态量  $\mathbf{S}(k)$ ,卡尔曼滤波运算的预测方程以及更新方程可参考文献[12],卡尔曼滤波过程中应将所有虚数运算扩展成实数运算,以避免产生奇异性。

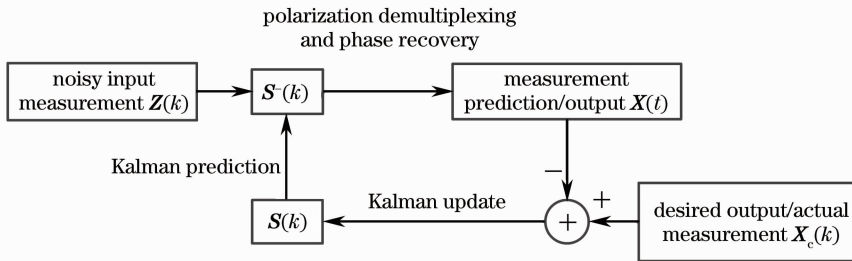


图 1 卡尔曼滤波过程

Fig. 1 Kalman filter loop

使用 EKF 对 PDM-16QAM 信号进行偏振态和载波相位跟踪必须使用两个测量方程:

$$\mathbf{X}_{\text{QPSK}}(k) = \mathbf{M}(k)\mathbf{Z}(k) + \mathbf{v}_{\text{QPSK}}(k), \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_{16\text{QAM}}(k) = \mathbf{M}(k)\mathbf{Z}(k) + \mathbf{v}_{16\text{QAM}}(k), \quad (4)$$

两个测量方程中,使用同一组输入测量值  $\mathbf{Z}(k)$  和状

态量  $\mathbf{M}(k)$ ,不同的是(3)式是以 QPSK 星座点作为期望收敛点,卡尔曼迭代更新时迫使  $\mathbf{X}_{\text{QPSK}}(k)$  靠近 QPSK 星座点;(4)式是以 16QAM 星座点作为期望收敛点,卡尔曼迭代更新时迫使  $\mathbf{X}_{16\text{QAM}}(k)$  靠近 16QAM 星座点。两个测量方程只是增加了 EKF

的维数,基本卡尔曼过程如上文所述。

算法实现里需要适当设定滤波器中  $\mathbf{Q}$  和  $\mathbf{R}$  的取值<sup>[12]</sup>,二者分别用来表征过程噪声协方差和测量噪声协方差,被当做滤波器调优量,一般近视为一个常量<sup>[13]</sup>。在对 16QAM 调制方式进行载波相位和偏振态跟踪时,采用了两个测量方程,显然两个测量方程对应的测量噪声的容忍性是不同的,测量方程(3)式对应 QPSK 星座点之间欧氏距离大,对测量噪声的容忍性大,而测量方程(4)式对应 16QAM 星座点之间欧氏距离小,对测量噪声的容忍性小,体现在  $\mathbf{R}$  取值中如(5)式所示,其中标量  $R_{\text{QPSK}} > R_{\text{16QAM}}$ ,基于仿真结果的分析,设计的 EKF 中设定  $R_{\text{QPSK}} = 0.1, R_{\text{16QAM}} = 0.025$ 。过程噪声协方差矩阵  $\mathbf{Q}$  可以调节滤波器的收敛速度和收敛精度,对应不同状态参量的  $\mathbf{Q}$  中元素取值一般不同,这里假设表征琼斯矩阵的状态量  $a, b, c, d$  过程噪声相同,  $\theta$  的过程噪声与  $a, b, c, d$  不同,初始状态以及每一时刻的噪声都是相互独立的,  $\mathbf{Q}$  表示为(5)式所示,其中  $\mathbf{I}$  指单位矩阵。

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{\text{QPSK}} \mathbf{I}_{4 \times 4} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_{\text{16QAM}} \mathbf{I}_{4 \times 4} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Q_{abcd} \mathbf{I}_{4 \times 4} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & Q_{\text{phase}} \mathbf{I}_{1 \times 1} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

### 3 PDM-16QAM 扩展卡尔曼滤波器性能分析

#### 3.1 仿真系统

图 2 给出典型 112 Gb/s (14 Gbaud) PDM-16QAM 光通信传输系统仿真示意图,其中发射机

光源使用波长为 1553 nm 的窄线宽激光器,经过偏振分光器(PBS)产生的两路垂直偏振光分别进入光正交调制器,两个独立的任意波形发生器产生四路四电平信号作为发送数据驱动光调制器,输出光信号经偏振合束器(PBC)合路,然后经过掺铒光纤放大器(EDFA)放大后,进行背靠背(对应图 2 中 back to back 虚框)或者长距离光纤链路传输(对应图 2 中 optical fiber link 虚框)。在接收端光信号首先经过 3 dB 带宽为 100 GHz 的一阶高斯光滤波器滤除带外噪声<sup>[14]</sup>,然后与本振光进行偏振分集拍频并经过平衡探测,获得的电信号经 3 dB 带宽为 10.5 GHz 的低通滤波器后,进入数字信号处理(DSP)模块。在 DSP 模块中,用一个琼斯矩阵乘以平衡探测电信号  $\mathbf{Z}_{\text{in}}$  来模拟光信号经过链路时的偏振态旋转<sup>[15]</sup>,得到偏振态旋转信号  $\mathbf{Z}_{\text{pol}}$ ,即

$$\mathbf{Z}_{\text{pol}} = \mathbf{J} \cdot \mathbf{Z}_{\text{in}}, \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s k) & \sin(\omega T_s k) \\ -\sin(\omega T_s k) & \cos(\omega T_s k) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

式中  $\omega$  是偏振态旋转速率,  $T_s$  是采样周期。本文所有仿真都假设光信号载频和本地振荡光(LO)的频率偏差为 0,且发送端与接收端激光器线宽相同,接收检测时使用部分差分编码。

激光线宽为零,仿真系统背靠背传输时接收机灵敏度曲线如图 3 所示。可知在  $10^{-3}$  误码率时,对应的 OSNR 为 19.2 dB,与理论曲线值相比存在 2.1 dB 的 OSNR 代价,这主要是由系统实现和差分编码误码扩散引起。仿真结果较文献[16]实验所测接收机灵敏度低 2.4 dB。

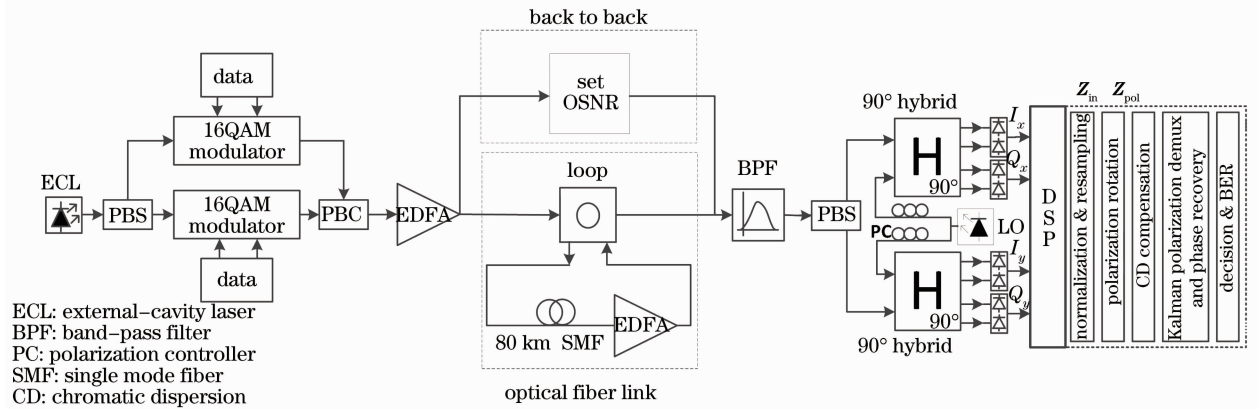


图 2 112 Gb/s (14 Gbaud) PDM-16QAM 光通信仿真系统

Fig. 2 Simulation scheme of 112 Gb/s (14 Gbaud) PDM-16QAM optical communication system

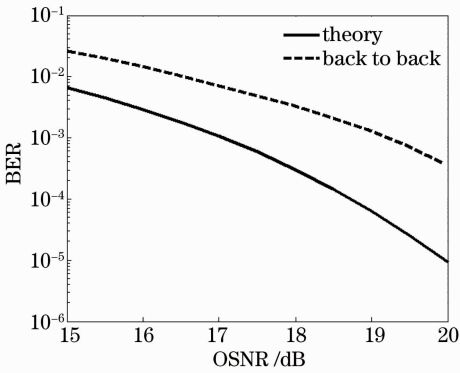


图 3 仿真系统接收机灵敏度

Fig. 3 Receiver sensitivity of simulation scheme

### 3.2 滤波器性能分析

首先研究仿真系统 OSNR 固定时 EKF 对偏振态和载波相位的跟踪能力。设定仿真系统参数以及滤波器参数如下:背靠背传输,光信噪比为 19.2 dB,并加入偏振态旋转,激光器线宽分别设为 0 Hz、100 kHz、500 kHz、1 MHz,卡尔曼迭代更新速率等于系统符号率(14 GSymbol/s)。接收信号理想解偏,且相位补偿时误码率为  $10^{-3}$ 。

图 4(a)是 EKF 和 CMMA 解偏性能的对比,为了消除相位噪声的影响,所处理信号的激光器线宽为 0 Hz,相应的 EKF 中  $Q_{\text{phase}}$  设为一个较小的值  $10^{-5}$ ;CMMA 步长为  $u$ ,解偏后数据经过盲相位恢

复算法(BPS),消除相位偏转影响。对比 EKF 和 CMMA 算法发现,EKF 可以跟踪的偏振态旋转速率几乎可以达到 CMMA 的 100 倍,并且能够保持很好的收敛精度。与 CMMA 中步长  $u$  类似,可以通过改变 EKF 中调优参量  $Q$  取值来调节滤波器的收敛速度和精度,如图 4(a)所示, $Q_{\text{abcd}}$  越大,EKF 可跟踪的偏振态旋转速率越大,但是跟踪精度也越差,解偏后误码率恶化越严重;反之  $Q_{\text{abcd}}$  越小,EKF 可跟踪的偏振态旋转速率越小,但是跟踪精度越好,解偏后误码率恶化越小,最小时误码率仅从  $10^{-3}$  恶化到  $1.1 \times 10^{-3}$ 。调优参量  $Q_{\text{phase}}$  具有与  $Q_{\text{abcd}}$  类似的分析结果, $Q_{\text{phase}}$  的值较小时,可以跟踪的相位噪声较小,但是精度很高;而  $Q_{\text{phase}}$  较大时,可以跟踪较大的相位噪声,但是跟踪精度较差。

使用 EKF 跟踪不同激光器线宽下信号的偏振态旋转性能如图 4(b)所示<sup>[17]</sup>。激光器线宽分别设为 0 Hz、100 kHz、500 kHz、1 MHz,通过上文的分析,设置合适的滤波器调优参量  $Q_{\text{phase}}$  为:  $10^{-5}$ 、 $10^{-4}$ 、 $10^{-3.5}$ 、 $10^{-3}$ ,排除  $Q_{\text{abcd}}$  对滤波器的影响,设置  $Q_{\text{abcd}}$  为  $10^{-4.5}$  不变。在上述所有线宽(相位噪声)参数情况下,EKF 对偏振态旋转速率  $W$  低于 18 Mrad/s 的偏振态旋转都能实现快速跟踪,可见相位噪声并没有影响 EKF 所能跟踪的最高偏振态旋转速率。

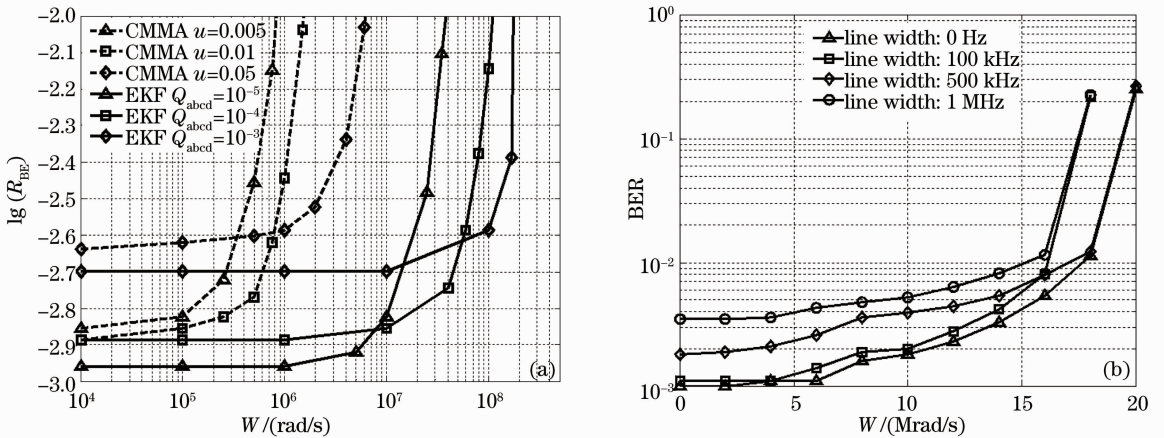


图 4 EKF 偏振态旋转速率性能。(a)与 CMMA 性能对比;(b)相位噪声对滤波性能影响

Fig. 4 Polarization rotation rate performance of EKF. (a) Comparison with CMMA; (b) influence of phase noise on filter

相位噪声虽然不影响 EKF 所能跟踪的最大偏振态旋转速率,但是在偏振态旋转速度较慢时,却是造成接收机灵敏度下降代价的主要因素:EKF 跟踪低于 18 Mrad/s 的偏振态旋转信号时,激光器线宽为 0 Hz,误码率均低于 18 Mrad/s,接近理想值  $10^{-3}$ ,由于不存在相位噪声,此时误码率轻微恶化可认为是由

偏振均衡引起;激光器线宽为 100 kHz 时,对应的误码率曲线与 0 Hz 线宽下误码率曲线相当接近,因此可知,100 kHz 线宽相位噪声引起的扩展卡尔曼滤波代价很小;然而当激光器线宽增加到 500 kHz 和 1 MHz 时,二者误码率基本保持在  $2.2 \times 10^{-3}$  和  $3.9 \times 10^{-3}$  左右,明显高于 0 Hz 和 100 kHz 线宽情

况,可认为此时相位噪声是限制滤波器性能的主要因素。因此,扩展卡尔曼方法虽然可以跟踪高达 18 Mrad/s 的偏振态旋转,但只能工作在较小的激光器线宽下。EKF 对线宽容忍性较差的一个主要原因是测量方程(1)式关于表征相位的状态量  $\theta$  是非线性的,扩展卡尔曼迭代更新中,求雅可比(Jacobians)矩阵时相当于对  $\theta$  采取了一阶泰勒近似。

图 5 给出了 EKF 跟踪偏振态旋转和载波相位的典型结果图,仿真参数包括:OSNR 为 19.2 dB,

激光器线宽为 100 kHz,偏振态旋转速率为 18 Mrad/s。EKF 输入输出信号如图 5(a)所示,滤波前信号存在偏振态混叠和相位噪声,无法分辨星座点,经过 EKF 后,星座点清晰可见。图 5(b)、(c)给出了系统参量  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  和  $\theta$  的 EKF 估计值,因为偏振旋转琼斯矩阵如(7)式,矩阵虚部为 0,实部为正弦波形,所以对应  $b$ 、 $d$  估计值为 0, $a$ 、 $c$  估计值为正弦形状,但是受到相位噪声影响,琼斯矩阵估计值中有可能引入一个固定相位,导致  $b$ 、 $d$  的估计值随  $a$ 、 $c$  正弦变化。

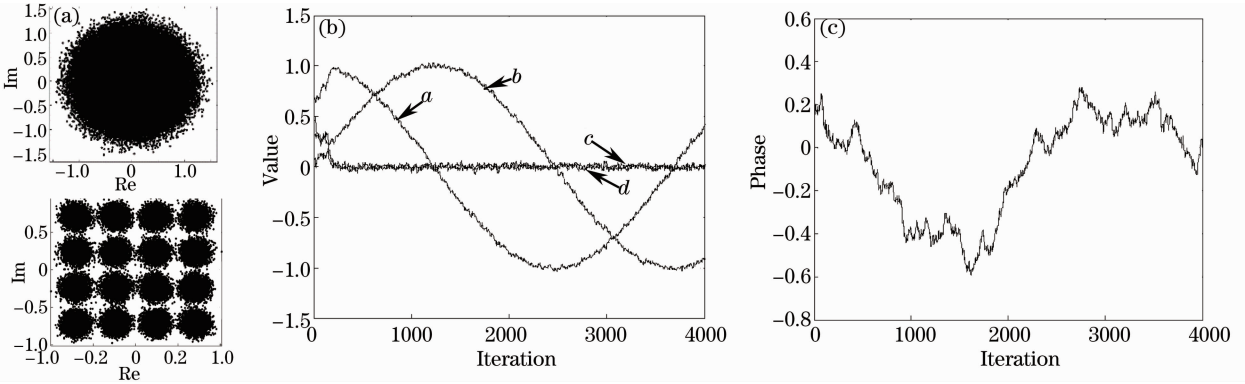


图 5 (a)滤波器输入输出信号,(b)  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  估计值;(c)相位估计值

Fig. 5 (a) Input and output of filter; (b) Kalman-estimated  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$ ; (c) carrier phase

图 6 给出扩展卡尔曼接收机在不同激光器线宽下 BER 与 OSNR 的关系曲线,研究不同激光器带宽所引起的接收机灵敏度代价,仿真中偏振态旋转速率固定为 18 Mrad/s,激光器线宽分别为 0 Hz、100 kHz、500 kHz、1 MHz,滤波器跟踪和均衡 0 Hz、100 kHz 线宽信号的接收机灵敏度代价在较大误码率范围内几乎不变,  $10^{-3}$  误码率对应的灵敏度代价分别为 0.1 dB、0.2 dB;而对于 500 kHz、1 MHz 线宽信号,随着误码率降低对应的接收机灵

敏度代价增大,  $10^{-3}$  误码率对应灵敏度代价分别为 1.2 dB 和 1.7 dB。

最后模拟基于 EKF 解调的光通信系统在长距离传输中的性能,仿真系统框图如图 2 所示,使用光纤链路传输,传输链路参数设置如表 1 所示,仿真中考虑了偏振模色散(PMD)、色度色散(CD)<sup>[18]</sup>和自相位调制以及其他高阶非线性效应<sup>[19]</sup>,以及快速的偏振旋转。

表 1 传输链路参数

Table 1 Fiber link parameters

Parameter	Value
Line width /kHz	100
Attenuation of fiber /(dB/km)	0.2
Polarization rotation /(Mrad/s)	18
Noise figure	4
Nonlinear index /(m <sup>2</sup> /W)	$2.6 \times 10^{-20}$
CD /[ps/(km·nm)]	16
CD slop /(s/m <sup>3</sup> )	$0.08 \times 10^{-3}$
PMD /(ps/km <sup>-0.5</sup> )	0.1

图 7 给出误码率为  $10^{-3}$  时的光信号传输距离与入纤功率的对应曲线。仿真中线下补偿光纤色散,不进行非线性补偿和偏振模色散补偿。仿真结果表明 EKF 成功实现对长距离传输后光信号载波

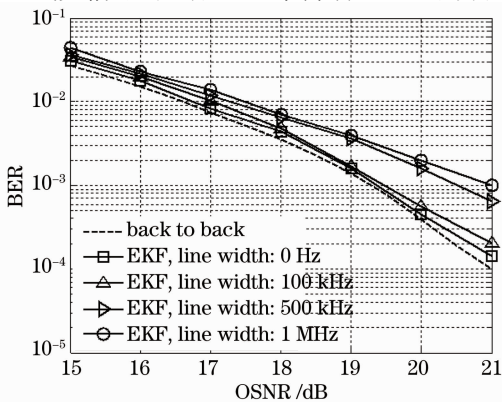


图 6 不同激光器线宽下误码率与光信噪比的关系

Fig. 6 Relationship between bit error rate and optical signal-noise ratio in different linewidths

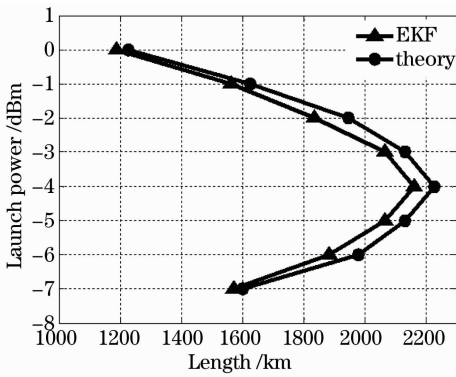


图7  $10^{-3}$ 误码率对应系统最远传输距离与入纤功率关系

Fig. 7 Impact of launch power on the maximum transmission distance using EKF at the BER limit of  $10^{-3}$

相位和偏振态的跟踪,在最佳入纤功率为 4 dB 时达到 2170 km 的传输距离,与理想解偏并相位恢复情形相比传输距离仅仅减少 70 km。

## 4 结 论

设计了 PDM-16QAM 情形下的扩展卡尔曼滤波器方程,实现了偏振态和载波相位的快速跟踪与均衡。通过仿真发现扩展卡尔曼滤波算法可同时具备较好的收敛速度和精度,能跟踪的偏振态旋转速度可达到 CMMMA 算法的 100 倍,在 100 kHz 激光器线宽和低于 18 Mrad/s 偏振态旋转时,能以 0.2 dB 的接收机灵敏度代价实现偏振态和载波相位的估计和均衡。最后仿真了基于扩展卡尔曼滤波器的光相干接收机在长距离传输系统中的性能表现,结果表明单信道 112 Gb/s 速率下系统最远传输距离为 2170 km。

## 参 考 文 献

- 1 I Fatadin, D Ives, S J Savory. Blind equalization and carrier phase recovery in a 16-QAM optical coherent system [J]. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(15): 3042–3049.
- 2 X Zhou. Digital signal processing for coherent multi-level modulation formats [J]. *Chin Opt Lett*, 2010, 8(9): 863–870.
- 3 M Kuschnerov, F N Hauske, K Piyawanno, *et al.*. DSP for coherent single-carrier receivers [J]. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(16): 3614–3622.
- 4 J H Ke, K P Zhong, Y Gao, *et al.*. Linewidth-tolerant and low-complexity two-stage carrier phase estimation for dual-polarization 16-QAM coherent optical fiber communications [J]. *J Lightwave Technol*, 2012, 30(24): 3987–3992.
- 5 M I Khalil, M M H adit, A M Chowdhury, *et al.*. Least radial distance based carrier phase recovery for 16-QAM coherent optical systems [C]. *Optoelectronics and Communications Conference and Photonics in Switching*, Optical Society of America, 2013. 1–2.

- 6 S J Savory. Digital filters for coherent optical receivers [J]. *Opt Express*, 2008, 16(2): 804–817.
- 7 B Szafraniec, B Nebendahl, T Marshall. Polarization demultiplexing in Stokes space [J]. *Opt Express*, 2010, 18(17): 17928–17939.
- 8 J Tang, J He, J Xiao, *et al.*. Blind polarization demultiplexing for quadrature amplitude modulation coherent optical communication systems using low-complexity and fast-converging independent component analysis [J]. *Opt Eng*, 2014, 53(5): 056118.
- 9 B Szafraniec, T S Marshall, B Nebendahl. Performance monitoring and measurement techniques for coherent optical systems [J]. *J Lightwave Technol*, 2013, 31(4): 648–663.
- 10 S Zhang, P Y Kam, C Yu, *et al.*. Frequency offset estimation using Kalman filter in coherent optical phase-shift keying systems [C]. *Conference on Lasers and Electro-Optics*, Optical Society of America, 2010. CThDD4.
- 11 L Barletta, M Magarini, A Spalvieri. Bridging the gap between Kalman filter and Wiener filter in carrier phase tracking [J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2013, 25(11): 1035–1038.
- 12 T Marshall, B Szafraniec, B Nebendahl. Kalman filter carrier and polarization-state tracking [J]. *Opt Lett*, 2010, 35(13): 2203–2205.
- 13 G Welch, G Bishop. *An Introduction to the Kalman Filter* [R]. Department of Computer Science University of North Carolina at Chapel Hill, 1999.
- 14 Zhu Yupeng, Yang Yanfu, Yan Bingyang, *et al.*. Novel performance estimation for QPSK signals impaired by narrow filtering [J]. *Chinese J Lasers*, 2014, 41(s1): s105005.
- 朱宇鹏, 杨彦甫, 颜丙阳, 等. 窄带滤波损伤正交相移键控光信号的质量估计新算法[J]. *中国激光*, 2014, 41(s1): s105005.
- 15 V B Ribeiro, J C Oliveira, J C Diniz, *et al.*. Enhanced digital polarization demultiplexation via CMA step size adaptation for PM-QPSK coherent receivers [C]. *Optical Fiber Communication Conference*, Optical Society of America, 2012. OW3H. 4.
- 16 S Makovejs, D S Millar, D Lavery, *et al.*. Characterization of long-haul 112 Gbit/s PDM-QAM-16 transmission with and without digital nonlinearity compensation [J]. *Opt Express*, 2010, 18(12): 12939–12947.
- 17 Wang Lingzi, Tang Xianfeng, Zhang Xiaoguang, *et al.*. Blind phase estimation algorithms based on decision-directed and decision-feedback in PDM-CO-OFDM systems [J]. *Chinese J Lasers*, 2014, 41(3): 0305001.
- 王凌子, 唐先锋, 张晓光, 等. 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[J]. *中国激光*, 2014, 41(3): 0305001.
- 18 Zeng Xiangye, Liu Jianfei, Zhao Qida. Study on dispersion equalizer and algorithm for polarization multiplexed fiber optics communication systems [J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(2): 0206003.
- 曾祥烨, 刘剑飞, 赵启大. 偏振复用光纤通信系统色散均衡器及算法的研究[J]. *光学学报*, 2012, 32(2): 0206003.
- 19 Lin Mi, Zhang Yang'an, Zhang Jinnan, *et al.*. Influence of nonlinear effects in 112 Gbit/s transmission co-propagating multi-rate neighbors [J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(3): 0306006.
- 林 密, 张阳安, 张锦南, 等. 112 Gbit/s 信号混传多种速率信号的非线性效应影响[J]. *光学学报*, 2012, 32(3): 0306006.

栏目编辑: 王晓琪