

卫星相干光通信多普勒频移开环估计技术

许云祥, 吴 斌, 汪 勃

(北京跟踪与通信技术研究所, 北京 100094)

摘 要: 卫星相干光通信在国外已经接近工程应用阶段, 主流的传输接收方式为 BPSK 调制/零差探测, 接收端用光锁相环(OPLL)进行载波恢复。但即使在今天, 光锁相环的实现依然有难度, 而且存在捕获时间过长等现象。文中借鉴了现在的研究热点技术——光纤通信中的频偏估计、载波相位恢复技术, 针对星间激光通信中存在 GHz 量级大多普勒频移的工程背景, 提出了一种基于 DSP 的频偏开环补偿算法。从理论上分析了该算法的原理, 重点研究了激光器噪声和接收机噪声对频偏估计精度带来的影响, 并通过仿真进行了验证。本振光功率为 10 dBm 时, 当接收功率高于 -47 dBm, 误码率优于 10^{-4} ; 将接收功率提高 10 dB 后, 频偏估计标准差小于 370 kHz。

关键词: 光通信; 频率估计; 相位估计; 多普勒频移

中图分类号: TN929.1 文献标志码: A DOI: 10.3788/IRLA201746.0922004

Open-loop Doppler frequency shift estimation in satellite coherent optical communication

Xu Yunxiang, Wu Bin, Wang Bo

(Beijing Institute of Tracking and Telecommunication Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: Satellite coherent optical communication has reached the engineering application stage at abroad, and the mostly used modulation and demodulation technique are BPSK/homodyne detection, in which OPLL is used for carrier recovery. Even nowadays, the application of OPLL is still difficult and the OPLL takes long time to capture the received signal. The open-loop compensation algorithm based on DSP used in fiber communication was proposed to estimate the frequency and phase, and then was applied to the satellite laser communications. The effect of laser noise and receiver noise on frequency estimation precision was studied emphaisitly, and simulation was implemented to verify the algorithm. Results show that when the power of local oscillator (LO) is 10 dBm, the BER of the system is better than 10^{-4} with received power higher than -47 dBm; when the received power is increased by 10 dB, the standard deviation of the frequency estimation is less than 370 kHz.

Key words: optical communication; frequency estimation; phase estimation; Doppler frequency shift

收稿日期: 2017-01-12; 修订日期: 2017-02-25

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

导师简介: 吴斌(1964-), 男, 研究员, 硕士生导师, 主要从事航天测控方面的研究。Email: wubin2001@sina.com

0 引言

星间相干激光通信体制与强度调制/直接检测通信体制相比,可以达到接近散粒噪声极限的性能,大大提高系统的接收灵敏度,是星间激光通信链路技术发展极具潜力的通信体制,并随着器件成熟而快速发展。目前,国外的卫星相干光通信链路已接近工程应用阶段。2008年,德国 TerraSAR-X 卫星与相距 5 000 km 的美国 NFIRE 卫星实现了速率为 5.6 Gbps 的相干激光通信,其误码率小于 10^{-9} ,验证了相干激光通信的优良性能^[1-2]。

星间相干光通信中,接收机处理的信号为信号光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。实际上,因为卫星间的相对运动,信号光中的多普勒频移会对接收信号的相位产生影响,同时激光器的相位噪声和接收机噪声也会对接收信号的相位带来干扰^[3],从而影响解调。光学锁相环是目前各类星上相干光通信试验的首选相位同步方法^[4-5],该过程需反馈控制本振激光器^[6],使其跟踪信号光和本振光频偏,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 DSP 的频偏估计、载波相位恢复技术被大量研究并取得快速发展^[7-11],该技术的显著特点是系统不使用 OPLL,采用开环频偏估计、载波相位恢复,但是还没有被推广到卫星激光通信中。

文中将开环补偿技术应用于卫星相干光通信背景中,重点分析了激光器相位噪声和接收机噪声对频率估计精度的影响,并通过仿真验证了其通信和频偏估计的性能。在介绍算法模型前,笔者先对卫星激光通信中多普勒频移特性进行分析。

1 多普勒特性

假定 S_1 卫星运行速度为 $v^{(S_1)}$,发射波长为 λ 的激光信号, S_2 卫星运行速度为 $v^{(S_2)}$,那么在 S_2 卫星上接收到的激光信号的多普勒频移为:

$$f_d = \frac{(v^{(S_1)} - v^{(S_2)}) \cdot I^{(S_1)}}{\lambda} \quad (1)$$

式中: $I^{(S_1)}$ 为 S_1 卫星在 S_2 卫星处的观测矢量,故上式中 $(v^{(S_1)} - v^{(S_2)}) \cdot I^{(S_1)}$ 等于 2 颗卫星在径向的相对速度,当 $(v^{(S_1)} - v^{(S_2)}) \cdot I^{(S_1)} > 0$ 时,表示 2 颗卫星正在远离,此时多普勒频移为负值;当 $(v^{(S_1)} - v^{(S_2)}) \cdot I^{(S_1)} < 0$ 时,表示 2 颗卫星正在靠近,此时多普勒频移为正值。

在仿真过程中,利用轨道仿真软件 STK 搭建出由 3 颗静止轨道卫星、3 颗倾斜同步轨道卫星和 24 颗中轨卫星构成的北斗全球星座。设定 GEO 卫星的轨道高度为 36 000 km, MEO 卫星的轨道高度为 24 000 km,为了分析方便,选择星座中 GEO 卫星与 1 颗 MEO 第 2 轨道面卫星,仿真分析这 2 颗卫星和 MEO 第 1 轨道面上的 8 颗 MEO 卫星之间的多普勒频移特性。

将 STK 软件中选中的卫星 (GEO1、MEO21 和 MEO 第 1 轨道面的 8 颗卫星,这 8 颗卫星分别表示为 M11、M12、M13、M14、M15、M16、M17 和 M18) 在 2016 年 9 月 4 日 4 点至 2016 年 9 月 4 日 5 点的星历进行输出,星历间隔为 1 min,设定激光波长为 1 550 m,光速 3×10^8 m/s,计算得到星间链路多普勒频移特性如图 1 所示。

在图中,GM1 表示 GEO 卫星和 M11 卫星间的多普勒频移;M211 表示 M21 卫星和 M11 卫星间的多普勒频移。图中也给出了建链卫星间的可见性,当一段时间内多普勒频移连续为零时表示 2 颗卫星不可见。从图中可以得知,GEO 和 MEO 卫星的多普勒频移在 ± 1.7 GHz 之间(见图 2),MEO 异轨星间链路多普勒频移在 ± 3 GHz 之间。可见采用激光链路进行通信时多普勒频移的影响是很大的。

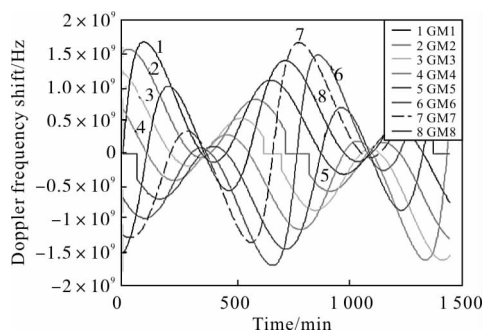


图 1 GEO-MEO 多普勒频移特性

Fig.1 Doppler frequency shift characteristics between GEO satellites and MEO satellites

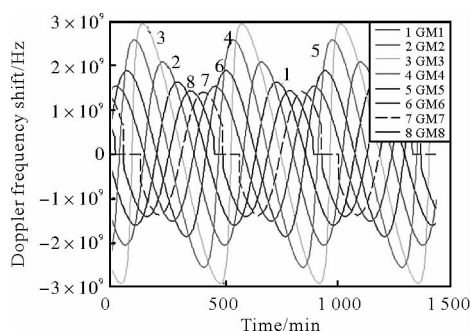


图 2 异轨 MEO 卫星多普勒频移特性

Fig.2 Doppler frequency shift characteristics between abnormal rail MEO satellites

2 频率估计算法

经过 90° 光混频器的相位分集过程后, 电信号可以表示为复振幅形式^[9]:

$$i_c(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \exp(j(\phi(t))) \quad (2)$$

式中: R 为探测器的响应度; P_s 为接收信号的光功率; P_{LO} 为本振光功率。相位部分可以表示为:

$$\phi(t) = \Delta\omega t + \phi_s(t) + \theta(t) \quad (3)$$

式中: $\Delta\omega$ 为信号光和本振光的频偏; $\phi_s(t)$ 为相位调制; $\theta(t)$ 为相位噪声。

为了实现解调, 需要对信号光和本振光的频偏进行估计和补偿。

经典 Viterbi-Viterbi 算法的前馈载波恢复被文中所采用, 对于公式(2)表示的电信号, 经过 ADC 采样后, 对采样信号进行重采样, 保证每一个采样点对应一个比特, 并令 $A = R\sqrt{P_s P_{LO}}$ 。在此仅考虑频偏和激光器相位噪声带来的影响, 接收到的第 n 个符号 S_n 可以表示为:

$$S_n = A \exp(j(a_n + \Delta\omega n T_s + \theta_n)) \quad (4)$$

式中: a_n 为相位调制信息; T_s 为符号周期; θ_n 为激光器相位噪声采样。

首先对信号频偏进行估计, 再对载波相位进行恢复。对于 BPSK 调制, 频率估计框图如图 3 所示。

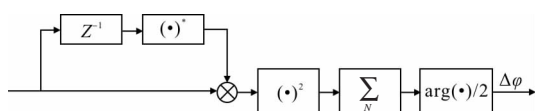


图 3 频率估计算法框图

Fig.3 Block diagram of 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 的相位是两个符号的相位差:

$$d_n = A^2 \exp(j(a_n - a_{n-1} + \Delta\varphi + \theta_n - \theta_{n-1})) \quad (5)$$

式中: $\Delta\varphi = \Delta\omega T_s$ 为频偏导致相邻采样之间的相位差。半导体激光器的线宽范围一般从 10 kHz 到 10 MHz^[12-13]。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, 所以认为 $\theta_n - \theta_{n-1} \approx 0$ 。对公式(5)平方移除信号相位中包含的编码信息后, 公式(5)可以化简为:

$$d_n^2 = A^2 \exp(j(2\Delta\varphi)) \quad (6)$$

再通过最大似然估计得到 $\hat{\Delta\omega}$, 移除频偏并且消除编码信息后可实现载波相位恢复。

3 接收机噪声对频率估计精度的影响

第 2 节进行了频率估计精度的理论推导, 忽略了激光器相位噪声变化对频率估计带来的影响。实际上, 相位噪声变化 $\theta_n - \theta_{n-1}$ 会对频率估计带来一定的误差。当只考虑通信过程时, 对频率估计的精度要求不高, 允许系统存在 MHz 量级的频率估计误差, 原因在于这部分误差所造成的相位变化能归并到相位噪声中, 然后在载波相位恢复过程中一并进行估计和补偿, 不会对解调带来影响。如果要利用多普勒频移估计进行测速, 频偏的估计精度将直接影响测速的精度, 因此必须要考虑任何对频率估计产生影响的因素。

除激光器相位噪声外, 接收机部分产生的噪声也会降低频率估计精度, 先对该噪声进行分析。接收机噪声在噪声带宽内功率谱密度均匀分布, 在分析过程中将其建模为高斯白噪声。假定信号光相位中不含编码信息, 经过 ADC 后采样信号可以表示为:

$$S_n = A \exp(j(\Delta\omega n T_s + \theta_n)) + w_n \quad (7)$$

式中: w_n 为零均值; 方差为 σ_w^2 的复高斯白噪声, 可以表示为 $w_n = w_{1n} + jw_{2n}$; w_{1n} 和 w_{2n} 分别是零均值, 方差为 $\frac{\sigma_w^2}{2}$ 且互不相关的高斯随机变量。假定信噪比

$SNR = \frac{A^2}{\sigma_w^2}$ 很高, 于是上式可以近似表示为^[14]:

$$S_n \approx A \exp(j(\Delta\omega n T_s + \theta_n + u_n)) \quad (8)$$

式中: u_n 为零均值方差为 $\frac{\sigma_w^2}{2A^2}$ 的高斯白噪声。这样,

散粒噪声和电路热噪声对频率的影响就等效为相位噪声对频率估计的影响。

现在进行 N 位样本最大似然估计, 仅考虑信号相位部分, 不考虑激光线宽带来的相位噪声, 于是相位可以表示为:

$$\angle S_n = \Delta\omega n T_s + u_n, \quad n=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9)$$

使用上一节中提到的频偏估计算法, 对前后符号的相位作差, 得到:

$$\Delta_n = \angle S_{n+1} - \angle S_n, \quad n=0, 1, 2, \dots, N-2 \quad (10)$$

结合公式(9)和公式(10), 可以得到:

$$\Delta_n = \Delta\omega T_s + u_{n+1} - u_n, \quad n=0, 1, 2, \dots, N-2 \quad (11)$$

从公式(11)可以看出目前的关键就是从上式的有色高斯噪声过程中估计出平均值, $\Delta\omega T_s$ 。公式(11)是一个线性模型, 其中 $\Delta\omega T_s$ 的最大似然估计等于最小方差无偏估计, 通过使下式最小求得:

$$J = (\vec{\Delta} - \Delta\omega T_s \vec{1})' C^{-1} (\vec{\Delta} - \Delta\omega T_s \vec{1}) \quad (12)$$

式中: $\vec{\Delta} = [\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_{N-2}]$, $\vec{1} = [1, 1, \dots, 1]'$, C 是 Δ_n 的 $(N-1) \times (N+1)$ 维协方差矩阵。上式最小的解为:

$$\Delta\omega T_s = \frac{\vec{1}' C^{-1} \vec{\Delta}}{\vec{1}' C^{-1} \vec{1}} \quad (13)$$

经过推导, 得到:

$$\vec{1}' C^{-1} \vec{1} = \frac{N(N^2-1)A^2}{6\sigma_w^2} \quad (14)$$

$$\vec{1}' C^{-1} \vec{\Delta} = \frac{N(N^2-1)A^2}{6\sigma_w^2} \cdot \sum_{n=0}^{N-2} \eta_n \Delta n \quad (15)$$

其中 $\eta_n = \frac{3/2N}{N^2-1} \left\{ 1 - \left[\frac{t-(N/2-1)}{N/2} \right]^2 \right\}$, 因此

$$\Delta\hat{\omega} T_s = \sum_{n=0}^{N-2} \eta_n \Delta n \quad (16)$$

不难看出, η_n 是关于 $t=(N/2-1)T_s$ 对称的窗函数, 利用它对接收信号加窗才能达到待估量的 CRB。为了计算和分析方便, 令 $\eta_n = \frac{1}{N-1}$, 即忽视公式(11)中噪声的有色性质, 于是, 估计量变为:

$$\Delta\hat{\omega} T_s = \frac{1}{N-1} (\angle S_{N-1} - \angle S_0) \quad (17)$$

这个估计量依然是无偏的, 可以计算得到其方差:

$$\text{Var}(\Delta\hat{\omega} T_s) = \frac{1}{(N-1)^2 \frac{A^2}{\sigma_w^2}} \quad (18)$$

于是频率估计的方差可以表示为:

$$\text{Var}(\Delta f) = \frac{1}{(N-1)^2 \frac{A^2}{\sigma_w^2} (2\pi T_s)^2} \quad (19)$$

再来考虑 $\theta_n - \theta_{n-1}$ 对频率估计精度的影响。因为 T_s 远大于受激载流子的自发寿命, 所以相位噪声变化 $\theta_n - \theta_{n-1}$ 是一个随机的布朗运动^[15], 满足均值为 0、方差为 $2\pi(\Delta\nu_A + \Delta\nu_B)T_s$ 的高斯分布, $\Delta\nu_A$ 和 $\Delta\nu_B$ 分别是信号光和本振光的 3 dB 线宽。参考公式(17)和公式(19), 激光器相位噪声带来频率估计精度的误差方差为:

$$\text{Var}(\Delta f) = \frac{2\pi(\Delta\nu_A + \Delta\nu_B)T_s}{(N-1)^2 \cdot (2\pi T_s)^2} \quad (20)$$

相位噪声和接收机噪声两项带来的总的的影响可以表示为:

$$\text{Var}(\Delta f) = \frac{2\pi(\Delta\nu_A + \Delta\nu_B)T_s + \frac{\sigma_w^2}{A^2}}{(N-1)^2 \cdot (2\pi T_s)^2} \quad (21)$$

在信号光相位中添加了编码信息后, 进行频率估计时首先需要消除调制信息。但是, 对含噪声信号的平方会使信噪比降低 3 dB。同时, 利用平方法会降低频偏估计范围, 不添加编码信息时, 估计的范围由 $0 \leq \Delta\omega T_s \leq 2\pi$ 确定, 即 $0 \leq f \leq \frac{1}{T_s}$; 平方法消除调制相位后, 自差的相位信息变为 $0 \leq 2\Delta\omega T_s \leq 2\pi$, 所以估计范围为 $0 \leq f \leq \frac{1}{2T_s}$ 。

4 仿真结果

在 Simulink 上搭建仿真平台进行验证, 整体图如图 4 所示。

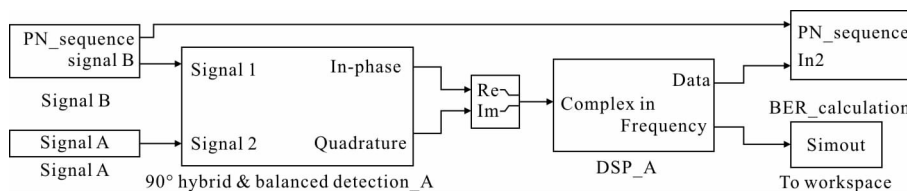


图 4 系统仿真框图

Fig.4 Block diagram of the simulation system

仿真系统以模块进行设计,分别包含以下模块:信号光产生模块(Signal B),本振激光器模块(Signal A),90°光混频器与平衡探测器模块(90° hybrids & balanced detection),数字信号处理模块(DSP,包括频偏估计和载波相位恢复功能),判决和误码率计算模块(BER_calculation)。

采用 BPSK 调制,仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数设定

Tab.1 Simulation parameters

Simulation parameters	Values
Laser wavelength/nm	1 550
Line width/kHz	100
Splitting ratio	1:1
Bit rate/Gbps	5
Noise bandwidth/GHz	5
Input impedance/ Ω	50
Responsivity of balanced detectors/ $A \cdot W^{-1}$	1
Sample size of the frequency maximum likelihood estimation	1 000

频偏估计和载波相位恢复的仿真流程见图 5。

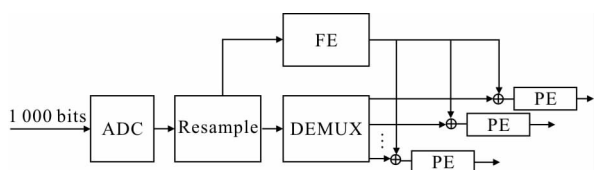


图 5 仿真流程图

Fig.5 Flow diagram of the simulation

系统每次处理 1 000 位信息,信息经采样后再进行重采样(Resample)保证每次采样对应一个符号。随后将 1 000 位采样送入频偏估计模块(FE)进行频率估计,消除频偏后每 10 位信息进行一次载波相位估计(PE),补偿相位后,经判决解调得到相位信息。

首先验证系统的频率估计性能。由于采用外差探测,设定噪声带宽等同于传输速率,本振功率设定为 10 dBm。根据参考文献[9]可计算得到接收机噪声功率为 $1.9312 \times 10^{-11} W$;参考上一节中相位噪声变化的方差的计算公式,相位噪声变化的方差为 $8\pi/10^5$ 。

为了模拟星间相干光通信的动态过程,将多普勒频移值设定为时间的线性函数。前文提到过,星间

多普勒频移的变化率最大达 10 MHz/s 量级,考虑到因内存不足导致 SIMULINK 仿真时长的限制,文中设置初始多普勒频移为 1.5 GHz,多普勒频移变化率为 2 GHz/s,远大于星间多普勒频移的变化率,同时设定仿真时长为 $2 \times 10^{-3} s$,即传输 10 M 比特信息,这样整个仿真过程的多普勒频移变化量可以达到 4 MHz,接收信号功率约为 -37 dBm。

图 6 显示了多普勒频移估计值和多普勒频移真值之间的关系。从图中可以看出,估计值在真值上下浮动。通过计算得到,多普勒频移估计值的平均值即为设定的多普勒频移,用估计值减去设定的多普勒频移真值,得到每一时刻的最大估计误差不超过 1 MHz,差值的标准差为 370 kHz。可以得出结论,数字信号处理技术的引入大大提高了频率追踪的精度和范围并消除了利用锁相环的捕获时间成本,只需花费较短的时延用于频率估计。

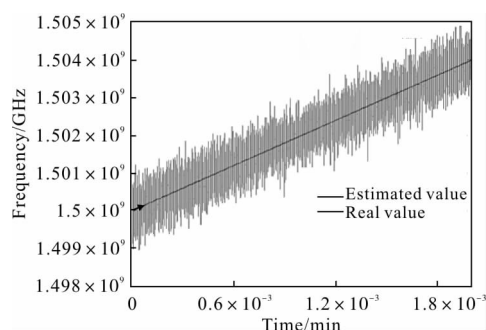


图 6 多普勒频移估计值和多普勒频移真值-时间关系

Fig.6 Relationship between estimated value and real value of Doppler frequency shift vs. time

通信性能方面,在本振功率分别为 0、5、10 dBm 三种情况下进行了仿真,仿真结果如图 7 所示,虚线代表散粒噪声极限。

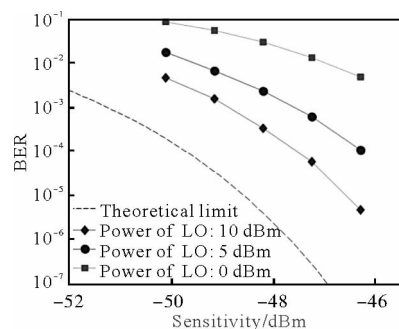


图 7 误码率-灵敏度关系

Fig.7 Relationship between BER and sensitivity

从图中可以看出, 在本振光功率为 10 dBm 的情况下, 接收机灵敏度和理论值相差约 2 dB (本振光功率不高和仿真过程导致), 且接收机功率高于 -47 dBm, 系统的误码率低于 10^{-4} 。

综上可以得出结论, 多普勒频移的高速变化几乎不会对系统的解调过程带来影响。

5 结论

文中研究了基于 DSP 的频偏、相偏开环补偿技术, 用于卫星相干光通信频偏、载波相位恢复、补偿和信息解调。文章重点理论分析了接收机噪声和激光器相位噪声对频偏估计的影响, 并搭建仿真平台, 在动态条件下进行了仿真验证。结果表明, 在本振光功率为 10 dBm 时, 当接收功率高于 -47 dBm, 误码率优于 10^{-4} ; 将接收功率提高 10 个 dB 后, 多普勒频率估计值标准差为 370 kHz, 速度估计标准差为 0.57 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。研究成果对于卫星激光通信和卫星自主运行有很强的指导意义, 对从事相关背景和专业的研究人员具有一定的参考价值。

参考文献:

- [1] Robert Lange, Berry Smutny. Homodyne BPSK -based optical inter-satellite communication links [C]//SPIE, 2008, 6877: 687702.
- [2] Berry Smutny, Hartmut Kaempfer, Gerd Muehlnikel, et al. 5.6 Gbps optical intersatellite communication link [C]//Free-Space Laser Communication Technologies XXI, 2009, 7199: 719906.
- [3] Zhao Zhenyang, Zhang Peng, Tong Shoufeng. Delayed self-homodyne phase noise measurement system with optical coherent receiver [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44(11): 3211-3215. (in Chinese)
赵振阳, 张鹏, 佟首峰. 基于延时自零差光相干接收机的激光器相位噪声测试系统 [J]. *红外与激光工程*, 2015, 44(11): 3211-3215.
- [4] Ando T, Hirano Y. Coherent homodyne receiver with a compensator of Doppler shifts for inter orbit optical communication[C]//SPIE, 2011, 7923: 79230J.
- [5] Zhang Zhen, Sun Jianfeng, Lu Bin, et al. The Costas-loop system design in satellite coherent optical communication[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2015, 42(8): 0805006. (in Chinese)
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.
- [6] Wang Yunxiang, Li Tingquan, Qiu Qi, et al. Experiments on homodyne coherent optical communication with NPRO as light sources [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(11): 1122003. (in Chinese)
王云祥, 李庭权, 邱琪, 等. 采用 NPRO 光源的零差相干光通信实验[J]. *红外与激光工程*, 2016, 45(11): 1122003.
- [7] Leven A, Kaneda N, Koc U V, et al. Frequency estimation in intradyne reception [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(6): 366-368.
- [8] 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.
- [9] Kazuro Kikuchi, Satoshi Tsukamoto. Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, 26(13): 1817-1822.
- [10] Dai Yonghong, Liu Yanfei, Zhou Haotian, et al. Sensitivity testing and experiment of balanced photodetectors in the space coherent optical communication [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44(10): 3110-3116. (in Chinese)
代永红, 刘彦飞, 周浩天, 等. 空间相干光通信中平衡探测器灵敏度测试实验[J]. *红外与激光工程*, 2015, 44(10): 3110-3116.
- [11] Zhang Kewei, Wang Wei, Zhao Wei, et al. Frequency estimation research of coherent optical BPSK signal base on FFT and MUSIC algorithm [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44(5): 1593-1597. (in Chinese)
张珂卫, 汪伟, 赵卫, 等. 基于 FFT 和多重信号分类算法的高精度相干光相移键控信号频率偏移估计算法研究[J]. *红外与激光工程*, 2015, 44(5): 1593-1597.
- [12] Qu Ronghui, Cai Haiwen. Narrow linewidth lasers with high stability [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2009, 38(6): 1033-1038. (in Chinese)
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.
- [13] Sakamoto T, Lu G W, Chiba A, et al. Digital optical phase locked loop for real-time coherent demodulation of multilevel PSK/QAM[C]//2010 Conference on OFC/NFOEC, IEEE, 2010: 1-3.
- [14] Tretter S A. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1985, 31(6): 832-835.
- [15] Nicholson G. Optical source linewidth criteria for heterodyne communication systems with PSK modulation [J]. *Optical & Quantum Electronics*, 1985, 17(6): 399-410.