

卫星相干光通信测速一体化技术研究

许云祥¹ 许蒙蒙² 孙建锋² 吴斌^{1*} 汪勃¹

¹北京跟踪与通信技术研究所空间目标测量重点实验室, 北京 100094

²中国科学院上海光学精密机械研究所激光通信及检验技术重点实验室, 上海 201800

摘要 为解决卫星相干光通信中光锁相环较难实现、信息捕获时间过长等问题, 基于光纤通信中数字信号处理器(DSP)的频偏、相偏开环补偿技术, 提出了一种基于外差探测实现卫星相干通信测速一体化的方法。从理论上分析了该方法的原理和可行性, 并通过仿真对通信和测速两种模式进行了验证。仿真结果表明, 在通信模式下, 当接收功率高于 -48.14 dBm时, 系统的误码率优于 10^{-4} ; 在测速模式下, 当信噪比高于 17 dB时, 卫星径向相对速度估计精度优于 0.62 m/s。

关键词 光通信; 卫星测速; 频率估计; 相位估计; 多普勒频移

中图分类号 TN929.1 **文献标识码** A

doi: 10.3788/LOP53.120603

Integrated Technology of Communication and Velocity Measurement in Satellite Coherent Optical Communication

Xu Yunxiang¹ Xu Mengmeng² Sun Jianfeng² Wu Bin¹ Wang Bo¹

¹Key Laboratory of Space Object Measurement, Beijing Institute of Tracking and Telecommunication Technology, Beijing 100094, China

²Key Laboratory of Space Laser Communication and Testing Technology, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China

Abstract To deal with the difficulty in realizing optical phase-locked loop (OPLL) and shorten capture time in satellites coherent light communication, a heterodyne detection and digital signal processor (DSP) based integrated method of communication and velocity measurement is proposed, which uses the frequency shift estimation and phase recovery technology in optical fiber communication. Principle and feasibility of the method are analyzed theoretically and verified experimentally. Simulation results show that when the received power is higher than -48.14 dBm under the mode of communication, the bit error rate (BER) of the system is better than 10^{-4} , and when the signal noise ratio (SNR) is higher than 17 dB under the mode of velocity measurement, the estimation accuracy of the satellite radial relative velocity is superior to 0.62 m/s.

Key words optical communications; satellite velocity measurement; frequency estimation; phase estimation; Doppler frequency shift

OCIS codes 060.4510; 060.1660; 120.5050

1 引言

星间相干激光通信因其具有较高的接收灵敏度, 其体制成为星间激光通信链路技术发展中极具潜力的通信体制, 并随着器件成熟而快速发展。星间相干光通信中, 接收机处理的信号为接收信号与本振光混频处理后的信号, 理论上要求此信号只随调制信号变化。但在实际传输过程中, 通常被作为发射机和本振激光器的半导体激光器, 其线宽范围较宽(从 10 kHz到 10 MHz)^[1], 对系统解调误码率(BER)带来影响。同时, 多

收稿日期: 2016-09-01; **收到修改稿日期:** 2016-09-07; **网络出版日期:** 2016-12-06

作者简介: 许云祥(1991—), 男, 硕士研究生, 主要从事卫星相干光通信方面的研究。E-mail: arthurxu1117@163.com

导师简介: 汪勃(1968—), 男, 硕士, 研究员, 硕士生导师, 主要从事航天测控方面的研究。E-mail: 17701292906@189.cn

* **通信联系人。** E-mail: wubin2001@sina.com

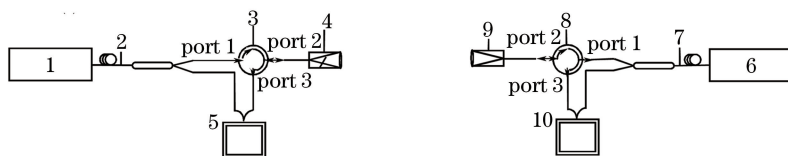
普勒频移对此混频信号带来较大频率漂移,对系统解调影响较为严重。当前主要采用光学锁相环来消除多普勒频移的影响^[2-3]。该过程需反馈控制本振激光器,使其跟踪多普勒频移,但可能会出现因激光器自身频率可调节最大速度过低而无法跟踪多普勒频移的快速变化或锁定所需时间过长等现象。

随着数字信号处理技术的发展,光纤通信中基于数字信号处理器(DSP)的频偏、相偏开环补偿技术被大量研究并取得快速发展^[4-6],该技术的显著特点是系统不必使用光锁相环(OPLL),对频偏、相偏采用开环式补偿,相比光学锁相环具有快速和高精度等优点。

本文将开环补偿技术应用于卫星相干光通信背景中,并针对星间链路卫星自主导航的要求提出一种基于外差探测实现通信测速一体化的方法。该方法相比文献[7]所述的利用激光的回波信号和激光的本地参考光信号作差频实现测速的方法,降低了对激光器功率和光电探测器灵敏度的要求,易于实现;在通信模式下,该方法对频偏、相偏采用开环式补偿,相比光学锁相环具有快速和高精度等优点。

2 通信模型

通信模型的结构如图1所示,图中A卫星和B卫星的结构均包括可调谐激光器、1分2光纤分束器、光纤环形器、光纤准直器、90°电桥和数字信号处理模块。在测速模式下,两星同时向对方发送不添加相位调制信息的激光信号,并在两星上同时估计出本振光和信号光的频率偏差,从而求解多普勒频移。在通信模式下,一颗卫星发射信号,另一颗卫星上可调谐激光器作为本振光源,对信号光进行混频后送入后续电子学部分进行解调。两种模式共用光学、电子学等单元,下面分别对这两种模式进行理论分析。



1, 9: tunable laser; 2, 8: fiber beam splitter; 3, 7: fiber circulator; 4, 6: fiber collimator; 5, 10: 90° bridge and digital signal processing module

图1 通信测速一体化模型结构图。(a)A卫星;(b)B卫星

Fig. 1 Model structural diagrams of the integration of communication and velocity measurement. (a) A satellite; (b) B satellite

3 测速模式

在A卫星上,接收到来自B卫星的信号光可以表示为

$$E_{SAB} = \sqrt{\frac{P_{SAB}}{2}} \left\{ \exp \left\{ j\omega_B \left[t - \frac{S(t)}{c-v} \right] + j\theta_B \left[t - \frac{S(t)}{c-v} \right] \right\} + \text{c.c.} \right\}, \quad (1)$$

式中 P_{SAB} 是A卫星上接收到来自B卫星的信号光功率, ω_B 是信号光的角频率, $t_d = \frac{S(t)}{c-v}$ 是信号光传输的时延, $S(t)$ 是两星间距离, c 和 v 分别表示真空中的光速和两卫星间的相对速度, θ_B 是信号光的相位噪声, c.c. 代表复共轭项。 $S(t) = S_0 - vt$, S_0 是卫星静止时A、B两卫星的距离。由于 $\left(1 + \frac{v}{c-v}\right)\omega_B \approx \left(1 + \frac{v}{c}\right)\omega_B = \omega_B + \omega_{dB}$, ω_{dB} 是信号光的多普勒频移,故(1)式可以改写为

$$E_{SAB} = \sqrt{\frac{P_{SAB}}{2}} \left\{ \exp \left[j(\omega_B + \omega_{dB})t - j\frac{S_0}{c-v}\omega_B + j\theta_B(t - t_d) \right] + \text{c.c.} \right\}. \quad (2)$$

A卫星上本振光可以表示为

$$E_{ALO} = \sqrt{\frac{P_{ALO}}{2}} \left\{ \exp [j\omega_A t + j\theta_A(t)] + \text{c.c.} \right\}, \quad (3)$$

式中 P_{ALO} 是A卫星上本振光功率, ω_A 是本振光角频率, θ_A 是本振光的相位噪声。

根据文献[8]中,平衡探测器输出的电信号同相和正交分量分别为

$$i_{AI}(t) = R \sqrt{P_{ALO} P_{SAB}} \cos \left\{ (\omega_B + \omega_{dB} - \omega_A) t + [\theta_B(t - t_d) - \theta_A(t)] - \frac{S_0}{c - v} \omega_B \right\}, \quad (4)$$

$$i_{AQ}(t) = R \sqrt{P_{ALO} P_{SAB}} \sin \left\{ (\omega_B + \omega_{dB} - \omega_A) t + [\theta_B(t - t_d) - \theta_A(t)] - \frac{S_0}{c - v} \omega_B \right\}, \quad (5)$$

式中 R 是探测器的响应度。从探测器输出的信号可以重建为复振幅形式

$$i_{cA}(t) = R \sqrt{P_{ALO} P_{SAB}} \exp \left\{ j(\omega_B + \omega_{dB} - \omega_A) t + j[\theta_B(t - t_d) - \theta_A(t)] - j \frac{S_0}{c - v} \omega_B \right\}. \quad (6)$$

对其进行采样, T_{sample} 为采样周期, 接收到第 n 个码元 S_n 可以表示为

$$S_n = A \exp [j(\Delta\omega_A n T_{\text{sample}} + \theta_n)], \quad (7)$$

式中 $A = R \sqrt{P_{ALO} P_{SAB}}$, $\theta_n = \theta_B(n T_{\text{sample}} - t_d) - \theta_A(n T_{\text{sample}}) - \frac{S_0}{c - v} \omega_B$, $\Delta\omega_A = \omega_B + \omega_{dB} - \omega_A$ 。

因为频偏会导致相邻采样之间存在相位差 $\Delta\varphi_A$, 所以只需要估计相邻采样间相位差就能计算出频偏, 其框图如图 2 所示。图中 Z^{-1} 代表 1 bit 延时, $(\cdot)^*$ 代表共轭, $\arg(\cdot)$ 代表幅角。

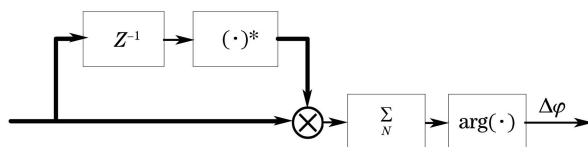


图 2 频率估计算法框图

Fig. 2 Block diagram of the frequency estimation algorithm

将接收到的信号 S_n 乘以它以前一个信号的复共轭 S_{n-1}^* , 得到的复数 d_n 的相位是两个码元的相位差:

$$d_n = S_n \times S_{n-1}^* = A^2 \exp \{ j[\Delta\varphi_A + (\theta_n - \theta_{n-1})] \}, \quad (8)$$

式中 $\Delta\varphi_A = \Delta\omega_A T_{\text{sample}}$ 。令 $\Delta\theta_{nB}(n T_{\text{sample}} - t_d) = \theta_{nB}(n T_{\text{sample}} - t_d) - \theta_{nB}(n T_{\text{sample}} - t_d - T_{\text{sample}})$, $\Delta\theta_{nA}(n T_{\text{sample}}) = \theta_{nA}(n T_{\text{sample}}) - \theta_{nA}(n T_{\text{sample}} - T_{\text{sample}})$, 则 $\theta_n - \theta_{n-1} = \Delta\theta_{nB}(n T_{\text{sample}} - t_d) - \Delta\theta_{nA}(n T_{\text{sample}})$ 。选取 500 bit 采样, 利用最大似然法来估计 $\Delta\varphi_A$, 从而得到 $\Delta\omega_A$ 的估计。

通过频率估计算法, 估计得到 $\Delta\hat{\omega}_A = \omega_B + \omega_{dB} - \omega_A + \delta\omega_A$, $\delta\omega_A$ 是激光相位噪声 $\theta_n - \theta_{n-1}$ 带来的估计误差。接下来, 分析光相位噪声给频率估计带来的误差。

因为 T_{sample} 远大于受激载流子的自发寿命, 所以相位噪声 θ_{nB} 和 θ_{nA} 的变化是一个随机的布朗运动^[9], 因此 $\Delta\theta_{nB}(n T_{\text{sample}} - t_d)$ 是均值为 0、方差为 $2\pi\Delta\nu_B T_{\text{sample}}$ 的高斯变量, $\Delta\theta_{nA}(n T_{\text{sample}})$ 是均值为 0、方差为 $2\pi\Delta\nu_A T_{\text{sample}}$ 的高斯变量, 其中 $\Delta\nu_A$ 为激光器 A 的线宽, $\Delta\nu_B$ 为激光器 B 的线宽。因为 $\Delta\theta_{nA}(n T_{\text{sample}})$ 和 $\Delta\theta_{nB}(n T_{\text{sample}} - t_d)$ 无相关性, 故两者之和满足均值为 0、方差为 $2\pi(\Delta\nu_A + \Delta\nu_B) T_{\text{sample}}$ 的高斯分布。

根据 3σ 准则, $\delta\omega_A$ 有 0.9544 的概率落在 $\left[-2\sqrt{\frac{2\pi(\Delta\nu_A + \Delta\nu_B)}{T_{\text{sample}}}}, 2\sqrt{\frac{2\pi(\Delta\nu_A + \Delta\nu_B)}{T_{\text{sample}}}} \right]$ 区间中。

前面的讨论是接收机在 A 卫星上的情况, 同理, 当 A 卫星发射信号光, B 卫星上进行解调时, 通过频率估计算法, 可得到 $\Delta\hat{\omega}_B = \omega_A + \omega_{dA} - \omega_B + \delta\omega_B$ 。

综合两者, 可以得到多普勒频移估计值

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2 \times 2\pi} (\Delta\hat{\omega}_A + \Delta\hat{\omega}_B) = \frac{1}{2 \times 2\pi} (\omega_{dA} + \omega_{dB} + \delta\omega_A + \delta\omega_B) = f_d + \frac{\delta\omega_A + \delta\omega_B}{2 \times 2\pi}. \quad (9)$$

4 通信模式

为了实现解调, 需要对前文中的信号光和本振光之间的频偏进行估计和补偿。和测速模式不同, 在通信模式下, 信号光的相位中包含调制相位信息。在采样完成之后需要进行重采样, 保证每一点采样对应一位码元, 即 $T_{\text{sample}} = T_s$, 接收到的第 n 个码元 S_n 可以表示为

$$S_n = \exp [j(a_n + 2\pi\Delta f n T_s + \theta_n)], \quad (10)$$

式中 a_n 为原始信号相位, Δf 为接收光和本振光之间的频率偏差, T_s 为码元采样间隔。为了便于分析, 表

达式对幅度进行了归一化处理。

解调的顺序为先对信号频偏进行估计,再对载波相位进行恢复。频偏估计框图如图 3 所示。

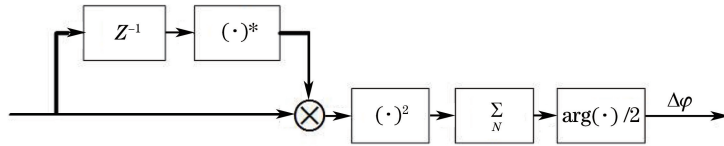


图 3 频率估计算法框图

Fig. 3 Block diagram of the frequency estimation algorithm

和测速模式中的频率估计一样,首先将接收到的信号 S_n 乘以它以前一个信号的复共轭 S_{n-1}^* ,得到的复数 d_n 的相位是两个码元的相位差:

$$d_n = S_n \times S_{n-1}^* = \exp\{j[a_n - a_{n-1} + \Delta\varphi + (\theta_n - \theta_{n-1})]\}. \quad (11)$$

前文提到,激光器的线宽范围一般从 10 kHz 到 10 MHz,因此光载波相位噪声的变化要远比调制相位的变化慢得多,可认为 $\theta_n - \theta_{n-1} \approx 0$ 。通过平方法移除信号相位中包含的编码信息,选取相邻若干位采样通过最大似然估计得到 $\Delta\varphi$,估计出 Δf 。

在移除频偏之后,信号表达式可写为

$$S'_n = \exp[j(a_n + \theta_n)]. \quad (12)$$

同理,载波相位恢复步骤如图 4 所示。通过消除相位信息后对多个相邻码元相位求平均的方法获得较为准确的相位估计。

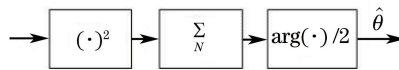


图 4 相位估计算法框图

Fig. 4 Block diagram of the phase estimation algorithm

5 仿真结果

先在通信模式下利用 Matlab 进行仿真验证。除了相位噪声会影响解调外,夹杂在信号中的散粒噪声和电路噪声也会对解调造成影响,将(7)式更新为

$$S_n = A \exp[j(a_n + \Delta\omega n T_s + \theta_n)] + \omega(n), \quad (13)$$

式中 $\omega(n)$ 是离散的高斯变量,其方差代表噪声的功率。

采用二进制相移键控(BPSK)调制,传输速率为 5 Gbit/s^[4],选取 500 bit 采样进行频率估计,估计的精度较高。对于相位估计而言,取相邻 10 bit 采样时,估计效果较好。仿真流程如图 5 所示,图中 ADC 为模数转换器,DEMUX 为频率解调器,FE 为频偏估计模块,PE 为载波相位估计。

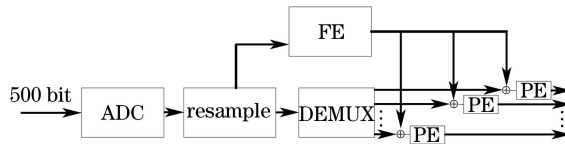


图 5 仿真流程图

Fig. 5 Block diagram of the simulation

系统每次处理 500 bit 信息,将信息经采样后再进行重采样保证每点采样对应一个码元。随后将 500 bit 采样送入频偏估计模块进行频率估计,消除频偏后每 10 bit 信息进行一次载波相位估计,并解调得到相位信息。

随着时间增加,频率估计的残差会使得信号相位增加,而相位估计只能估计出 $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$ 之间的相位,因此每传输 8 bit 信息添加 2 bit 导频信息用于消除相位模糊。

在多普勒频移为 $[0.25 \text{ GHz}, 2.25 \text{ GHz}]$ 区间上每间隔 0.25 GHz 传输 1 Mbit 数据,设置激光的中心波长为 1550 nm ,本振光功率设为 10 dBm ,探测器的响应度 $R = 1 \text{ A/W}$ 。仿真得到三个接收功率条件下误码率和频偏的关系,如图 6 所示。

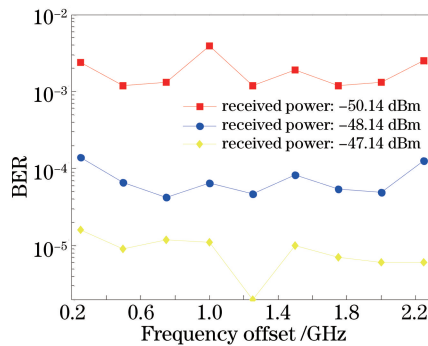


图 6 误码率与频偏关系图

Fig. 6 BER versus frequency offset

图 6 中红色方块曲线、蓝色圆形曲线、黄色菱形曲线分别代表接收机灵敏度为 -50.14 dBm , -48.14 dBm , -47.14 dBm 的情况。从图中可以看出,当接收功率高于 -48.14 dB 时,误码率基本低于 10^{-4} 。

在 Kikuchi 等^[6]所做的零差数字接收机实验中,本振光功率为 10 dBm ,传输速率为 10 Gbit/s 。实验结果表明,在误码率为 10^{-4} 时,接收机灵敏度为 -46 dBm ,距离散粒噪声极限 4 dB ,误差主要来源于放大器的自发辐射系数($n_{sp} = 1.6$,带来约 2 dB 损失)和码间干扰。在本文的仿真实验中,考虑到探测器响应度和传输速率的不同,经计算散粒噪声极限为 -51 dBm ,实际仿真灵敏度在 10^{-4} 时为 -48.14 dBm ,距离散粒噪声极限约 3 dB ,基本验证理论的正确性。

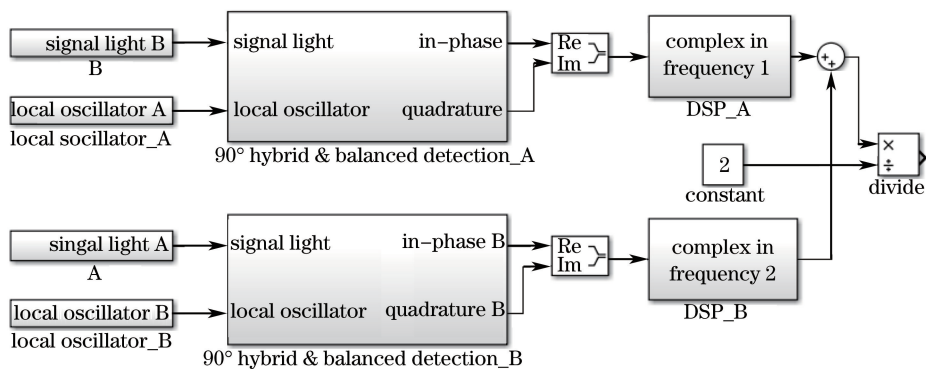


图 7 测速系统仿真框图

Fig. 7 Block diagram of the velocity measurement system

在测速模式下,通过搭建 Simulink 仿真平台进行验证,如图 7 所示,包括信号源模块、 90° 电桥和平衡探测模块以及数字信号处理模块。仿真过程中,选用中心波长为 1550 nm 、线宽为 10 kHz 的半导体激光器,假定激光器的频率不确定度为 30 MHz ,忽略传输延时 t_d 时间内激光器的频率漂移。仿真得到多普勒频移估计的标准差和多普勒频移之间的关系如图 8 所示。

图 8 中由三角形、菱形、圆形和方形连接成的折线分别代表信噪比(SNR)为 12 dB , 17 dB , 15 dB , 20 dB 的情况。从图中可以看出,当信噪比高于 17 dB 时,多普勒频率估计精度优于 400 kHz ,根据多普勒频移计算公式,卫星间径向速度估计精度优于 0.62 m/s 。

虽然仿真结果距离目前空间测速毫米级精度仍有一定差距^[10],但是可以从以下两种思路出发进一步提高速度估计精度:提高最大似然估计的样本数量,在激光多普勒频率变化率为 10 MHz/s 的情况下,适当增加采样数量并不会造成因为样本过大而导致的估计精度下降;同时,现在激光器的线宽可以达到千赫兹量级^[11],通过使用更窄线宽的激光器,从而进一步提升速度估计精度。

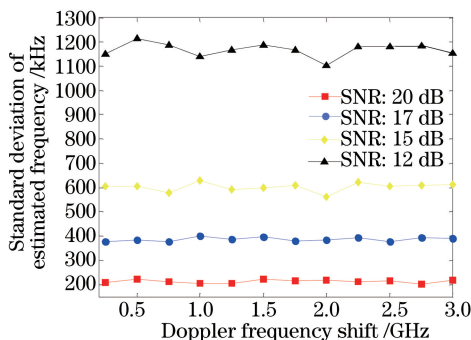


图 8 多普勒频移估计标准差与多普勒频移的关系图

Fig. 8 Standard deviation of Doppler frequency shift estimation versus Doppler frequency shift

6 结 论

研究了基于 DSP 的频偏、相偏开环补偿技术,用于卫星相干光通信频偏、相偏估计、补偿和信息解调。同时,针对星间链路卫星自主导航提出一种基于外差探测的卫星相干光通信测速一体化方法。对通信和测速两种模式进行了理论分析和仿真验证,仿真结果表明,在通信模式下,当接收功率高于 -48.14 dBm 时,误码率优于 10^{-4} ;在测速模式下,当信噪比高于 17 dB 时,多普勒频率估计精度优于 400 kHz,速度估计精度优于 0.62 m/s。通信模式下仿真结果与理论分析相符,验证了理论的正确性。该研究成果对于卫星激光通信和卫星自主运行具有一定的指导意义,为从事相关背景和专业的研究人员提供了参考。

参 考 文 献

- Sakamoto T, Lu G W, Chiba A, *et al.* Digital optical phase locked loop for real-time coherent demodulation of multilevel PSK/QAM[C]. Optical Fiber Communication Conference, 2010, OMS: OMS5.
- Ando T, Haraguchi E, Tajima K, *et al.* Coherent homodyne receiver with a compensator of Doppler shifts for inter orbit optical communication[C]. SPIE, 2011, 7923: 79230J.
- Zhang Zhen, Sun Jianfeng, Lu Bin, *et al.* Costas optical phase lock loop system design in inter-orbit coherent laser communication[J]. Chinese J Lasers, 2015, 42(8): 0805006.
张震,孙建锋,卢斌,等.星间相干激光通信中科斯塔斯锁相系统设计[J].中国激光,2015,42(8):0805006.
- Leven A, Kaneda N, Koc U V, *et al.* Frequency estimation in intradyne reception[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(6): 366-368.
- Hoffmann S, Bhandare S, Pfau T, *et al.* Frequency and phase estimation for coherent QPSK transmission with unlocked DFB lasers[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(18): 1569-1571.
- Kikuchi K, Tsukamoto S. Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(13): 1817-1822.
- Zhang Yanyan, Gong Ke, He Shufang, *et al.* Progress in laser Doppler velocity measurement techniques[J]. Laser & Infrared, 2010, 40(11): 1157-1162.
张艳艳,巩珂,何淑芳,等.激光多普勒测速技术进展[J].激光与红外,2010,40(11):1157-1162.
- Okoshi T, Kikuchi K. Coherent optical fiber communications[M]. Dordrecht, The Netherlands: Kluwer Academic, 1988.
- Nicholson G. Optical source linewidth criteria for heterodyne communication systems with PSK modulation[J]. Optical & Quantum Electronics, 1985, 17(6): 399-410.
- Wang Zhengbo, Zhao Lu, Wang Lijun. Precision satellite velocity determination using Beidou with applications in satellite-based geodesy[J]. Scientia Sinica Physica, Mechanica & Astronomica, 2015, 45(5): 059501.
王正博,赵路,王力军.基于北斗的卫星精密测速及全球重力场精密测量[J].中国科学:物理学力学天文学,2015,45(5):059501.
- Qu Ronghui, Cai Haiwen. Narrow linewidth lasers with high stability[J]. Infrared and Laser Engineering, 2009, 38(6): 1033-1038.
瞿荣辉,蔡海文.高稳定度窄线宽激光器的研究[J].红外与激光工程,2009,38(6):1033-1038.