

星间高速相干激光通信系统中的光学锁相环技术

常 帅¹, 佟首峰¹, 姜会林¹, 刘 洋¹, 宋延嵩^{1*}, 董 毅², 董科研¹, 董 岩¹, 张 鹏¹, 南 航¹

¹ 长春理工大学空地激光通信国防重点学科实验室, 吉林 长春 130022;

² 上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240

摘要 零差相干激光通信系统具有高速率及远距离传输的特性, 在星间高速激光通信骨干网中占有重要地位。分析了光学锁相环的工作原理并建立了相应的数学模型, 得到了光学锁相环的开环及闭环传递函数, 推导了误差传递函数, 分析了环路带宽的影响因素。分析了锁相环中的相位噪声误差, 建立了误差因素、探测灵敏度以及环路带宽之间的关系。分析得到锁相环的优化带宽为 1.5 MHz, 测试了接收机的误码率。当通信速率为 5 Gbit/s、调制方式为二进制相移键控时, 得到接收机的接收灵敏度为 -41.4 dBm, 误码率为 10^{-7} 。

关键词 光通信; 误差传递函数; 相位噪声; 接收灵敏度

中图分类号 TN929.13 文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201737.0206004

Optical Phase-Locked Loop Technology in Inter-Satellite High-Speed Coherent Laser Communication Systems

Chang Shuai¹, Tong Shoufeng¹, Jiang Huilin¹, Liu Yang¹, Song Yansong¹,
Dong Yi², Dong Keyan¹, Dong Yan¹, Zhang Peng¹, Nan Hang¹

¹ National Defense Key Discipline Laboratory on Space-Ground Laser Communication,
Changchun University of Science and Technology, Changchun, Jilin 130022, China;

² State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks,
Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

Abstract A homodyne coherent laser communication system has the characteristics of high speed and long-distance transmission, and it plays an important role in the establishment of inter-satellite high-speed laser communication network. The operating principle of optical phase-locked loop is analyzed, and the corresponding mathematical model is established. The open-loop and closed-loop transfer functions of optical phase-locked loop are obtained. The error transfer function is derived. The influencing factors on loop bandwidth are analyzed. The phase noise error of phase-locked loop is analyzed, and the relationship among error factor, detection sensitivity and loop bandwidth is established. The optimized bandwidth of phase-locked loop is 1.5 MHz, and the bit error rate of the receiver is tested. The receiving sensitivity of -41.4 dBm and the bit error rate of 10^{-7} are obtained when the communication rate is 5 Gbit/s and the modulation mode is binary phase shift keying.

Key words optical communications; error transfer function; phase noise; receiving sensitivity

OCIS codes 060.4510; 060.4256

1 引 言

随着实际应用中高速率、远距离空间信息传输的需求, 相干激光通信成为近年来的研究热点。2011

收稿日期: 2016-08-01; 收到修改稿日期: 2016-09-12

基金项目: 国家自然科学基金(91438204)

作者简介: 常 帅(1989—), 男, 博士研究生, 主要从事空间激光通信系统中光学锁相技术方面的研究。

E-mail: cs0617@126.com

导师简介: 佟首峰(1972—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事空间遥感与激光通信等方面的研究。

E-mail: tsf1998@sina.com

* 通信联系人。E-mail: songyansong2006@126.com

年, Juarez 等^[1]提出了采用多级前置光放大器来实现高灵敏度差分相移键控相干激光通信,在 10 Gbit/s 的通信速率下,获得了 -48 dBm 的灵敏度;2011 年,Steed 等^[2]研究了基于集成光电子的外差光学锁相环,在 10 Gbit/s 的通信速率下,相位误差小于 0.04 rad;2012 年, Park 等^[3]研究了基于集成光电子的零差相干接收技术,在 40 Gbit/s 的通信速率下, OPLL 的带宽为 1.1 GHz, 环路延迟时间小于 120 ps。基于空间固体激光通信的研究计划, TeSAT 公司在德国航天中心(PLR)的资助下研制了两台相干激光通信光端机(LCT), 一台搭载于 TerraSAR-X 卫星(带有工作于 X 波段的合成孔径雷达载荷的德国对地观测卫星)上, 另一台搭载于美国国防部的近场红外试验卫星上^[4], 相继成功实现了低轨道(LEO)-LEO 和 LEO-地面高速率相干激光通信。针对未来对通信速率和通信任务的要求, Gregory 等^[5]设计了欧洲数据中继卫星系统, 该星际 LCT 拟通过增加激光发射功率、增加接收光学口径和降低通信速率来补偿长距离引起的大空间损耗, 以完成高轨道-LEO 远距离空间激光通信; 实现该远距离空间激光通信的主要性能指标为: 通信距离为 4.5×10^4 km、激光发射功率为 5 W、接收及发射天线口径为 135 mm。2008 年, TeSAT 公司开展了在轨原理验证实验, 该实验中的通信速率为 5.625 Gbit/s, 误码率(BER)小于 10^{-8} 。目前, TeSAT 公司已经完成原理样机的研制, 该链路的激光通信在轨验证实验已于 2015 年完成^[6]。

国内研究人员已建立了注入式相干锁相环模型^[11]及基于单边带效应的锁相环模型^[12-14], 并实现了初步的锁定实验验证。但是, 上述模型都为改良型锁相环路模型, 并不是经典的科斯塔斯锁相环路模型, 其抑制相位噪声的效果并不是很好。

本文对零差相干光接收系统进行了理论分析, 通过建模仿真确定了环路的开环传递函数及误差传递函数, 分析了环路中的误差, 优化了环路误差模型, 得到基于半导体激光器(线宽为 3 kHz)的锁相环路的优化带宽为 1.5 MHz, 并得到了较好的接收灵敏度。

2 零差光学锁相环数学模型的建立

基于科斯塔斯环的零差相干激光通信原理为: 入射的信号光与本振激光在 90° 相移光混频器中发生干涉, 输出光包括含相位信息的 4 束光, 将经平衡探测器(BPD)后的任意两束光相乘以完成鉴相, 鉴相器的输出信号为两束光的相位残差, 由环路滤波器对该输出信号进行校正, 并由控制执行器跟踪其动态相位。环路误差控制模型如图 1 所示, 图中 OVCO 为光压控振荡器, $u_s(t)$ 为信号光, $u_e(t)$ 为相位误差信号, $u_c(t)$ 为 OVCO 的输入电压, $g(t)$ 为环路滤波器的传递函数, φ_{LO} 为本振激光相位。

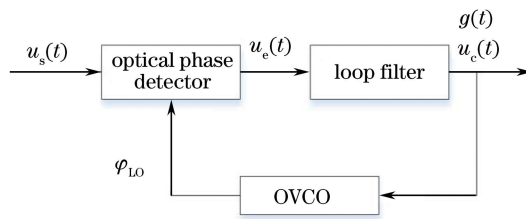


图 1 环路误差控制模型

Fig. 1 Loop error control model

在相干探测中, 将接收到的光信号在探测前与较强的本振光进行混频, 混频后的信号相当于对接收到的光信号进行了一次放大。相干探测利用了光束相干的特点, 具有很强的波长选择性。

信号光和本振激光 $[u_{LO}(t)]$ 的时域表达式分别为

$$u_s(t) = u_1 \sin(\omega_s t + \varphi_s), \quad (1)$$

$$u_{LO}(t) = u_2 \sin(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}), \quad (2)$$

式中 u_1 、 u_2 分别为信号光振幅和本振光振幅, ω_s 、 ω_{LO} 分别为信号光频率和本振光频率, φ_s 、 φ_{LO} 分别为信号光相位和本振光相位。

信号光与本振光经过 90° 光混频器后, 输出 4 束携带不同相位信息 (0° 、 90° 、 180° 、 270°) 的光信号, 其表达式分别为

$$u_{0^\circ}(t) = \frac{1}{2}K_2^2 u_1^2 + \frac{1}{2}K_3^2 u_2^2 + K_2 K_3 u_1 u_2 \left\{ \cos \left[(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] + \cos \left[(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] \right\}, \quad (3)$$

$$u_{90^\circ}(t) = \frac{1}{2}K_1^2 u_1^2 + \frac{1}{2}K_4^2 u_2^2 + K_1 K_4 u_1 u_2 \{ \cos [(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO}] + \cos [(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO}] \}, \quad (4)$$

$$u_{180^\circ}(t) = \frac{1}{2}K_2^2 u_1^2 + \frac{1}{2}K_3^2 u_2^2 - K_2 K_3 u_1 u_2 \left\{ \cos \left[(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] + \cos \left[(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] \right\}, \quad (5)$$

$$u_{270^\circ}(t) = \frac{1}{2}K_1^2 u_1^2 + \frac{1}{2}K_4^2 u_2^2 - K_1 K_4 u_1 u_2 \{ \cos [(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO}] + \cos [(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO}] \}, \quad (6)$$

式中 K_1, K_2 分别为信号平行于入射面的分量(P波)幅值与垂直于入射面的分量(S波)幅值占总信号幅值的比值($K_1^2 + K_2^2 = 1$); K_3, K_4 分别为本振光 P 波幅值与 S 波幅值占总信号幅值的比值($K_3^2 + K_4^2 = 1$)。

设混频器为理想模型,即分光比为 1:1,P 波与 S 波分量比也为 1:1,则上述 4 束光可分别简化为

$$u_{0^\circ}(t) = \frac{1}{2}u_1^2 + \frac{1}{2}u_2^2 + u_1 u_2 \left\{ \cos \left[(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] + \cos \left[(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] \right\}, \quad (7)$$

$$u_{180^\circ}(t) = \frac{1}{2}u_1^2 + \frac{1}{2}u_2^2 - u_1 u_2 \left\{ \cos \left[(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] + \cos \left[(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO} - \frac{\pi}{2} \right] \right\}, \quad (8)$$

$$u_{90^\circ}(t) = \frac{1}{2}u_1^2 + \frac{1}{2}u_2^2 + u_1 u_2 \{ \cos [(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO}] + \cos [(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO}] \}, \quad (9)$$

$$u_{270^\circ}(t) = \frac{1}{2}u_1^2 + \frac{1}{2}u_2^2 - u_1 u_2 \{ \cos [(\omega_s + \omega_{LO})t + \varphi_s + \varphi_{LO}] + \cos [(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO}] \}. \quad (10)$$

受接收机带宽的限制,信号经平衡探测器后,和频分量被滤除,相等的直流分量互相抵消,设 K_{pd} 为平衡探测器的光电响应度,则平衡探测器输出的信号光与本振光分别为

$$u_I(t) = \frac{K_{pd}}{2} u_1 u_2 \sin [(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO}], \quad (11)$$

$$u_Q(t) = \frac{K_{pd}}{2} u_1 u_2 \cos [(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO}], \quad (12)$$

式中 K_{pd} 为平衡探测器的光电响应率。上述两个信号经乘法器相乘后,得到的相位误差信号可表示为

$$u_e(t) = \frac{K_{pd}}{8} u_1 u_2 \sin [2(\omega_s - \omega_{LO})t + 2\varphi_s - 2\varphi_{LO}]. \quad (13)$$

乘法器输出的相位误差信号进入环路滤波器,则开环状态下的环路输出为

$$u_c(t) = g(t)u_e(t). \quad (14)$$

本振激光器可等效为 OVCO,本振激光相位的时域表达式为

$$\varphi_{LO}(t) = K_{OVCO} \int_0^t u_c(v) dv, \quad (15)$$

式中 K_{OVCO} 为 OVCO 的调制系数^[8],单位为 $\text{rad}/(\text{s} \cdot \text{V})$ 。

将(13)~(15)式转化为频域表达式:

$$U_e(s) = \frac{K_{pd}}{8} u_1 u_2 [2\varphi_s(s) - 2\varphi_{LO}(s)], \quad (16)$$

$$U_c(s) = F(s)U_e(s), \quad (17)$$

$$\varphi_{LO}(s) = K_{OVCO} \frac{U_c(s)}{s}. \quad (18)$$

将(16)~(18)式相乘后得到的开环传递函数为

$$G(s) = K_{OVCO} \frac{U_c(s)}{s}. \quad (19)$$

闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{s^{-1}KF(s)}{1+s^{-1}KF(s)}, \quad (20)$$

式中 K 为开环增益, $K = K_{OVCO} \frac{K_{pd}}{4} u_1 u_2$ 。

误差传递函数为

$$e(s) = 1 - H(s) = \frac{1}{1+G(s)} = \frac{1}{1+s^{-1}KF(s)}. \quad (21)$$

环路滤波器采用比例积分(PI)调节方式,环路滤波器的传递函数 $F(s) = \frac{1+\tau_1 s}{\tau_2 s}$,其中 τ_1, τ_2 为时间常数, $\tau_1 = 3 \times 10^{-2}$ s, $\tau_2 = 5.4 \times 10^{-5}$ s,其 Bode 图如图 2 所示。

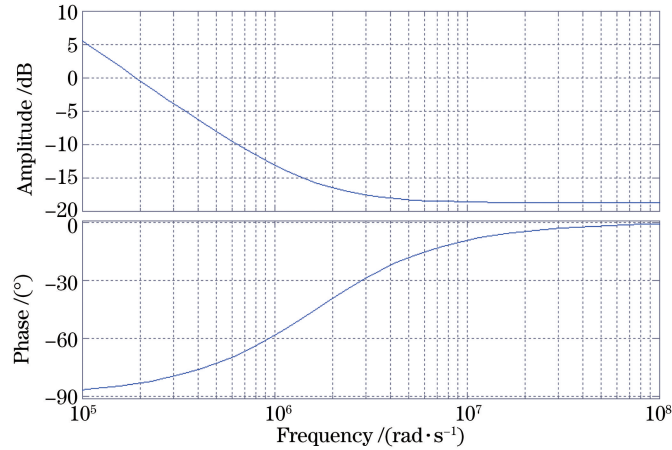


图 2 环路滤波器传递函数的 Bode 图

Fig. 2 Bode figure of transfer function of loop filter

将 $F(s)$ 代入 $H(s)$ 中,得到校正后的闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{s^{-1}K(1+\tau_1 s)}{\tau_2 s + s^{-1}K(1+\tau_1 s)} = \frac{Ks\tau_1 + K}{\tau_2 s^2 + Ks\tau_1 + K} = \frac{Ks\tau_1/\tau_2 + K/\tau_2}{s^2 + Ks\tau_1/\tau_2 + K/\tau_2}. \quad (22)$$

同理,得到校正后的误差传递函数为

$$e(s) = \frac{s^2}{s^2 + \tau_1/\tau_2 Ks + K/\tau_2}. \quad (23)$$

校正后闭环传递函数的 Bode 图如图 3(a) 所示,校正后误差传递函数的 Bode 图如图 3(b) 所示。

系统的自然角频率 ω_n 与阻尼系数比 ζ 可表示为

$$\omega_n = 2\pi f_n = \sqrt{K/\tau_2}, \quad (24)$$

$$\zeta = \frac{\omega_n \tau_1}{2}, \quad (25)$$

式中 f_n 为频率。由(24)、(25)式可得, $\omega_n = 45$ rad/s, $\zeta = 0.68$,因此系统的环路噪声带宽为

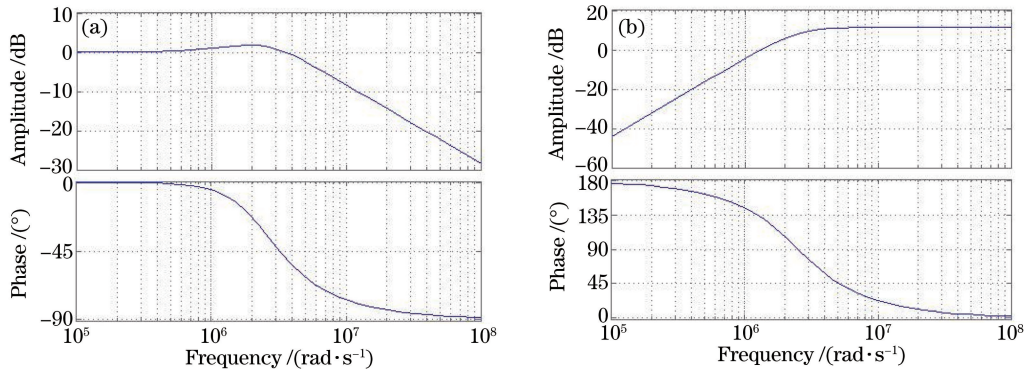


图 3 (a) 校正后闭环传递函数的 Bode 图; (b) 校正后误差传递函数的 Bode 图

Fig. 3 (a) Bode figure of corrected closed-loop transfer function; (b) Bode figure of corrected error transfer function

$$B_n = \int_0^\infty |H(f)|^2 df = \pi f_n \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right). \quad (26)$$

3 科斯塔斯光学锁相环环路误差分析

环路噪声主要包括激光器的相对强度噪声、相位噪声以及环路中的白噪声、散弹噪声。相对强度噪声和相位噪声均为低频噪声,整个频带都存在白噪声。相对强度噪声可以在平衡探测器的接收中被大幅度抑制,因此相位噪声和白噪声为环路的主要噪声源,通过选择合适的环路带宽可以抑制这两种噪声。

相位噪声是本振激光器与信号光激光器拍频噪声的主要来源,激光相位噪声的功率谱密度(PSD) $S_{pn}(f)$ ^[15](单位为 rad^2/Hz)可表示为

$$S_{pn}(f) = 2\Delta\nu/\pi f^2, \quad f \in (0, \infty), \quad (27)$$

式中 $\Delta\nu$ 为激光器线宽。当相位噪声由两个独立的激光器产生时,其功率谱密度可以表示为

$$S_{pn}(f) = S_{pnLO}(f) - S_{pns}(f), \quad (28)$$

式中 $S_{pnLO}(f)$ 为本振激光的相位噪声功率谱密度, $S_{pns}(f)$ 为信号光的相位噪声功率谱密度。

环路中的散弹噪声也会引起额外的相位误差,此噪声的功率谱密度 $S_{sn}(f)$ (单位为 V^2/Hz)为

$$S_{sn}(f) = 2qRP_{LO}kr^2, \quad f \in (0, \infty), \quad (29)$$

式中 q 为电荷量, R 为响应度, k 为混频移相器的输出分光比, P_{LO} 为本振激光的光功率, r 为放大倍率。

利用上述传递函数,得到相位噪声的方差为

$$\sigma_{pn}^2 = \int_0^\infty |1 + H(f)|^2 S_{pn}(f) df = \frac{2\Delta\nu}{\pi} \int_0^\infty [f^2 |1 - G(j2\pi f)^{-1} F(f) \exp(-j2\pi f T)|^2]^{-1} df. \quad (30)$$

当满足约束条件 $T \ll \tau_2$ 时,相位噪声的方差可以简化为

$$\sigma_{pn}^2 = \frac{2.36\Delta\nu}{B_n}. \quad (31)$$

由(31)式可以看出,相位噪声与激光器线宽成正比,与锁相环路的带宽成反比。

根据上述传递函数,得到散弹噪声的方差为^[16]

$$\sigma_{sn}^2 = \int_0^\infty |H(f)|^2 S_{sn}(f)/K_{PD}^2 df = \frac{S_{sn}(f)}{K_{PD}^2} \int_0^\infty |H(f)|^2 df = \frac{S_{sn}(f)B_n}{K_{PD}^2}, \quad (32)$$

$$\sigma_{sn}^2 = \frac{qB_n}{2RkP_s}, \quad (33)$$

式中 P_s 为接收信号光的光功率。可以看出,散弹噪声方差和环路带宽相关,为减小散弹噪声,需尽量减小环路带宽。

相位噪声方差和散弹噪声方差彼此相互制约,当环路带宽 B_n 增加时, σ_{pn}^2 减小, σ_{sn}^2 增大,因此为使两方差取得最佳值,应选择合适的 B_n 。因此,总的相位误差方差 σ_E^2 可表示为

$$\sigma_E^2 = \sigma_{sn}^2 + \sigma_{pn}^2 = \frac{qB_n}{2RkP_s} + 2.36 \frac{\Delta\nu}{B_n} \quad (34)$$

对总的误差方差 σ_E^2 进行求导,可以得到总体误差的极值,进而得到最佳的环路噪声带宽:

$$B_n = \sqrt{\frac{4.72RkP_s\Delta\nu}{q}} \quad (35)$$

式中 $R=0.8, P_s=3 \times 10^{-7} \text{ W}, P_{LO}=10 \text{ mW}, \Delta\nu=1 \text{ kHz}$ 。

将(35)式代入(34)式中,得到最小相位误差方差为

$$\sigma_{E,\min}^2 = 2.2 \sqrt{\frac{q\Delta\nu}{RkP_s}} \quad (36)$$

将(36)式用归一化环路带宽的形式表示:

$$\sigma_{E,\min}^2 = 2.36 \frac{\Delta\nu}{B_n} + \frac{q}{2R} \frac{1}{R_{PLR}} \frac{B_n}{\Delta\nu} \quad (37)$$

式中 R_{PLR} 为功率线宽比, $R_{PLR} = KP_s/\Delta\nu$; $B_n/\Delta\nu$ 为归一化环路带宽。归一化环路带宽和锁相环相位噪声方差的关系如图 4 所示。

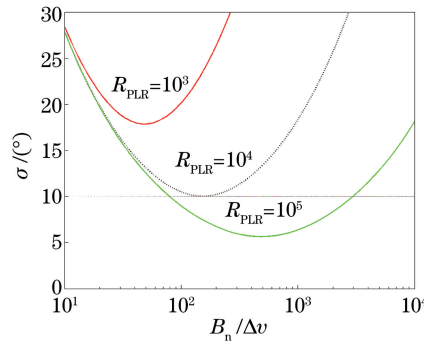


图 4 归一化环路带宽和锁相环的相位噪声方差的关系

Fig. 4 Relationship between normalized loop bandwidth and phase noise variance of phase-locked loop

4 星间激光通信零差接收机系统测试

经上述理论分析和仿真,综合考虑环路带宽与误差之间的相互影响,将锁相环的环路带宽设置为 1.5 MHz,选择该带宽的主要原因是:足够宽的带宽可以更好地抑制环路噪声(图 4),但同时也抑制了通信的码速率,增加了误码率;而过窄的带宽会增加环路的白噪声,同样也会增加误码率。搭建的星间零差相干接收系统原理如图 5 所示,红色线条代表光学接收回路,蓝色线条代表电学接收回路。图中 EDFA 为掺铒

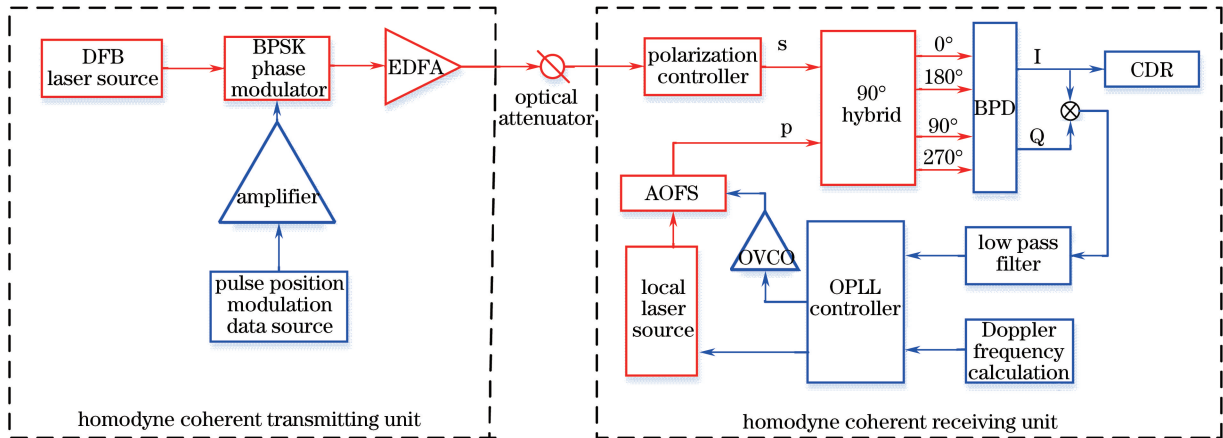


图 5 星间零差相干接收系统原理图

Fig. 5 Schematic of inter-satellite homodyne coherent receiving system

光纤放大器, OPLL 为移频锁相环, CDR 为时钟提取与数据恢复电路。本振光源采用执行精度高、线宽为 1 kHz 的光纤激光器, 信号光源采用环境适应性好、线宽为 3 kHz 的分布反馈 (DFB) 激光器, 发射单元采用二进制相移键控 (BPSK) 调制。该系统采用了粗复合控制技术, 大幅提高了相位跟踪精度及接收误码率, 跟踪回路的执行器为控制本振激光器, 精跟踪回路的执行器为声光移频器 (AOFS)^[9,15]。粗跟踪回路通过控制激光器中的压电陶瓷来改变频率, 精跟踪回路通过控制 AOFS 以间接改变频率。在粗环路中, 鉴相信号经放大滤波后反馈至本振激光器, 环路控制采用二阶 PI 调节 (包含一个 30 kHz 的积分环节及一个截止频率为 3 MHz 的惯性环节)。在精环路中, 鉴相信号经放大滤波后反馈至 AOFS, 环路控制采用一阶 PI 调节 (包含一个剪切频率为 5 MHz 的惯性环节)。经上述设计后, 进行锁相实验。

开启信号光激光器, 调节发射功率至大于 10 dBm, 锁相环开路, 发射光通过光纤进入噪声测量仪 (OE4000) 输入口, 测试得到激光器相对强度噪声和相位噪声曲线 (图 6)。在上述测试条件基础上, 开启锁相环, 环路稳定锁相, 从而可以实时抑制激光器的噪声。

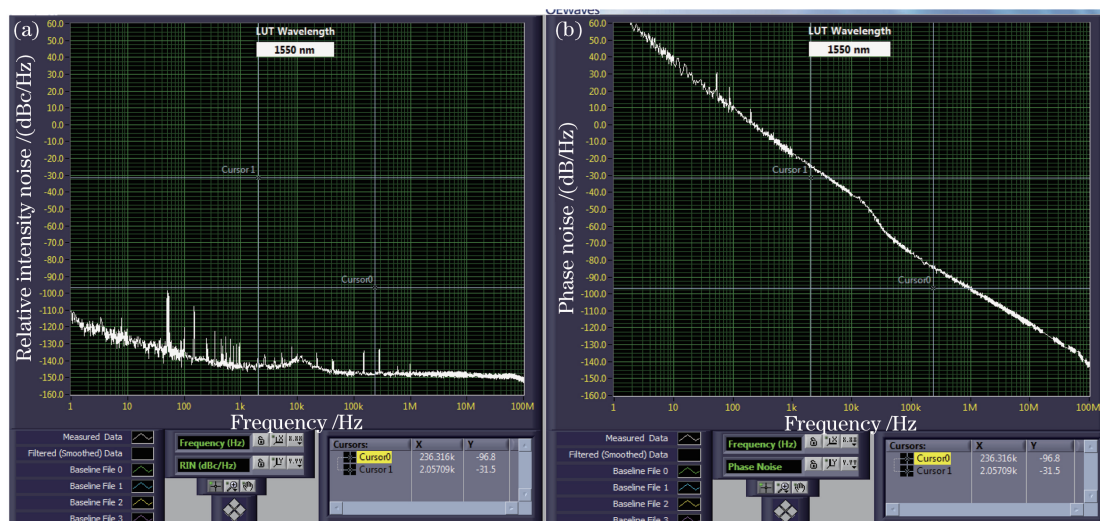


图 6 测试得到的激光器 (a) 相对强度噪声和 (b) 相位噪声曲线

Fig. 6 Tested curves of (a) relative intensity noise and (b) phase noise of laser

通过第 2、3 节的分析, 设置锁相环路的带宽为 1.5 MHz。图 7 为锁相环锁定时, 由实时频谱仪测试得到的锁相环路的相位噪声残差, 可以看出, 相位噪声残差的外包络峰值在 1.5 MHz 左右, 相位噪声抑制残差约为 3.5° ($100 \sim 5 \times 10^6$ Hz), 残余相位噪声为 -67 dBc/Hz。因此, 当锁相环锁定时, 激光器低频噪声得到大幅降低, 验证了第 3 节的分析结果。图 7 中曲线峰值左侧为误差抑制函数作用的结果, 带宽越大, 抑制能力越强, 但带宽过大会影响后续基带信号的解调, 故需折中选取。

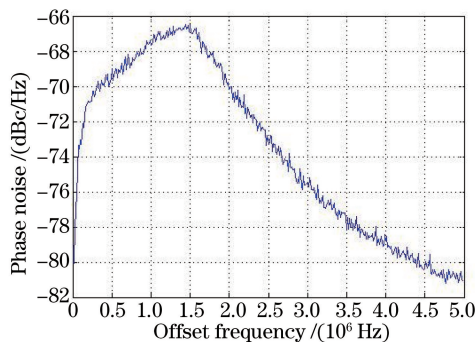


图 7 锁相环锁定时的相位噪声残差曲线

Fig. 7 Phase noise residual curve when phase-locked loop is locked

测试了整个锁相环路的接收性能指标, 在通信率为 5 Gbit/s、误码率为 1.02×10^{-7} 的情况下, 接收机的接收灵敏度为 -41.4 dBm, 测试结果如图 8 所示, 图 8(a) 为误码率曲线, 误码率大小为 R_{BER} , 图 8(b) 为锁相

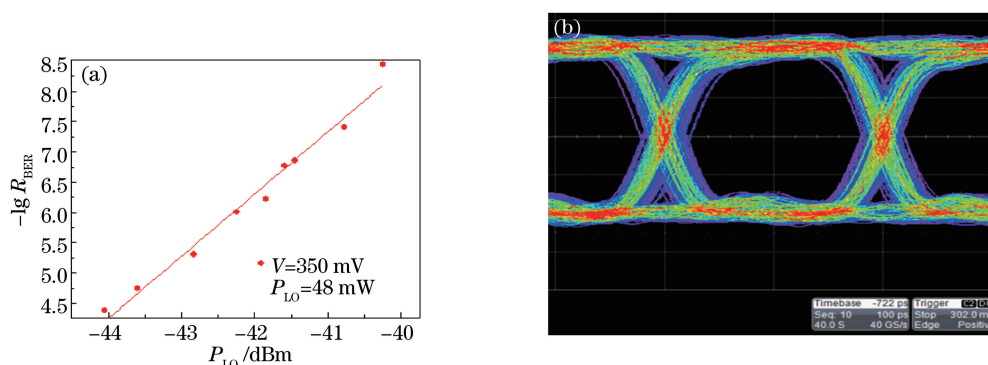


图 8 (a) 误码率曲线; (b) 接收信号眼图

Fig. 8 (a) Curve of BER; (b) eye diagram of received signal

环锁定后接收机的解调信号眼图。

5 结 论

从锁相环的原理出发,研究了零差科斯塔斯光学锁相环的工作机理,建立了其数学模型,确定了系统的开环传递函数及闭环传递函数,推导了系统的误差传递函数,得出了直接影响带宽的因素。在已知系统误差抑制能力的前提下,进一步分析和量化了锁相环路中的几种噪声,并分析了影响噪声的因素,确定了带宽优化选取的模型和规律。基于正确的理论分析和指导,测试了半导体信号激光器的噪声曲线,确定了优化环路的带宽为 1.5 MHz。当通信速率为 5 Gbit/s 时,得到了较好的接受灵敏度,为下一步高速星间激光通信奠定了基础。

参 考 文 献

- [1] Juarez J C, Young D W, Sluz J E, *et al.* High-sensitivity DPSK receiver for high-bandwidth free-space optical communication links[J]. *Optics Express*, 2011, 19(11): 10789-10796.
- [2] Steed R J, Pozzi F, Fice M J, *et al.* Monolithically integrated heterodyne optical phase-lock loop with RF XOR phase detector[J]. *Optics Express*, 2011, 19(21): 20048-20053.
- [3] Park H C, Lu M Z, Bloch E, *et al.* 40 Gbit/s coherent optical receiver using a Costas loop[J]. *Optics Express*, 2012, 20(26): B197-B203.
- [4] Lange R, Smutny B. Homodyne BPSK-based optical inter-satellite communication links [C]. *SPIE*, 2007, 6457: 645703.
- [5] Gregory M, Heine F, Kämpfner H, *et al.* Coherent inter-satellite and satellite-ground laser links[C]. *SPIE*, 2011, 7923: 792303.
- [6] Sodnik Z, Lutz H, Furch B, *et al.* Optical satellite communications in Europe[C]. *SPIE*, 2010, 7587: 758705.
- [7] Garreis R B. 90 degree optical hybrid for coherent receivers[C]. *SPIE*, 1991, 1522: 210-219.
- [8] Razavi B. *Monolithic phase-locked loops and clock recovery circuits: theory and design*[M]. New York: IEEE Press, 1996.
- [9] Guo Liren, Hu Yihua, Li Zheng, *et al.* Research on influence of acousto-optic frequency shifter to micro-Doppler effect detection[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(2): 0212006.
郭力仁, 胡以华, 李 政, 等. 声光移频器对微多普勒效应探测的影响研究[J]. *光学学报*, 2015, 35(2): 0212006.
- [10] Ding D, Yang A Z, Huang Y Q. A wide pull-in range OPLL system using an optical voltage controlled oscillator[C]. *Asia Communications and Photonics Conference*, 2015: AM2H.3.
- [11] 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.
- [12] Sun J, Hou P, Ma X, *et al.* Orthogonal phase modulation with self homodyne detect laser communication method for the satellite-to-ground link[C]. *SPIE*, 2015, 9614: 96140Y.
- [13] Shi H X, Dong Y, Xie W L, *et al.* High-sensitivity 5 Gb/s BPSK homodyne detection using Costas loop[C]. *Asia*

Communications and Photonics Conference, 2014: ATh4D.6.

- [14] Qin J, Zhou Q, Xie W, *et al.* Coherence enhancement of a chirped DFB laser for frequency-modulated continuous-wave reflectometry using a composite feedback loop[J]. *Optics Letters*, 2015, 40(19): 4500-4503.
- [15] Kazovsky L G. Balanced phase-locked loops for optical homodyne receivers: Performance analysis, design considerations, and laser linewidth requirements[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1986, 4(2): 182-195.
- [16] Kazovsky L G. Decision-driven phase-locked loop for optical homodyne receivers: Performance analysis and laser linewidth requirements[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1985, 32(12): 2630-2639.