

# 相干光通信中载波频率稳定控制

杨尚君, 柯熙政

西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048

**摘要** 针对相干光通信中载波频率漂移的问题, 根据实际相干光通信系统, 分别采用二进制相移键控(BPSK)和四相相移键控(QPSK)的调制方式, 仿真分析了频率漂移引起的星座图周向旋转和误码率的升高。依据激光器频率调节和控制的原理, 采用在信号输出端外接鉴相器、单片机和压电陶瓷驱动放大器的方法, 设计了一种基于反馈判决控制回路的电路, 实现本振激光器的频率对信号激光器的频率的跟踪, 稳定载波频率。实验结果表明: 当中频载波以 100 MHz 为基准时, 反馈判决电路可将频率漂移稳定在  $\pm 2$  MHz 的范围内, 频率漂移补偿范围可达到吉赫兹量级, 利于后续信号解调。该方案简单切实可行, 适用于实际相干光通信系统。

**关键词** 光通信; 相干光通信; 自动频率控制; 判决控制回路; 窄线宽激光器

**中图分类号** TN929.12 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/LOP55.040601

## Carrier Frequency Stability Control in Coherent Optical Communication

Yang Shangjun, Ke Xizheng

School of Automation & Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China

**Abstract** For the problem of carrier frequency drift in coherent optical communications, according to the actual coherent optical communication system, we adopt the binary phase shift keying (BPSK) and quadrature phase shift keying (QPSK) modulation modes respectively, and simulate the frequency shift to cause the rotation of the constellation map and the increase of the bit error rate. Based on laser frequency adjustment and control principle, adopting the method of external phase detector, single-chip computer (STM32) and piezo-electricity (PZT) driver amplifier at the signal output end, we design a circuit based on feedback decision control loop, which is used for tracking the frequency of the local oscillator laser to the frequency of the signal laser so as to stabilize the carrier frequency. The experimental results show that the feedback decision circuit can stabilize the frequency drift within the range of  $\pm 2$  MHz when the intermediate frequency carrier is considered as the reference 100 MHz, which is beneficial to the processing of the demodulated signal, and the frequency drift compensation range can reach GHz magnitude. This scheme is simple and practical, which is suitable for coherent optical communication system.

**Key words** optical communications; coherent optical communications; automatic frequency control; decision control loop; narrow line-width laser

**OCIS codes** 060.4510; 140.3425; 060.2840; 140.3460

## 1 引言

相干光通信具有检测灵敏度高、调制方式多等特点<sup>[1-3]</sup>。根据信号光与本振光之间的频差, 在接收端的探测方式可分为零差探测方式和外差探测方式。外差探测方式要求信号光的频率和本振光的频率保持较为恒定的差值。激光器在外部震动、温度

变化、散热条件等因素影响下会产生频率漂移, 直接影响后期的解调处理, 进而影响通信性能<sup>[4-5]</sup>。

针对相干光通信的频率漂移问题, 学者们通常采用光学锁相环(OPLL)技术进行频率和相位的锁定<sup>[6-9]</sup>或者采用后期数字信号处理(DSP)技术进行频率补偿<sup>[10-17]</sup>。2011年, Steed等<sup>[6]</sup>设计了一种以磷化钢为衬底、光子集成电路的外差光锁相环, 当相

**收稿日期:** 2017-09-18; **收到修改稿日期:** 2017-09-27

**基金项目:** 国家自然科学基金(61377080, 60977054)、陕西省重点产业创新项目(2017ZDCXL-GY-06-01)

**作者简介:** 杨尚君(1991—), 男, 博士研究生, 主要从事相干光通信技术方面的研究。E-mail: 383965834@qq.com

**导师简介:** 柯熙政(1962—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事自由空间光通信方面的研究。E-mail: xzke@263.net

位噪声低于  $-90$  dBc/Hz 时,频偏可低于  $20$  kHz。Park 等<sup>[7]</sup>于 2012 年设计了一种集成零差式 OPLL,该 OPLL 采用二进制相移键控(BPSK)调制方式,当误码率(BER)小于  $10^{-12}$  时,可实现  $35$  Gbit/s 的无延迟通信;当 BER 小于  $10^{-7}$  时,可实现  $40$  Gbit/s 的无延迟通信,对于短距离光通信该方案具有低功耗和低成本的特点。国内光学锁相环技术起步较晚,张震等<sup>[8]</sup>在 2015 年针对星间相干光通信中多普勒频移现象,利用现场可编程门阵列(FPGA)实现环路的控制和锁定,对信号光产生的  $20$  MHz/s 频移进行跟踪。常帅等<sup>[9]</sup>于 2017 年针对星间零差相干光通信采用科斯塔斯 OPLL 的方式实现了本振光的频率对信号光频率的跟踪,当设置环路带宽为  $1.5$  MHz、通信速率为  $5$  Gbit/s、BER 为  $10^{-7}$  时,采用 BPSK 调制方式,接收灵敏度可达到  $-41.4$  dBm。然而在实际相干光通信系统中,OPLL 的集成电路制造工艺要求高,具体实现有一定难度。对于采用 DSP 的频率补偿技术,2007 年 Leven 等<sup>[10]</sup>提出了一种经典的前馈式正交相移键控(QPSK)频偏估计算法,该算法采用相邻符号相位差估计频偏,对于  $20$  Gbit/s 的通信系统,在信噪比(SNR,  $R_{SN}$ )约为  $9$  dB、误码率为  $10^{-3}$  的情况下,频偏最大估计量可达  $1.6$  GHz 左右。2008 年 Hoffmann 等<sup>[11]</sup>针对 Leven 等<sup>[10]</sup>采用 4 次幂运算的算法复杂问题,提出了一种基于迭代处理的频率估计算法,在无需复杂的计算和预判决的情况下,利用相邻符号的总相位差,在 QPSK 传输系统中能够实现最大可达  $1.2$  GHz 的频率匹配。2011 年, Fatadin 等<sup>[12]</sup>利用传统的 QPSK 频偏估计算法采用分区方式实现了相干光通信正交振幅调制(QAM)系统中载波频率恢复,当频率偏移为码元速率的  $0.1$  倍,激光器线宽和码元速率乘积为  $10^{-4}$  时,BER 为

$10^{-3}$ 。Meiyappan 等<sup>[13]</sup>于 2012 年提出了一种复杂加权、辅助决策、最大似然的载波频率和相位估计算法,该算法相对于传统的频偏估计算法具有更大的频偏估计范围,且同时适用于 QPSK 和正交振幅调制 QAM 系统。2013 年,Mori 等<sup>[14]</sup>提出了一种采用两阶段的相位估计算法,通过第一级估计相位噪声和第二级估计频率偏移,针对  $16$ QAM 系统,在频偏值大于码元速率的情况下,频偏估计补偿最大可达到  $10$  GHz。2015 年,Zhao 等<sup>[15]</sup>采用导频辅助的方法进行了频偏估计,针对 QPSK 系统和  $16$ QAM 系统进行了仿真,估计补偿最大可达  $30$  GHz,且光纤色散和偏振模色散对该算法无影响。2017 年,Lu 等<sup>[16]</sup>提出了一种超标量并行处理的频偏和相位联合估计算法,其中频偏估计最大范围可达到码元速率的一半。以上基于 DSP 的频率补偿算法,若采用实时处理方式进行实现,部分算法复杂度较大,对处理芯片性能要求较高,实际运行则会降低系统的运行速率;同时根据现有的实验条件,具体实施则会受到一定的限制。

基于上述问题,根据实际相干光通信模型,本文设计了基于外接鉴相器的判决控制回路,通过对输出信号的模数(A/D)采集和反馈电压的数模(D/A)输出实现载波频率的相对稳定。经实测,当载波频率为  $100$  MHz 时,误差范围可控制在  $\pm 2$  MHz 范围内,能够满足后期解调信号处理的要求。

## 2 相干光通信载波频率漂移对解调的影响

### 2.1 相干光通信整体介绍

空间相干光通信原理图如图 1 所示<sup>[18]</sup>,图中 PZT 为压电陶瓷,STM32 为单片机型号,ADF4002 为鉴频鉴相器型号。

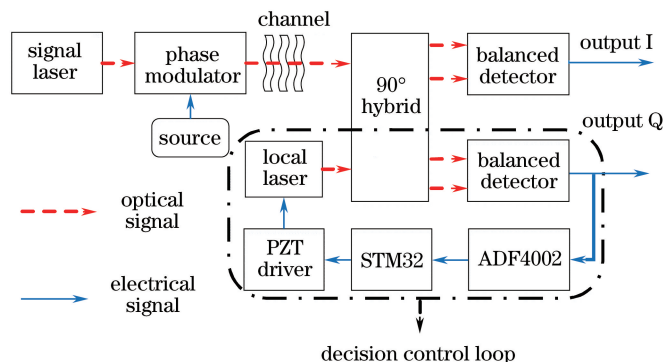


图 1 空间相干光通信原理图

Fig. 1 Schematic diagram of space coherent optical communication

设信号光  $E_s$  和本振光  $E_L$  的表达式分别为

$$E_s = A_s \cdot \exp\{j[\omega_s \pm \Delta\omega_s(t)]t + \phi_s \cdot m(t)\}, \quad (1)$$

$$E_L = A_L \cdot \exp\{j[\omega_L \pm \Delta\omega_L(t)]t + \phi_L\}, \quad (2)$$

式中:  $A_s, A_L, \omega_s, \omega_L$  分别为信号光幅值、本振光幅值、信号光中心角频率、本振光中心角频率;  $j$  为虚数;

$t$  为时间变量;  $\Delta\omega_s(t)$  和  $\Delta\omega_L(t)$  分别为信号光和本振光随时间变化的角频率漂移量, 远小于  $\omega_s$  和  $\omega_L$ ;  $\phi_s$  和  $\phi_L$  分别为信号光与本振光的初相位;  $m(t)$  为信源。假设传输的信号光与本振光具有相同的偏振态, 两束光进入  $90^\circ$  光混频器进行相干混频, 经光混频后输出的 4 路光信号由上到下依次分别为

$$P_{0^\circ} = A_s \cos\{[\omega_s \pm \Delta\omega_s(t)]t + \phi_s \cdot m(t)\} + A_L \cos\{[\omega_L \pm \Delta\omega_L(t)]t + \phi_L\}, \quad (3)$$

$$P_{180^\circ} = A_s \cos\{[\omega_s \pm \Delta\omega_s(t)]t + \phi_s \cdot m(t)\} - A_L \cos\{[\omega_L \pm \Delta\omega_L(t)]t + \phi_L\}, \quad (4)$$

$$P_{90^\circ} = A_s \cos\{[\omega_s \pm \Delta\omega_s(t)]t + \phi_s \cdot m(t)\} + j \cdot A_L \cos\{[\omega_L \pm \Delta\omega_L(t)]t + \phi_L\}, \quad (5)$$

$$P_{270^\circ} = A_s \cos\{[\omega_s \pm \Delta\omega_s(t)]t + \phi_s \cdot m(t)\} - j \cdot A_L \cos\{[\omega_L \pm \Delta\omega_L(t)]t + \phi_L\}, \quad (6)$$

(3)式和(4)式、(5)式和(6)式, 两两分别作用于 2 个完全相同的平衡探测器, 平方律光电平衡探测器探测到光信号的平方量, 两两相减, 滤除了自身平方项, 和频项  $\omega_s + \omega_L$  无法探测, 输出信号光与本振光的差频项信号  $\omega_I = \omega_s - \omega_L$ 。光混频器和平衡探测器将太赫兹级的光信号转化为兆赫兹级的电信号, 输出两路信号  $i_I$  和  $i_Q$  分别为

$$i_I = 2\beta A_s A_L \cos\{\{\omega_s - \omega_L \pm [\Delta\omega_s(t) + \Delta\omega_L(t)]\}t + [\phi_s \cdot m(t) - \phi_L]\}, \quad (7)$$

$$i_Q = 2\beta A_s A_L \cos\{\{\omega_s - \omega_L \pm [\Delta\omega_s(t) + \Delta\omega_L(t)]\}t + [\phi_s \cdot m(t) - \phi_L + 90^\circ]\}, \quad (8)$$

式中:  $\beta$  为平衡探测器响应度, 两路信号  $i_I$  和  $i_Q$  仅初相位相差  $90^\circ$ , 其余信息完全相同, 经 A/D 转换和后续的 DSP, 均可恢复出信源信息。此时差频项  $\omega_s - \omega_L$  和误差项  $\Delta\omega_s(t) + \Delta\omega_L(t)$  在同一数量级,  $\Delta\omega_s(t) + \Delta\omega_L(t)$  会随着时间的变化而在一定的范围内进行小幅度随机的漂移, 导致 (7)式和(8)式中的载波频率值  $\omega_s - \omega_L \pm [\Delta\omega_s(t) + \Delta\omega_L(t)]$  随时间变化, 这种频率的不稳定不利于后期处理, 因此采用外接鉴相器的方式, 将输出信号的频率值转化为电压值传递给单

片机, 单片机判断输出的电压经放大后驱动本振激光器内部的压电晶体, 实现自动频率控制(AFC)。

## 2.2 仿真分析

对于相干光通信系统, 假设传输信道为高斯信道, 其余均为理想状态, 载波频率期望值  $f_s - f_L = 100$  MHz, 设激光器频率漂移值在一定范围内均呈均匀分布, 采用 BPSK 调制方式, 取不同的频率漂移范围值, 码元速率等于载波频率, 接收端信号星座图如图 2 所示。

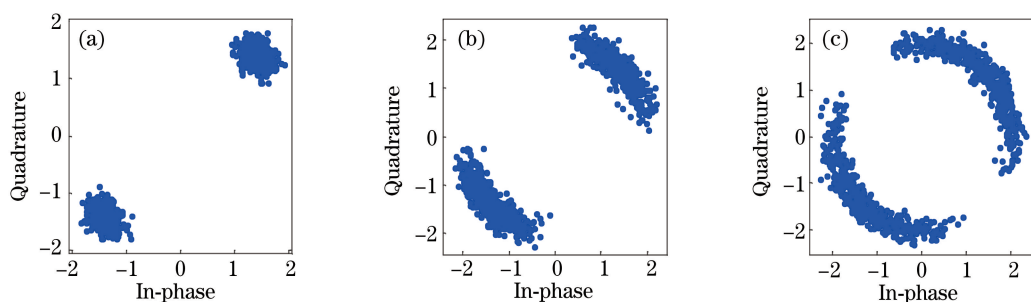


图 2 BPSK 调制下接收端信号星座图。(a)  $\pm 2$  MHz,  $R_{SN} = 20$  dB; (b)  $\pm 10$  MHz,  $R_{SN} = 20$  dB; (c)  $\pm 20$  MHz,  $R_{SN} = 20$  dB

Fig. 2 Receiving end signal constellation under BPSK modulation.

(a)  $\pm 2$  MHz,  $R_{SN} = 20$  dB; (b)  $\pm 10$  MHz,  $R_{SN} = 20$  dB; (c)  $\pm 20$  MHz,  $R_{SN} = 20$  dB

由图 2 可知, 载波频率的漂移在星座图上会以调制点为中心周向旋转, 频率漂移范围越大, 星座图的旋转越明显。频漂所引起星座点角度的偏移量与实际频率的偏移量呈线性关系。

根据(9)式对信号进行解调, 可得基带信号

$$I_d = \beta A_s A_L \cos\{\pm [\Delta\omega_s(t) + \Delta\omega_L(t)] + [\phi_s \cdot m(t) - \phi_L]\}. \quad (9)$$

分别取不同的载波频率漂移值  $\Delta\omega_s + \Delta\omega_L$  计算 BPSK 系统误码率, 结果如图 3 所示。

在相同的  $R_{SN}$  下, BER 随着频率漂移值的增大

而增大,当频率漂移范围在 $\pm 40$  MHz时,BER随着 $R_{SN}$ 的增大稳定在14%,无法满足实际通信需求。

相干光通信基于QPSK系统,取不同的频率漂移值,接收端信号星座图如图4所示。

对于QPSK系统,频率漂移也会使星座图以调制点为中心进行周向旋转。载波频率漂移对于QPSK系统BER的影响如图5所示。

由图5可知,频率漂移引起了系统的误码,频率漂移越大,误码越高。当频率漂移范围在 $\pm 20$  MHz时,系统的BER随着 $R_{SN}$ 的变化稳定在14%,无法满足正常通信需求。QPSK系统相对于BPSK系统对载波频率的漂移更为敏感。

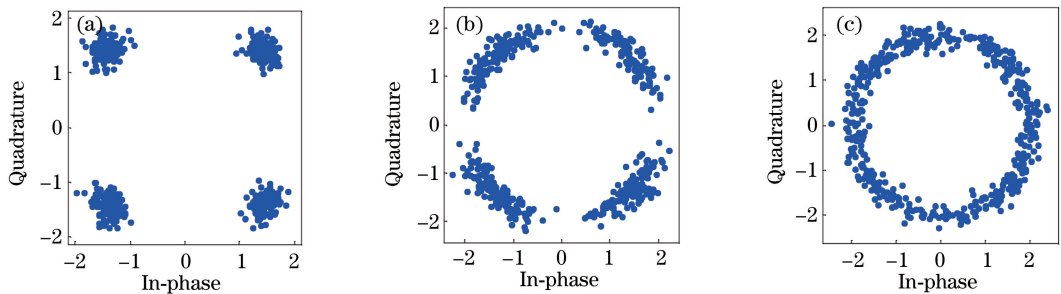


图4 QPSK调制下接收端信号星座图。(a)  $\pm 2$  MHz,  $R_{SN}=20$  dB; (b)  $\pm 10$  MHz,  $R_{SN}=20$  dB; (c)  $\pm 20$  MHz,  $R_{SN}=20$  dB

Fig. 4 Receiving end signal constellation under QPSK modulation. (a)  $\pm 2$  MHz,  $R_{SN}=20$  dB; (b)  $\pm 10$  MHz,  $R_{SN}=20$  dB; (c)  $\pm 20$  MHz,  $R_{SN}=20$  dB

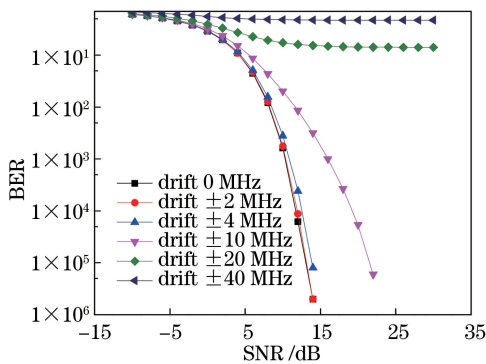


图5 载波频率漂移对QPSK系统BER的影响  
Fig. 5 Influence of carrier frequency drift on the BER of QPSK system

### 3 实验研究

#### 3.1 激光器频率调节和控制的原理

激光器频率调节通常可采用温度补偿和PZT控制的方法实现<sup>[19]</sup>。温度补偿在激光器频率调节中属于粗调节,调节范围大,响应速率慢,调节灵敏度低。对于实际的相干光通信系统,温度调节并不可行。PZT控制方式在激光器频率调节系统中属于细调节,PZT是一种能够将机械能与电能互相转

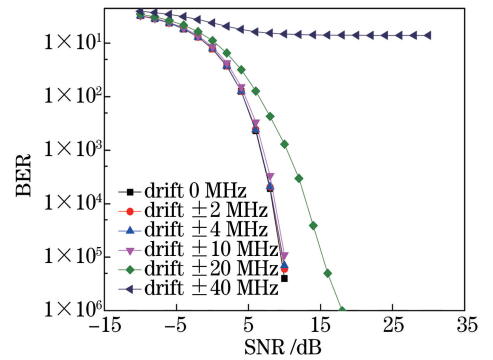


图3 载波频率漂移对BPSK系统BER的影响  
Fig. 3 Influence of carrier frequency drift on the BER of BPSK system

换的装置,根据压电逆效应,外加电场通过压电阀作用于PZT,位于激光器腔体的PZT由于外部电压的变化改变其形状,从而改变激光器内的腔体长度,进而改变输出波长。由于PZT控制响应速率快、调节灵敏度高,相干光通信系统中采用PZT控制方式实现频率调节。

相干光通信频率控制结构如图6所示。图6中信号光与本振光作差频处理,将载波频率信息转化为电压值并作用于由压电陶瓷晶体构成的压控振荡器,压控振荡器在外部电压作用下改变形状,产生的力作用于本振激光器改变腔体长度,进而改变本振激光器的波长,本振激光器的频率跟随着信号激光器的频率以一定的差值进行变化,使图6中 $\Delta f$ 尽可能小,达到稳定载波的目的。

#### 3.2 硬件实现

对于实际的相干光通信系统,信号光和本振光选用两款完全相同的压控可调节激光器(丹麦NTK Photonic公司生产的Koheras Basik E15窄线宽光纤激光器)作为光源,压控振荡系数实测约为 $\rho = 11.5$  MHz/V,可调谐电压范围为0~200 V,设置信号光的波长与本振光的波长差值为0.007 nm,根据



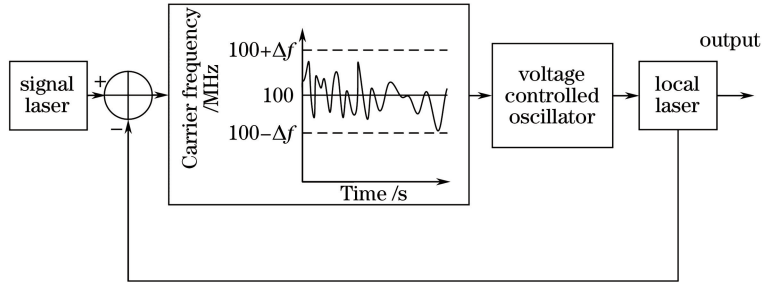


图6 频率控制原理图

Fig. 6 Frequency control schematic diagram

$$\lambda_L - \lambda_S = V_{\text{base}} \cdot m_{\text{PZT}} = 0.007 \text{ nm}, \quad (10)$$

和压电响应系数  $m_{\text{PZT}} = 0.135 \text{ pm/V}$  计算得基准电压值  $V_{\text{base}} = 51.8 \text{ V}$ 。鉴相器将频率信息以电压的形式传递给 STM32, STM32 进行 A/D 采集、判断和 D/A 输出, 输出信号经放大后以  $V_{\text{base}}$  为基准进行上下调节, 作用于本振激光器内部的压电晶体, 从而稳定中频信号的频率值  $f_{\text{IF}}$ , 具体计算如下:

$$f_{\text{IF}} = f_s - [f_L + \rho(V_{\text{base}} + \Delta V)] \pm (\Delta f_s + \Delta f_L) = f_s - \left[ f_L + \rho \cdot A \cdot \left( \frac{V_{\text{base}}}{A} + \Delta V_{\text{STM32}} \right) \right] \pm (\Delta f_s + \Delta f_L), \quad (11)$$

式中:  $f_s$  为信号光频率;  $f_L$  为本振光频率;  $\rho$  为压控振荡系数;  $A$  为 PZT 驱动电压放大器放大倍数;  $V_{\text{base}}$  为基准电压;  $\Delta V$  为输出电压变化值;  $\Delta V_{\text{STM32}}$  为单片机输出电压变化值;  $\Delta f_s$  为信号光频率漂移量;  $\Delta f_L$  为本振光频率漂移量。通过改变  $\Delta V_{\text{STM32}}$  补偿  $\Delta f_s + \Delta f_L$ , 即可使  $f_{\text{IF}}$  的值相对恒定, 实现本振激光器对信号激光器频率的跟踪, 达到 AFC 的效果。具体流程如图 7 所示。

鉴相器选用型号为 ADF4002 的鉴频鉴相器, 它同时具有倍频和分频的功能。由于鉴相器模块板载自带 30 MHz 的晶振, 根据

$$f_{\text{vco}} = N \cdot \frac{f_{\text{REFin}}}{R}, \quad (12)$$

设置锁存器  $R = 3$ ,  $N = 10$ , 即可将其作为 100 MHz 的鉴频鉴相器, 式中  $f_{\text{vco}}$  为鉴频频率,  $f_{\text{REFin}}$  为参考频率。同时改变  $N$  和  $R$  的值则可实现其他频率值的稳定控制。以 100 MHz 为例, 当输入信号频率  $f_s - f_L + (\Delta f_s + \Delta f_L) > 100 \text{ MHz}$  时, 模块电荷泵端输出低电平; 当输入信号频率  $f_s - f_L - (\Delta f_s + \Delta f_L) < 100 \text{ MHz}$  时, 模块电荷泵端输出高电平。此时可将输入信号的频率值转化为可测量的电压值。对电荷泵端输出的电压通过 STM32 进行 A/D

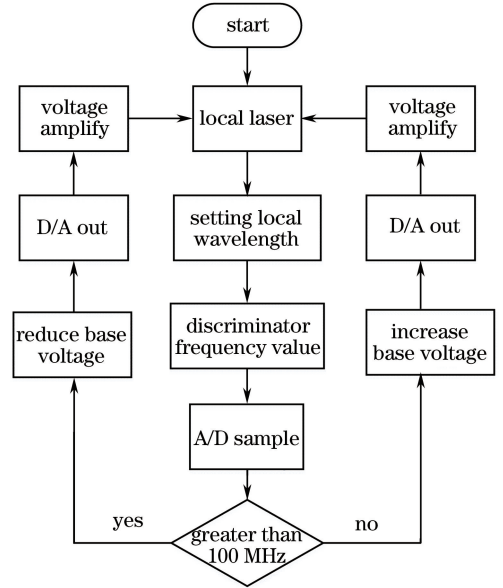


图7 频率控制流程图

Fig. 7 Frequency control flow chart

采集和判断, 若电荷泵端输出高电平, 则在基准电压的基础上以足够小的步长增大电压, 反之则减小电压, 调整电压改变本振激光器的波长, 从而使信号光与本振光差值保持恒定。经 STM32 判断后, D/A 端输出的电压采用 PZT 电压放大驱动模块将输出的电压放大 30 倍作用于本振激光器, 实现频率稳定, 使信号激光器和本振激光器的波长差稳定在 0.8 pm, 即频差为 100 MHz, 由于电压放大器的放大倍数足够大, 频率补偿范围可达到吉赫兹级别。

将所设计的 AFC 判决电路接入实际的相干光系统中, 载波调整过程、载波稳定过程、输出稳定载波波形和实际外接电路如图 8 所示。图 8(a) 为载波频率随时间调整的过程, 经过约 120 s 的调整, 频率值达到稳定。图 8(b) 为载波稳定情况下频率随时间的变化过程, 此时频率值在 100 MHz 上下漂移幅度不超过 2 MHz。根据仿真结果, 此时星座图聚集性好,

误码影响小,载波频率均值 $\mu=99.9631$  MHz,方差值为 $\sigma^2=0.3390$  MHz<sup>2</sup>。图 8(c)为载波稳定时通过

示波器观察的波形。图 8(d)为实际系统的外接电路。载波的稳定有助于后续 FPGA 的解调处理。

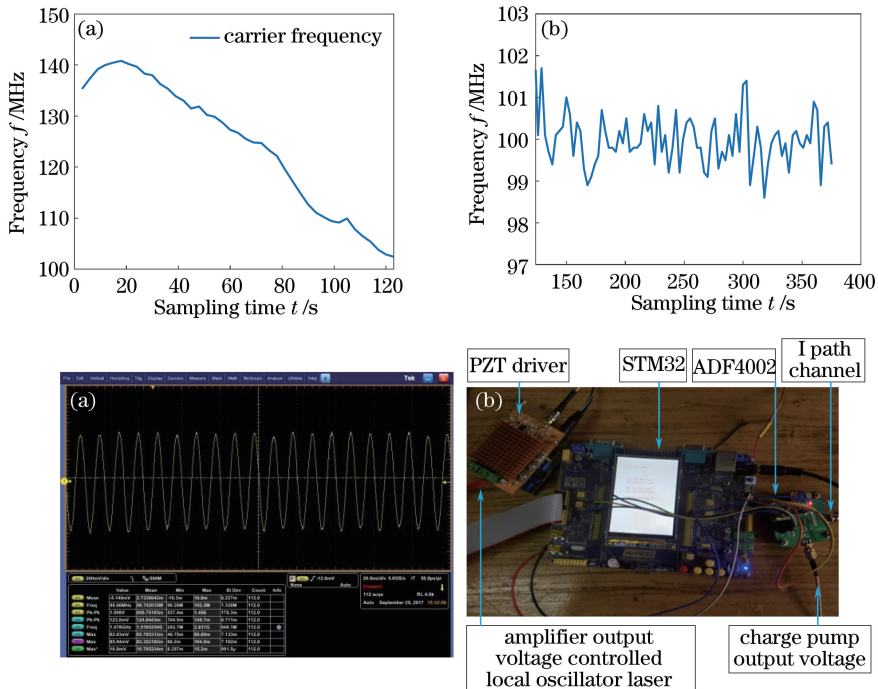


图 8 (a)载波调整过程图;(b)载波稳定过程图;(c)稳定载波波形;(d)控制电路

Fig. 8 (a) Carrier adjustment process diagram; (b) carrier stable process diagram; (c) stable carrier wave; (d) control circuit

## 4 结 论

相干光通信系统中,信号光和本振光频率的差值不稳定,频率漂移作为一种噪声,会引起解调信号星座图的周向旋转和误码率的升高。依据系统仿真,结果载波频率为 100 MHz 的 BPSK 系统,当频率漂移为 $\pm 40$  MHz 时,误码率稳定在 14%,系统无法满足正常的通信条件;对于载波频率为 100 MHz 的 QPSK 系统,当频率漂移为 $\pm 20$  MHz 时,误码率稳定在 14%,系统无法满足正常的通信条件。QPSK 系统相对于 BPSK 系统对载波频率漂移更为敏感。

采用由 ADF4002、STM32、PZT 放大驱动模块构成的 AFC 判决控制回路能够实现本振光频率对信号光频率的跟踪,使两者差值基本保持恒定。当载波频率为 100 MHz 时,漂移频率可控制在 $\pm 2$  MHz 内,频率的稳定有助于后续信号解调的实现。该方案成本低、便于实现,在实际相干光通信系统中具有一定的实用价值。

## 参 考 文 献

[1] Su T, Scott R P, Djordjevic S S, *et al.*

Demonstration of free space coherent optical communication using integrated silicon photonic orbital angular momentum devices [J]. *Optics Express*, 2012, 20(9): 9396-9402.

[2] Zhang L, Zhang X G, Xi L X, *et al.* Modified optical-signal-noise-ratio monitoring method based on high order statistical moment in PM-QPSK coherent optical system[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2014, 41(5): 119-123.

张磊, 张晓光, 席丽霞, 等. PM-QPSK 相干光通信系统中基于高阶统计矩的光信噪比监测方法的修正 [J]. *中国激光*, 2014, 41(5): 119-123.

[3] Scott R P, Guan B, Qin C, *et al.* Free-space coherent optical communication demonstration using a 3D photonic integrated circuit device for orbital angular momentum multiplexing/demultiplexing[C]. *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2013: 13841924.

[4] Udayakumar R, Khanaa V, Kaliyamurthie K P. High data rate for coherent optical wired communication using DSP [J]. *Indian Journal of Science & Technology*, 2013, 6(6): 4772-4776.

[5] Zhao Z Y, Zhang P, Tong S F. Delayed self-homodyne phase noise measurement system with

- optical coherent receiver [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44(11): 3211-3215.
- 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.
- [6] 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.
- [7] Park H, Lu M, Bloch E, *et al.* 40 Gbit/s coherent optical receiver using a Costas loop [J]. *Optics Express*, 2012, 20(26): B197-B203.
- [8] 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.
- [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 Optic 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] Leven A, Kaneda N, Koc U V, *et al.* Frequency estimation in intradyne reception[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(6): 366-368.
- [11] 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.
- [12] Fatadin I, Savory S J. Compensation of frequency offset for 16-QAM optical coherent systems using QPSK partitioning [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(17): 1246-1248.
- [13] Meiyappan A, Kam P Y, Kim H. A complex-weighted, decision-aided, maximum-likelihood carrier phase and frequency-offset estimation algorithm for coherent optical detection [J]. *Optics Express*, 2012, 20(18): 20102-20114.
- [14] Mori Y, Kikuchi K. Dual-stage decision-directed phase estimator enabling perfect frequency-offset elimination in digital coherent optical receivers [C]. *IEEE Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, 2013: 13582355.
- [15] Zhao D, Xi L, Tang X, *et al.* Digital pilot aided carrier frequency offset estimation for coherent optical transmission systems[J]. *Optics Express*, 2015, 23(19): 24822-24832.
- [16] Lu J, Li X, Fu S, *et al.* Joint carrier phase and frequency-offset estimation with parallel implementation for dual-polarization coherent receiver [J]. *Optics Express*, 2017, 25(5): 5217-5231.
- [17] Faruk M S, Savory S J. Digitalsignal processing for coherent transceivers employing multilevel formats [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(5): 1125-1141.
- [18] Kong Y X, Ke X Z, Yang Y. Impact of local oscillator power on SNR in space coherent optical communications[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(2): 0222002.
- 孔英秀, 柯熙政, 杨媛. 空间相干光通信中本振光功率对信噪比的影响[J]. *红外与激光工程*, 2016, 45(2): 0222002.
- [19] Li G Y, Yang K, Jia S M, *et al.* Linear tunable fiber ring laser based on closed-loop piezoelectric ceramics [J]. *Acta Optia Sinica*, 2015, 35(6): 0614003.
- 李国玉, 杨康, 贾素梅, 等. 基于压电陶瓷闭环控制的线性可调谐环形腔光纤激光器[J]. *光学学报*, 2015, 35(6): 0614003.