

相干激光通信系统光学锁相环路载波恢复技术

刘洋^{1,2}, 佟首峰¹, 常帅^{1,2}, 宋延嵩¹, 董岩¹, 董毅³, 安喆²

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

² 长春理工大学光电工程学院, 吉林 长春 130022

³ 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 基于科斯塔斯(COSTAS)光学锁相环路载波恢复进行建模分析,得到系统的闭环传递函数、误差函数及需要恢复的载波信号;设计系统采用复合控制,内环借助声光移频器实现快速、小范围跟踪,外环通过环路直接控制激光器拉进快捕带;为了得到良好的载波恢复和信号解调,设计基于异或门的 COSTAS 环鉴相模块对鉴相器进行分析,实现鉴相范围为 $[-42^\circ, 42^\circ]$,鉴相增益为 14.4 mV/($^\circ$),在环路带宽为 1.5 MHz 时,搭建实验进行测试。实验结果表明在码速率 5 Gb/s 时,载波恢复、信号解调良好,信号光功率为 -40.4 dBm 时,误码率为 1.55×10^{-8} ,随着速率的提高或降低,系统性能虽有下降,但仍能恢复载波信号并解调数据,为零差相干通信实验室验证提供了参考。

关键词 光通信; 零差接收; 科斯塔斯环; 载波恢复; 鉴相器; 异或门

中图分类号 TN929.1

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.0106001

Carrier Recovery Technology of Optical Phase Locked Loop in Coherent Laser Communication System

Liu Yang^{1,2}, Tong Shoufeng¹, Chang Shuai^{1,2}, Song Yansong¹,
Dong Yan¹, Dong Yi³, An Zhe²

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

² School of Optoelectronic Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun, Jilin 130022, China;

³ State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

Abstract By modeling and analyzing on the carrier recovery based on COSTAS optical phase locked loop, we obtain the closed-loop transfer function, error function and carrier signal that to be recovered of the system. Then we design composite control to realize the fast and small range tracking by using the acousto optic frequency shifter in the inner ring, and quickly pull into capture tape by control laser in the outer ring. In order to get the good carrier recovery and signal demodulation, we design the phase detection module based on exclusive-OR gate (XOR) to analyze the phase detector. The phase detection ranges from -42° to $+42^\circ$, and phase detector gain achieves 14.4 mV/($^\circ$) when the loop bandwidth is 1.5 MHz. The experimental results show and that the carrier recovery and signal demodulation is good when the code rate is 5 Gb/s, and the error rate is 1.55×10^{-8} when the signal power reaches -40.4 dBm. With the rate increasing or decreasing, the system performance decreases, but the system can recover the carrier signal and demodulate the data. This system can provide references for homodyne coherent communication laboratory verification.

Key words optical communications; homodyne receiver; COSTAS loop; carrier recovery; phase detector; XOR

OCIS codes 060.2605; 140.3295; 140.3460; 280.3400; 350.6090

收稿日期: 2017-04-19; 收到修改稿日期: 2017-06-15

基金项目: 国家自然科学基金(91438204)

作者简介: 刘洋(1991—),男,博士研究生,主要从事空间激光通信系统光学锁相技术方面的研究。

E-mail: hyyMichael9151@gmail.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)

1 引 言

随着现代应用技术的发展,军事领域和民用领域都需要快速、实时传递信息,这就需要建立卫星与卫星、卫星与地球之间的高速通信链路。激光通信系统具有低功耗、高速率等优势,将在卫星-卫星传输链路、卫星-地球传输链路中逐步取代射频通信系统。

传统的直接探测方式已不能满足远距离空间信息的传输需求,而相干探测技术引起了人们的关注。相干探测技术的研究始于 20 世纪 90 年代初期,当时受技术及器件的限制,相干探测技术的灵敏度较低,发展一度处于停滞状态。随着技术的更新以及器件制造工艺的提高,相干探测技术已进入新一轮高速发展时期^[1]。

首次完成星间相干激光通信链路的是德国 Tesat-Spacecom 公司研发的 LCT-125 系统^[2-3],基于两台分别搭载在 TerraSAR-X 卫星上和 美国国防部 NFIRE 卫星上的激光通信光端机(LCT)实现了超高速双向通信实验^[4],链路距离为 5000 km,通信速率为 5.625 Gb/s,误码率优于 10^{-8} 。目前国内已有多家科研单位在该领域进行大量的研究工作,如在相干激光通信光学锁相环路载波恢复研究中,建立了注入式相干锁相环模型^[5-6]、平方环模型^[7-8]、单边带锁相环模型等,并得到了一些研究成果,但多数都仅停留在对系统的建模及仿真分析阶段,没有进行系统级测试。

本文对光学锁相环路载波恢复系统进行建模,分析该系统的工作原理,并设计环路鉴相模块,给出该模块最佳鉴相范围为 $[-42^\circ, 42^\circ]$,鉴相增益为 $14.4 \text{ mV}/(^{\circ})$ 。搭建光学锁相环路载波恢复系统,实验验证结果表明采用二进制相移键控(BPSK)调制格式,码速率为 5 Gb/s 时,信号光经系统载波恢复后,还原基带信号较好,且有良好的眼图开启度,时钟恢复后与原始数据相比,当接收光功率为 -40.4 dBm 时,误码率可达 1.55×10^{-8} ,接收灵敏度较高。通过分析不同通信速率下的探测灵敏度发现,高速通信时系统性能下降,但仍有相应的载波恢复及信号解调能力。

2 光学锁相环路载波恢复

2.1 载波恢复的基本原理

载波恢复是相干激光通信的核心技术,其中相干解调被称为“同步检波技术”,与非相干解调相比,其灵敏度可提高 3 dB,而实现相干解调的关键是在

接收端恢复出一个与调制载波严格同步的相干载波,载波恢复的好坏将直接影响接收解调的性能。一般采用锁相环路实现载波恢复,鉴于方案的需求和可行性,采用科斯塔斯 COSTAS 光学锁相环路进行载波恢复,借助其鉴频特性实现本振光与信号载波同步,控制系统如图 1 所示。带有载波信息的信号光 $S_1(t)$ 通过与本地振荡器产生的本振光信号 $S_2(t)$ 相乘被变换到基带,即同步解调过程,随后产生两路相位相差 90° 的中频信号 $U_1(t)$ 和 $U_Q(t)$ 。本地振荡器由误差信号 $\epsilon(t)$ 或控制信号 $x(t)$ 控制,组成压控振荡器(VCO)控制系统。 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 可表示为

$$S_1(t) = A_1 \sin[\omega_0 t + \varphi_1(t) + \varphi_T(t)], \quad (1)$$

$$S_2(t) = A_2 \cos[\omega_0 t + \varphi_2(t)], \quad (2)$$

$$\varphi_1(t) = \Delta\omega(t)t + \varphi'_1, \quad (3)$$

$$\varphi_2(t) = K_0 \int x(t) dt + \varphi'_2, \quad (4)$$

式中 t 为时间, A_1 和 A_2 分别为信号 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 的幅度, ω_0 为载波频率, $\varphi_T(t)$ 为相位调制, $\Delta\omega(t)$ 为多普勒频移量, K_0 为 VCO 频率增益, φ'_1 和 φ'_2 分别为信号 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 的恒定相位偏移。

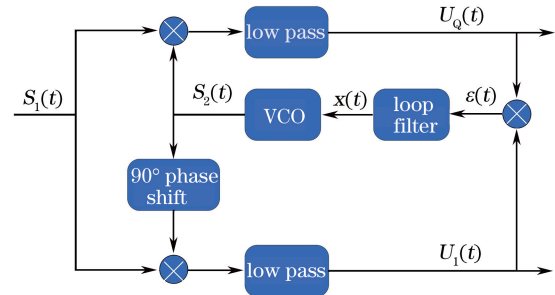


图 1 载波恢复控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of carrier recovery control system

为实现光学锁相环路,搭建如图 2 所示的系统,图中 LO 激光器为本振激光器, AOFS 为声光移频器。鉴相模块将本振光和信号光混频,光电转换后输出误差信号 $\epsilon(t)$:

$$\begin{aligned} \epsilon(t) &= (GRA_1 A_2)^2 \cdot \\ &\cos[\varphi(t) + \varphi_T(t)] \sin[\varphi(t) + \varphi_T(t)] = \\ &\frac{(GRA_1 A_2)^2}{2} \sin[2\varphi(t) + 2\varphi_T(t)], \quad (5) \end{aligned}$$

式中 G 为放大器增益, R 为光电二极管响应度, $\varphi(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$ 为相位误差。

由于信号光采用 BPSK 调制格式,故令 $\varphi_T(t) \in [0, \pi]$, 误差信号为

$$\epsilon(t) = A_D \sin[2\varphi(t)], \quad (6)$$

式中 $A_D = (GRA_1 A_2)^2 / 2$ 为鉴相器增益。之后信

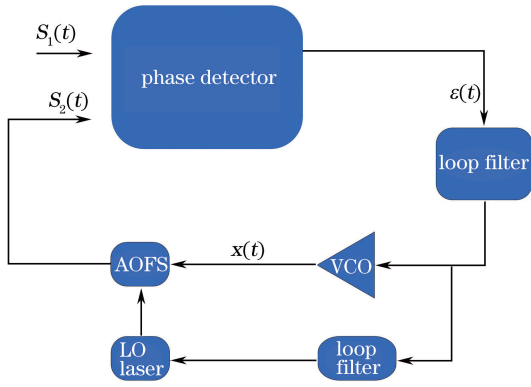


图 2 光锁相环路

Fig. 2 Optical phase locked loop

号经过环路滤波器完成非线性转换,输入至 VCO 驱动 AOFS,此时若初始频差过大,系统将通过二级环路直接控制激光器拉进快捕带。环路滤波器采用比例积分滤波器,其传递函数为

$$F(S) = (1 + St_1)/St_2, \quad (7)$$

环路闭环传递函数为

$$H(S) = \frac{(t_1/t_2)K \cdot S + K/t_2}{S^2 + (t_1/t_2)K \cdot S + K/t_2}, \quad (8)$$

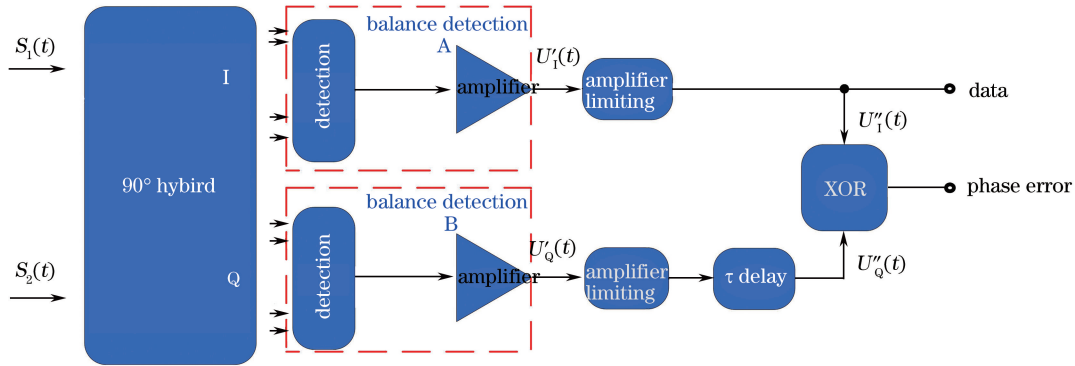


图 3 环路鉴相模块

Fig. 3 Loop phase detector

信号光 $S_1(t)$ 和本振光 $S_2(t)$ 经混频后被平衡探测器接收,得到中频信号:

$$U_1'(t) = A \sin[\varphi(t) + \varphi_T(t)] + n_1(t), \quad (10)$$

$$U_2'(t) = A \cos[\varphi(t) + \varphi_T(t)] + n_2(t), \quad (11)$$

式中 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 分别为 I 支路和 Q 支路的噪声, $A = G \cdot R \cdot A_1 \cdot A_2$ 为增益。将 I 支路和 Q 支路的信号经限幅放大器放大,其中 Q 支路延时 τ ,得到输入至异或门的信号 $U_1''(t)$ 和 $U_2''(t)$:

$$U_1'' = \text{sign}[U_1'(t)], \quad (12)$$

$$U_2'' = \text{sign}[U_2'(t - \tau)]. \quad (13)$$

为了便于计算,假设 $U_1'' = U_2''$ 时,异或门输出 $U_{\text{XOR}}(t)$ 为高电平;当 $U_1'' \neq U_2''$ 时,异或门输出 $U_{\text{XOR}}(t)$ 为低电平,故输出平均电压可表示为

式中 t_1, t_2 为影响整个环路动态精度的时间常数, K 为比例环节中的放大倍数, S 为拉氏变换后的复变量。文献[9]中已详细描述环路带宽的优化选取方式,因此本文直接将带宽设定为 1.5 MHz。最后控制信号 $x(t)$ 基于误差信号快速调整 AOFS,实现本振光频率快速跟踪信号光频率。当锁相环锁定后,相位误差 $\varphi(t)$ 维持在较小值,(6)式可近似表示为

$$\epsilon(t) \approx 2A_D \varphi(t). \quad (9)$$

由于环路滤波器在系统中还对输入信号取平均^[10-12],故 VCO 控制信号正比于相位误差 $\varphi(t)$,相当于一个鉴相器输出。VCO 输出信号包含所需提取的载波频率信息,将此信息作用于本振激光器后即可得恢复载波。

2.2 鉴相模块设计

由 2.1 小节分析得出本振激光器恢复出的载波信息由 VCO 输出频率控制,而 VCO 输出取决于鉴相精度,故一个精准的鉴相模块对于载波恢复和信号解调至关重要。基于异或门(XOR)的 COSTAS 环路鉴相模块如图 3 所示。

$$\bar{U}_{\text{XOR}}(t) = P(U_1'' = U_2'') - P(U_1'' \neq U_2'') = 2P(U_1'' = U_2'') - 1, \quad (14)$$

式中 $p(x)$ 表示概率函数。设 t_n 时刻传送的数据信息为 $\varphi_T(t_n)$,有 I 支路 $U_1'' = \varphi_T(t_n)$,得

$$\bar{U}_{\text{XOR}}(t) = 2P[U_2'' = \varphi_T(t_n)] - 1. \quad (15)$$

下面分两种情况讨论:

1) 当 $t_n < t < t_n + \tau$ 时, I 支路的数据信息为 $\varphi_T(t_n)$,受延时 τ 的影响, Q 支路的数据信息为 $\varphi_T(t_{n-1})$,故输入至异或门的信号为

$$U_2'' = \text{sign}\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_{n-1})] + n_2(t - \tau)\}, \quad (16)$$

则有

$$P[U''_Q = \varphi_T(t_n)] = P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_{n-1})] + n_Q(t - \tau) > 0 \& \varphi_T(t_n) = 0\} + P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_{n-1})] + n_Q(t - \tau) < 0 \& \varphi_T(t_n) = \pi\}。 \quad (17)$$

由于 $\varphi_T(t_{n-1})$ 和 $\varphi_T(t_n)$ 分别表示 t_{n-1} 时刻和 t_n 时刻传输的数据信息, 相互独立, 故有

$$P[U''_Q = \varphi_T(t_n)] = P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_{n-1})] + n_Q(t - \tau) > 0\} \cdot P[\varphi_T(t_n) = 0] + P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_{n-1})] + n_Q(t - \tau) < 0\} \cdot P[\varphi_T(t_n) = \pi] = \frac{1}{2}。 \quad (18)$$

将(18)式代入(15)式, 可得

$$\bar{U}_{\text{XOR}}(t) = 0。 \quad (19)$$

2) 当 $t_n + \tau < t < t_{n+1}$ 时, I 支路的数据信息为 $\varphi_T(t_n)$, Q 支路虽受延时 τ 的影响, 但数据信息仍为 $\varphi_T(t_n)$, 故输入至异或门的信号为

$$U''_Q = \text{sign}\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_n)] + n_Q(t - \tau)\}, \quad (20)$$

则有

$$\begin{aligned} P[U''_Q = \varphi_T(t_n)] &= P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_n)] + n_Q(t - \tau) > 0 \& \varphi_T(t_n) = 0\} + \\ &P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_n)] + n_Q(t - \tau) < 0 \& \varphi_T(t_n) = \pi\} = \\ &\frac{1}{2} P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_n)] + n_Q(t - \tau) > 0\} + \\ &\frac{1}{2} P\{A \cos[\varphi(t - \tau) + \varphi_T(t_n)] - n_Q(t - \tau) > 0\} = \\ &\frac{1}{2} P\{n_Q(t - \tau) > -A \cos[\varphi(t - \tau)]\} + \frac{1}{2}。 \end{aligned} \quad (21)$$

将方差为 $\sigma_{n,Q}^2$ 的高斯白噪声表示为 $n_Q(t - \tau)$, 则(21)式可表示为

$$\begin{aligned} P[U''_Q = \varphi_T(t_n)] &= \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n,Q}} \cdot \int_{-A \cos[\varphi(t - \tau)]}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma_{n,Q}}\right) d\frac{x^2}{\sigma_{n,Q}} + \frac{1}{2} = \\ &\frac{1}{2} \text{erfc}\{\sqrt{R_{\text{SN}}}\cos[\varphi(t - \tau)]\} + \frac{1}{2}, \end{aligned} \quad (22)$$

式中 R_{SN} 为信噪比(SNR)。综合上述两种情况, (15)式可最终表示为

$$\bar{U}_{\text{XOR}}(t) = \begin{cases} 0, & t_n < t < t_n + \tau, \\ \text{erfc}\{\sqrt{R_{\text{SN}}}\cos[\varphi(t - \tau)]\}, & t_n + \tau < t < t_{n+1} \end{cases}。 \quad (23)$$

鉴相模块一个周期内最终输出的控制电压为

$$\bar{U}'_{\text{XOR}}(t) = \text{erfc}\{\sqrt{R_{\text{SN}}}\cos[\varphi(t - \tau)]\} - f \cdot \tau \cdot \text{erfc}\{\sqrt{R_{\text{SN}}}\cos[\varphi(t - \tau)]\}, \quad (24)$$

式中 f 为数据的传输速率。

当相位误差 $\varphi(t)$ 很小时, $\bar{U}_{\text{XOR}}(t)$ 输出接近于限幅放大后的峰-峰值的一半, 即 $V_{\text{pp}}/2$, 此时环路处于锁定状态, $U'_1(t)$ 输出近似为调制信号 $\varphi_T(t)$, 故该系统同时兼具载波恢复功能和解调功能, 混频后 I 支路与 Q 支路经异或门输出作为载波恢复控制信号, 锁定后 I 支路作为数据恢复信号, 将恢复出的数据与原始信号作比较可得出通信误码率, 用该参数评定系统载波恢复可靠性。

3 光学锁相环路载波恢复系统鉴相单元仿真

根据(24)式, 设置系统数据传输速率为 5 Gb/s,

延迟时间为 35 ps, 为得到该光学锁相环路载波恢复系统最佳鉴相范围, 在不同信噪比下对环路的鉴相曲线进行仿真, 仿真结果如图 4 所示。

从图 4 可以发现, 信噪比越低, 该模块鉴相范围越宽, 当信噪比为 15 dB 时, 鉴相范围为 $-42^\circ \sim 42^\circ$, 异或门控制输出电压分别为 1.356 V 和 0.144 V, 此时鉴相增益较为平缓, 随着信噪比的增大, 鉴相范围逐渐减小, 但是增益有所提高, 当信噪比提高至 20 dB 时, 输出趋于饱和状态。若降低信噪比, 虽然可以展宽鉴相范围, 但是鉴相增益过低, 不易于环路控制。故该鉴相模块应用于 COSTAS 光学锁相环路时, 应折中选取鉴相范围和鉴相增益, 并实时控制输入信号的信噪比, 实现精准鉴相。

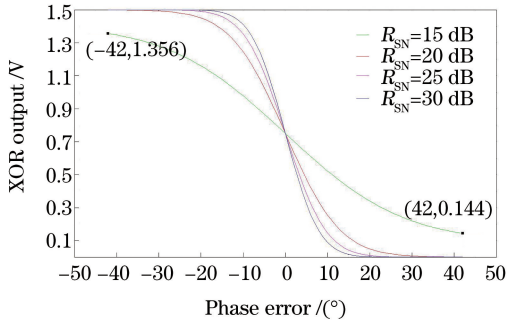


图 4 信噪比与鉴相关系

Fig. 4 Relationship of SNR and phase contrast

为说明 Q 支路延迟对鉴相的影响,在 $R_{SN} = 15$ dB,数据传输速率为 5 Gb/s 时,对不同时延下异或门的输出进行仿真,结果如图 5 所示。

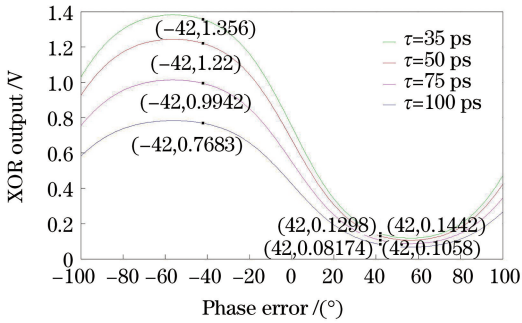


图 5 延迟与鉴相关系

Fig. 5 Relationship of delay and phase contrast

图 5 的结果说明,随着 Q 支路延迟的增加,鉴相幅值逐渐减小,同时鉴相增益也略微下降,故延迟时间 τ 并不能改变鉴相范围,只能通过选择适当的延迟,使输出控制电压满足环路设计要求。本系统选择鉴相范围 $\pm 42^\circ$,延迟时间为 35 ps,控制输出电压范围为 0.144~1.356 V,鉴相增益约为 14.4 mV/($^\circ$)。

4 光学锁相环路载波恢复性能测试

4.1 测试环境搭建

为验证光学锁相环路载波恢复性能,搭建实验系统如图 6 所示,主要分为光发射单元、光接收单元和测试单元 3 个部分。

光发射单元采用 BPSK 调制格式,信号光源由 1550 nm 窄线宽保偏(PM)光纤激光器产生,任意波形发生器(AWG)以 5 Gb/s 的速率将非归零(NRZ)码型经功率放大器和相位调制器调制到光波上,可变速衰减器(VOA)用来调节光功率大小,最后将带有调制信息的信号光输入至光接收单元。

光接收单元原理如图 2~3 所示,信号光和本振光输入至鉴相模块,经 90° 混频和光电转换后,得到

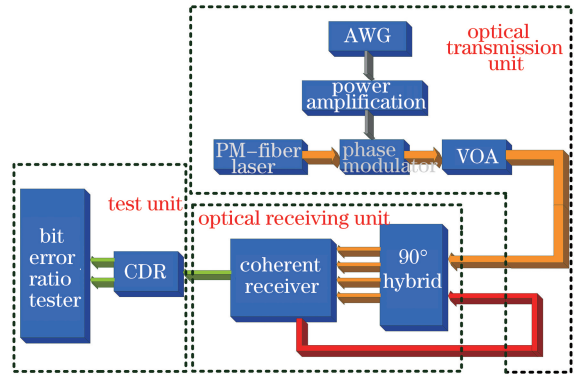


图 6 测试系统示意图

Fig. 6 Schematic of test system

相位正交的 I、Q 支路,其中 I 支路用来解调数据,相位误差控制信号由 I 支路和 Q 支路异或得到,输入至环路滤波器后变为快环和慢环复合控制,慢环将本振激光器频率拉进锁定带,快环控制 AOFS 进行快速、小范围跟踪,直至本振光输出与信号光载波同步,即完成了光锁相环路载波恢复,实现相干零差锁相。

将 I 支路输出直接接入测试单元,由时钟数据恢复源(CDR)产生同步的数据和时钟信号传输至误码仪测试,通过观察眼图及误码率曲线来评定系统载波恢复、解调性能。

4.2 测试结果及分析

系统采用 BPSK 调制格式,以 5 Gb/s 的速率将 NRZ 码调制到光信号上,原始数据信号如图 7 所示。图 8 是接收单元 I 支路从 BPSK 信号中恢复出频率为 $2f$ 的载波信号并解调还原出的基带信息。对比图 7 和图 8 可发现,恢复的基带信息上升沿和下降沿稳定,无频率抖动,反映出原始信息良好。

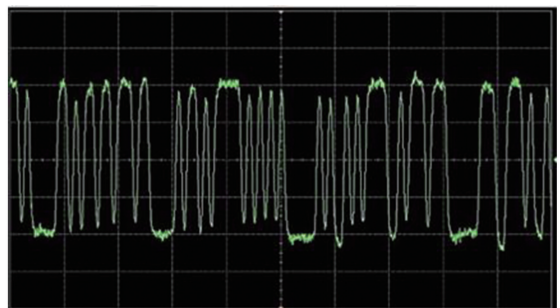


图 7 原始信号

Fig. 7 Original signal

为了进一步说明基带传输系统性能,在此基础上用高速示波器观察接收信号的波形,便于分析码间串扰和噪声对系统的影响,图 9 为测得的眼图效果。从图 9 可以看出,各段码元叠加在一起,波形失真,码元不完全重合度较小,“眼”开启程度良好。同

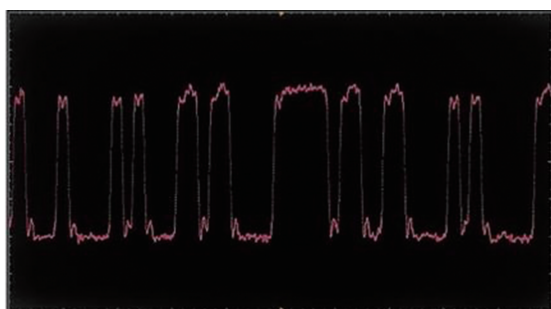


图 8 恢复出的基带信号

Fig. 8 Baseband signal of recovered

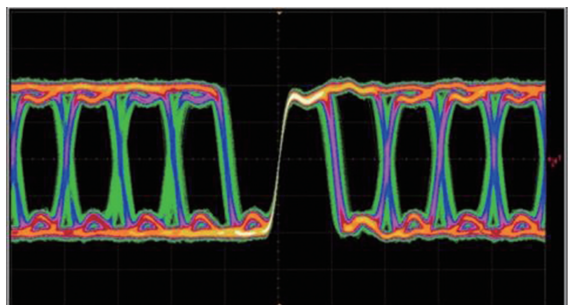


图 9 眼图

Fig. 9 Eye diagram

时图 9 的绿色部分反映载波恢复、信号解调时系统相位噪声,由于相位噪声的影响,眼图线条稍有模糊,但失真程度在指标之内,此时用误码仪测得误码率为 1.55×10^{-8} ,信号光功率为 -40.4 dBm。

为了更好地分析、评价本系统载波恢复及信号解调能力,在通信速率为 5 Gb/s,本振光功率 p_{LO} 为 48 mW 时,测得不同输入光功率下的误码率曲线如图 10 所示。误码率随着信号光功率的增加而减小,这是因为在通信速率恒定时,平衡探测器的输出与光功率成正比,光电转换后的信噪比越大,鉴相越精准,解调后的“眼”开启度越大,即基带恢复越完整,误码率越小。

图 11 绘制的曲线为误码率 R_{BE} 分别为 10^{-7} 和 10^{-8} 时,通信速率随输入光功率的变化关系。从图 11 可以发现,通信速率为 5 Gb/s 时,系统探测灵敏度最高,随着速率的增大或减小,性能有所下降,在高速率通信时,现象尤为明显。图 11 中 A-1、B-1 是通信速率为 7 Gb/s 时,误码率分别为 10^{-8} 和 10^{-7} 时的眼图,A-2、B-2 分别相应的恢复基带信息。系统进行信号解调时,相位噪声增加,“眼”宽变窄,且有闭合趋势;恢复基带信息的上升沿下降沿略有不稳,但通过提高信号光功率,系统仍有相应的载波恢复及信号解调能力。该现象的产生原因主要有以下两方面。1)光锁相环载波恢复系统采用模拟相干实

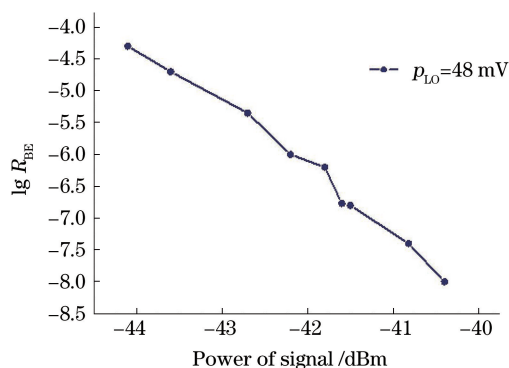


图 10 通信速率为 5 Gb/s 时误码率和信号光功率的关系

Fig. 10 Relationship between error rate and signal power when communication rate is 5 Gb/s

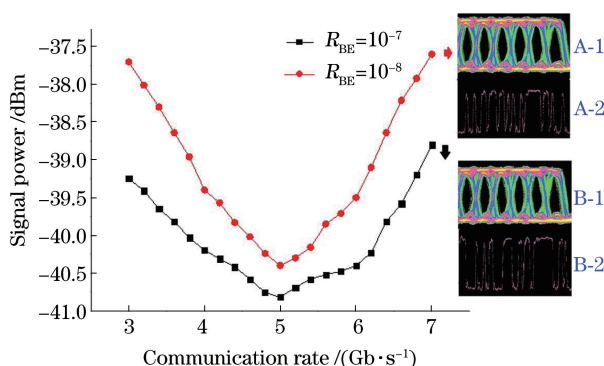


图 11 通信速率和信号光功率的关系

Fig. 11 Relationship between communication rate and signal power

现,且系统位相噪声与激光器线宽成正比,与环路带宽成反比,优化选取后,可实现在特定码速率下的最优性能,当提高或降低码速率时,会引入更多的相位噪声,使接收系统探测灵敏度恶化。2)本振光源选用线宽约为 1 kHz 的光纤激光器,压电陶瓷(PZT)调节响应时间量级为千赫兹,快环执行器 AOFS 响应时间量级为兆赫兹,在不改变环路的情况下,时间延迟恒定,码速率越高,在 I、Q 两路产生滞后越大,致使异或后恢复“中频”不纯净,含有调制信息,在后续电路中引入额外噪声,影响环路执行精度。当码速率较低时,频谱中“调制”频率和“拍频”频率接近,不易于鉴相模块提取误差信号,致使载波恢复不完全,影响信号解调。

5 结 论

从光学锁相环路载波恢复技术原理出发,建立相关模型,为实现本振源与信号光载波同步,同时设计了基于异或门的环路鉴相模块和环路复合控制形式,最后借助仿真软件确定鉴相范围为 $[-42^\circ,$

42°], 鉴相增益为 14.4 mV/(°)。在优化选取后, 设定环路带宽为 1.5 MHz, 搭建实验平台测试。结果表明, 采用 BPSK 调制格式, 码速率为 5 Gb/s 时有良好的载波恢复、信号解调能力, 还原出的基带信号“沿”稳定且无频率抖动, 信号光功率为 -40.4 dBm 时, 误码率达到 1.55×10^{-8} , 随着通信速率的提高或降低, 性能有所下降, 当码速率升至 7 Gb/s 时, 采用提高信号光功率的手段, 以便得到良好的载波恢复及信号解调能力。该系统完成了初期的应用, 并为零差相干通信实验室验证提供了参考。但若应用于空间相干激光通信, 该系统的探测灵敏度恶化相对较大, 无法突出相干的优势, 故该光学锁相环路载波恢复系统仍有很大优化空间, 本课题组也正向着高速率、高探测灵敏度的目标而努力。

参 考 文 献

- [1] Jiang H L, Tong S F, Zhang L Z, *et al.* The technologies and system of space laser communication[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 198-246.
姜会林, 佟首峰, 张立中, 等. 空间激光通信技术与系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010: 198-246.
- [2] Zhang Z, Sun J F, Lu B, *et al.* Costas optical phase lock loop system design in inter-orbit coherent laser communication[J]. Chinese Journal of 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.
- [3] Liu Y, Song Y S, Tong S F, *et al.* Simulation design of vibration source in satellite optical communication system[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(12): 1206006.
刘洋, 宋延嵩, 佟首峰, 等. 卫星光通信系统振动源的模拟设计[J]. 光学学报, 2016, 36(12): 1206006.
- [4] 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.
- [5] Zheng J. Analysis of optical frequency-modulated continuous-wave interference[J]. Applied Optics, 2004, 43(21): 4189-4198.
- [6] Gregory M, Heine F, Lange R. Coherent inter-satellite and satellite-ground laser links[C]// SPIE, 2011, 7923: 792303.
- [7] Lü X Y, Yao Y C, Tan Q Y, *et al.* Design of squaring loop based on direct carrier extraction[J]. Modern Electronics Technique, 2010, 33(1): 189-192.
吕鑫宇, 姚远程, 谭清怡, 等. 基于直接提取载波技术的平方环设计[J]. 现代电子技术, 2010, 33(1): 189-192.
- [8] Jing L M. Design of modified squaring loop based on CORDIC algorithm[J]. Electronic Design Engineering, 2016, 24(17): 93-95.
荆黎明. 基于 CORDIC 算法的改进的平方环设计[J]. 电子设计工程, 2016, 24(17): 93-95.
- [9] Chang S, Tong S F, Jiang H L, *et al.* Optical phase-locked loop technology in inter-satellite high-speed coherent laser communication systems[J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(2): 0206004.
常帅, 佟首峰, 姜会林, 等. 星间高速相干激光通信系统中的光学锁相环技术[J]. 光学学报, 2017, 37(2): 0206004.
- [10] 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.
- [11] Sun J, Hou P, Ma X. Orthogonal phase modulation with self homodyne detect laser communication method for the satellite-to-ground link[C]// SPIE, 2015, 9614: 96140Y.
- [12] Eickhoff W, Ulrich R. Optical frequency-domain reflectometry in single-mode fibers[J]. Applied Physics Letters, 1981, 39(9): 693-695.