

双调制深度大线性动态范围自适应 PDH 稳频方法

严利平, 张哲伟, 谢建东, 楼盈天, 陈本永*

浙江理工大学精密测量技术实验室, 浙江 杭州 310018

摘要 针对 Pound-Drever-Hall(PDH)技术存在的线性动态范围窄、抗干扰能力弱的问题,提出一种基于双调制深度+双误差信号的 PDH 稳频方法。首先采用数字正交解调技术精确提取干涉信号相位以实现本振信号相位和干涉信号相位的自动匹配;然后利用透射功率信号 P_{tran} 和传统误差信号 S_{PDH} 构建一个新误差信号 S_{pre} ,以扩大 PDH 稳频系统的线性动态范围;接着,采用大调制深度对应的新误差信号 S_{pre} 实现快速捕获和预锁定;最后,采用小调制深度对应的误差信号 S_{PDH} 实现精确锁定。锁定后,可根据 P_{tran} 幅值变化自动切换调制深度和误差信号,实现大线性动态范围和高灵敏度的 PDH 稳频。研制了基于现场可编辑逻辑门阵列(FPGA)的稳频控制系统,对法布里-珀罗腔进行了锁定测试。实验结果表明,双调制深度+双误差信号的自适应锁定机制可极大地提高锁定系统的抗干扰能力,且锁定精度高,3小时腔长相对稳定度达 5.72×10^{-9} ,所提方法可以广泛应用于激光频率/谐振腔锁定等领域。

关键词 Pound-Drever-Hall 稳频; 线性动态范围; 法布里-珀罗腔; 相位匹配; 数字正交解调

中图分类号 O436

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS230833

1 引言

PDH(Pound-Drever-Hall)稳频技术采用电光相位调制器对进入光学谐振腔的激光进行相位调制,利用谐振腔反射光束的相位信息获得鉴频误差信号,具有灵敏度高的优点,广泛应用于激光稳频^[1-5]、外腔谐振倍频^[6-8]、转移腔稳频^[9-10]、引力波探测^[11-12]等技术领域。以激光器频率为参考时,利用误差信号反馈控制光学谐振腔(如法布里-珀罗腔)的腔长,使腔的谐振频率锁定至激光器频率^[13-16];反之,以超稳谐振腔的谐振频率为参考时,利用误差信号控制激光器的电流或者腔长,实现激光器频率的锁定^[17-18]。为了获得灵敏度最佳的误差信号,传统 PDH 技术通常选择的调制深度为 1.08 rad ^[19],但是这会使得误差信号的线性动态范围(LDR)较窄^[20],环境扰动极易导致 PDH 稳频系统失锁。

为了提高 PDH 稳频系统的抗干扰能力,Miyoki 等^[21]分别采用近 Q 相解调误差信号和组合多个奇次谐波调制频率的同相解调误差信号来扩大误差信号的线性区间,但是极大地降低了 PDH 误差信号的灵敏度。Hassen 等^[22-23]结合时变卡尔曼滤波器和线性二次型调节器,解决了任意工作点光学谐振腔的自锁定问题,且对于强干扰导致的频率失锁,设备具有自动恢复锁定

的能力。Li 等^[24]将误差信号归一化方法和扩展卡尔曼滤波技术相结合,将 PDH 锁腔误差信号的动态范围扩展至非线性区域,在锁定状态下实现了强干扰导致失锁后的自动重锁。上述改进的 PDH 技术虽在一定程度上扩大了锁定系统的线性动态范围和提高了抗干扰能力,但是降低了对误差信号的灵敏度和频率锁定精度。此外,解调 PDH 误差信号时,只有本振信号与谐振腔反射的干涉信号相位匹配时,才能获得灵敏度最佳的误差信号^[25]。然而,目前普遍采用的手动调节本振信号初始相位的方法不仅难以实现精确的相位匹配,导致频率锁定精度下降,而且环境温度变化等会导致干涉信号相位漂移,需要在每次锁定时再次调节本振信号的初始相位,难以实现自动锁定^[26]。因此,自动提取干涉信号相位,实现其与本振信号相位的精确匹配,对于提高误差信号灵敏度和 PDH 稳频系统精度至关重要。

针对上述问题,本文提出了一种相位自动匹配的双调制深度+双误差信号自适应 PDH 稳频方法。首先,采用数字正交解调技术精确提取干涉信号相位,以实现本振信号相位和干涉信号相位的自动匹配,解决 PDH 解调相位不匹配导致的误差信号线形变差和灵敏度下降的问题。然后,构建大调制深度+大线性动态范围误差信号 S_{pre} 和小调制深度+高灵敏度误差信

收稿日期: 2023-04-17; 修回日期: 2023-04-27; 录用日期: 2023-05-05; 网络首发日期: 2023-05-18

基金项目: 国家重点研发计划(2022YFF0705803)、浙江省科技创新领军人才项目(2022R52052)、浙江理工大学科研业务费专项资金资助(23222095-Y)

通信作者: *chenby@zstu.edu.cn

号 S_{PDH} 的自适应锁定机制, 实现抗干扰能力强、精度高的 PDH 稳频。

2 相位自动匹配的双调制深度 + 双误差信号 PDH 稳频

提出的相位自动匹配的双调制深度 + 双误差信号 PDH 光腔/激光器稳频方法如图 1 所示, 主要包括光路单元和信号处理单元, 分别如图 1(a) 和图 1(b) 所示。光纤激光器输出光束首先经偏振控制器(PC) 调制为 s 偏振态, 再由电光相位调制器(EOM) 调制产生激光边带后准直为自由空间光, 经半波片(HWP) 调制为 p 偏振态, 透过偏振分束器(PBS) 和四分之一波片(QWP), 进入可调光学谐振腔。谐振

腔的反射光再次经过 QWP 后调制为 s 偏振态, 经 PBS 反射后由光电探测器(PD₁) 探测, 谐振腔的透射光由 PD₂ 探测。PD₁ 和 PD₂ 探测得到的反射和透射信号由模数转换器(ADC₁、ADC₂) 采样后进入可编程逻辑门阵列(FPGA) 得到处理。处理后的信号依次经过相位匹配及 PDH 误差信号解调模块、预锁定误差信号构建模块、控制信号选择模块。然后, 控制稳频系统进行扫描、预锁定到精锁定 3 个模式的切换, 同时设置不同模式下对应的相位调制深度和控制信号, 信号经数模转换器(DAC₁、DAC₂) 转换后分别控制 EOM 调制信号的幅度、光腔的腔长或激光器的电流/腔长, 实现光腔谐振频率或激光器频率的全自动锁定。

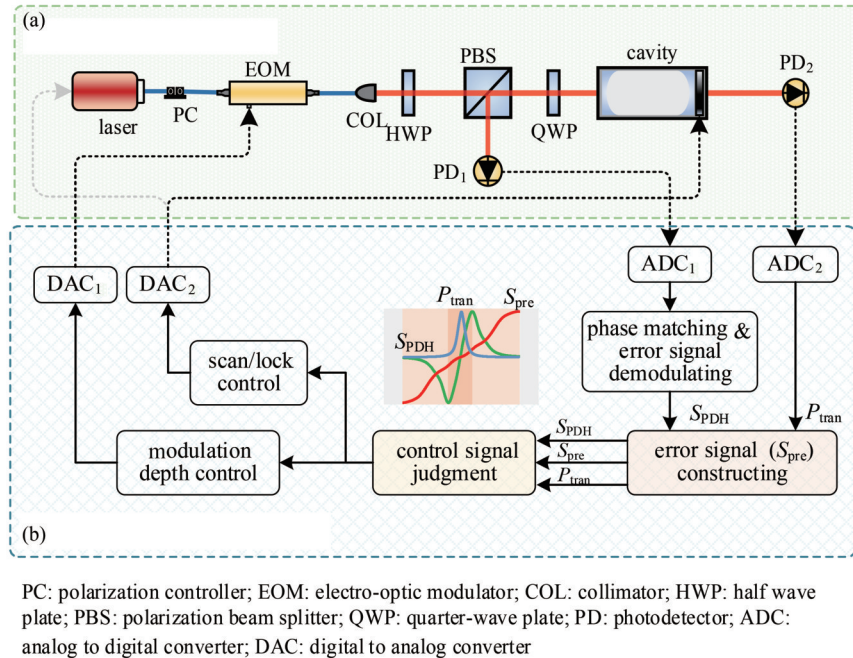


图 1 基于相位匹配的双调制深度 + 双误差信号的 PDH 稳频方法。(a) 光路单元; (b) 信号处理单元

Fig. 1 Schematic of PDH locking method based on double modulation depths and double error signals with phase matching. (a) Optical layout unit; (b) signal processing unit

2.1 相位延迟自动提取和匹配的 PDH 误差信号解调

图 1 中, 调制信号 $V(t) = V_m \sin(\omega_m t)$ 施加于 EOM 对激光器输出光束进行相位调制, 生成载波、 ± 1 阶、 \dots 、 $\pm j$ 阶激光边带, 入射至光学谐振腔的激光电场表示为

$$E_{inc}(t) = E_0 e^{i(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)} = E_0 J_0(\beta) e^{i\omega_c t} + E_0 \sum_{k=1}^{+j} J_k(\beta) \left[e^{i(\omega_c + k\omega_m)t} + (-1)^k e^{i(\omega_c - k\omega_m)t} \right], \quad (1)$$

式中: E_0 和 ω_c 分别为激光器输出激光的振幅和角频率; $\beta = \pi V_m / V_\pi$ 为调制深度, V_π 为 EOM 半波电压; $J_k(\beta)$ 为第 k 阶贝塞尔函数; k 表示边带阶数。

载波和各阶激光边带在谐振腔内多次反射, 形成多光束干涉, PD₁ 接收到的反射干涉信号强度为

$$I_{ref}(t) = (\text{DC terms}) + \sum_{p=2}^{2j} (p \cdot \omega_m \text{ terms}) + 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} \left\{ J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot \text{Re}[R(k)] \right\} \times \cos(\omega_m t + \Delta\varphi) + 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} \left\{ J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot \text{Im}[R(k)] \right\} \times \sin(\omega_m t + \Delta\varphi), \quad (2)$$

式中: 第一项为各阶边带自拍频产生的直流项; 第二项 为不相邻边带之间拍频产生的频率为 ω_m 倍数的高次

谐波项;第三项和第四项表示相邻边带之间拍频产生的频率为 ω_m 的余弦项和正弦项; $\Delta\varphi$ 为干涉信号的相位。此外,式(2)中, $R(k)$ 表示 k 阶相邻边带拍频幅度系数,且有

$$R(k) = F[\omega_c + k\omega_m] \cdot F^*[\omega_c + (k+1)\omega_m] - F^*[\omega_c - k\omega_m] \cdot F[\omega_c - (k+1)\omega_m], \quad (3)$$

式中: $F(\omega) = \frac{r \cdot \exp(i2\omega l/c) - r}{1 - r^2 \cdot \exp(i2\omega l/c)}$ 表示谐振腔的反射

系数,且 r 、 l 、 n 、 c 分别为腔镜的反射率、腔长、腔内空气折射率、光在真空中的传播速度; $F^*(\omega)$ 为反射系数的共轭。

对于干涉信号与本振信号 $\cos(\omega_m t)$ 进行混频和低通滤波处理,获得 PDH 误差信号,

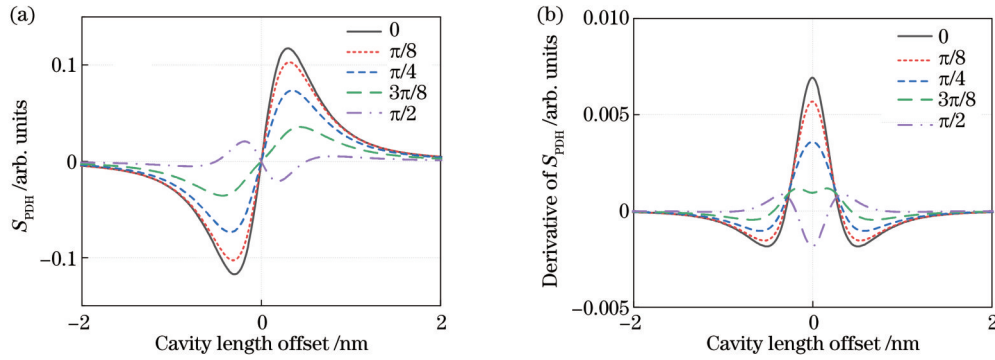


图2 不同相位延迟下的 PDH 误差信号及其导数仿真结果。(a) PDH 误差信号;(b) PDH 误差信号的导数

Fig. 2 Simulation results of the PDH error signal and its derivative signal under different phase delay. (a) PDH error signal; (b) derivative of PDH error signal

所提基于相位自动提取和匹配的 PDH 误差信号解调的原理如图 3 所示, $I_{\text{ref}}(t)$ 与正交本振信号 $I_1(t) =$

$$S_{\text{PDH}} = \text{LPF}[I_{\text{ref}}(t) \times \cos(\omega_m t)] = 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot \text{Re}[R(k) \cdot e^{i(-\Delta\varphi)}], \quad (4)$$

式中: $\text{LPF}[\cdot]$ 表示低通滤波。

误差信号 S_{PDH} 经比例-积分-微分控制器(PID)得到调节,反馈控制光腔的腔长或者激光器电流/腔长,实现腔长锁定或者激光稳频。从式(4)可以看出,误差信号的幅值与调制深度 β 、相位延迟 $\Delta\varphi$ (即干涉信号与本振信号之间的相位差)有关。以光腔长度锁定为例,如图 2 所示,在调制频率为 2.5 MHz、调制深度为 1.08 rad 时,仿真分析了 $\Delta\varphi$ 分别为 0 、 $\pi/8$ 、 $\pi/4$ 、 $3\pi/8$ 、 $\pi/2$ 时 PDH 误差信号及其导数与腔长失谐偏移量的关系。可见,相位延迟会导致 PDH 误差信号在线性动态范围内的斜率(即灵敏度)下降,不利于谐振腔的高精度锁定,因此需要对干涉信号和本振信号进行相位匹配。

$\cos(\omega_m t)$ 和 $I_Q(t) = \sin(\omega_m t)$ 进行混频和低通滤波运算,获得一对正交分量 S_1 和 S_Q ,

$$\begin{cases} S_1 = \text{LPF}[I_{\text{ref}}(t) \times I_1(t)] = 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} \{J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot |R(k)| \cdot \cos(\Phi[R(k)] + \Delta\varphi)\} \\ S_Q = \text{LPF}[I_{\text{ref}}(t) \times I_Q(t)] = 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} \{J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot |R(k)| \cdot \sin(\Phi[R(k)] + \Delta\varphi)\} \end{cases}, \quad (5)$$

式中: $|R(k)|$ 和 $\Phi[R(k)]$ 分别表示第 k 阶幅度系数 $R(k)$ 的模和相位角。当激光频率偏离光腔的共振频率时,载波和各阶边带均被光腔全反射,反射系数 $F(\omega)$ 均为纯实数且值等于 1,则各阶幅度系数 $R(k)$ 为纯实数,相位角 $\Phi[R(k)]$ 等于零。因此,对正交分量进行除法和反正切运算,可得相位延迟,

$$\Delta\varphi_p = \arctan \frac{S_Q}{S_1} = \arctan \frac{\sin(\Delta\varphi) \cdot 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} \{J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot |R(k)|\}}{\cos(\Delta\varphi) \cdot 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} \{J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot |R(k)|\}} = \arctan \frac{\sin \Delta\varphi}{\cos \Delta\varphi} = \Delta\varphi. \quad (6)$$

将本振信号 $I_1(t)$ 的初始相位设置为 $\Delta\varphi_p$,即可实现干涉信号与本振信号的相位匹配,则解调获得的 PDH 误差信号为

$$S_{\text{PDH}} = \text{LPF}[I_{\text{ref}}(t) \times I_M(t)] = 2E_0^2 \sum_{k=0}^{j-1} J_k(\beta) \cdot J_{k+1}(\beta) \cdot \text{Re}[R(k)], \quad (7)$$

式中: $I_M(t) = \cos(\omega_m t + \Delta\varphi_p)$ 表示相位匹配后的本振

信号。从图 2 分析可以看出,当相位匹配(即 $\Delta\varphi=0$)时,PDH 误差信号灵敏度最高,有利于待锁定对象的高精度锁定。

2.2 基于双调制深度+双误差信号的自适应锁定控制

为了扩大和提高捕获锁定范围和锁定系统的抗干扰能力,提出了基于双调制深度+双误差信号的自适应锁定控制方法。利用透射信号在光腔谐振频率处的透射峰特性,构建了一个新的预锁定误差信号,

$$S_{pre} = \frac{S_{PDH}}{P_{tran}^2 + P_{bias}}, \quad (8)$$

式中: P_{tran} 为经低通滤波处理后的透射功率信号; P_{bias} 为预置的一个微小偏置量,以避免噪声干扰为零时,预锁定误差信号构建失效。通常根据实际 P_{tran} 在零附近

的噪声波动范围来设置偏置信号 P_{bias} , 尽量使预锁定误差信号 S_{pre} 平滑且线性动态范围大。

对于自由光谱范围为 1.5 GHz、线宽为 7.5 MHz 的 F-P 腔,图 4(a)和图 4(b)仿真分析了在 $\omega_m=6.25$ MHz、 $\beta=1.08$ rad 时,透射功率信号 P_{tran} 、误差信号 S_{PDH} 和预锁定误差信号 S_{pre} 与腔长失谐偏移量的关系。可以看出,构建的 S_{pre} 信号的线性动态范围从 S_{PDH} 对应的 1.54 nm 扩大到 5.16 nm。图 4(c)和图 4(d)比较了不同调制深度下两个误差信号的线性动态范围,可见,增加调制深度可进一步扩大和增加 PDH 稳频系统的捕获范围和锁定速度。需要注意的是,调制深度过大会影响预锁定误差信号 S_{pre} 的线性区间的线性度,且 EOM 的最大调制深度也有限,因此调制深度通常不超过 3 rad。

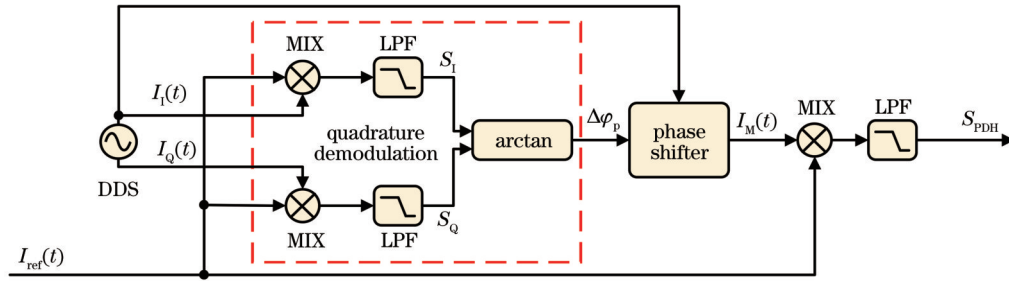


图 3 基于正交解调相位延迟提取和匹配的 PDH 误差信号解调方法

Fig. 3 PDH error signal demodulation with the phase delay extraction and matching based on the quadrature demodulation

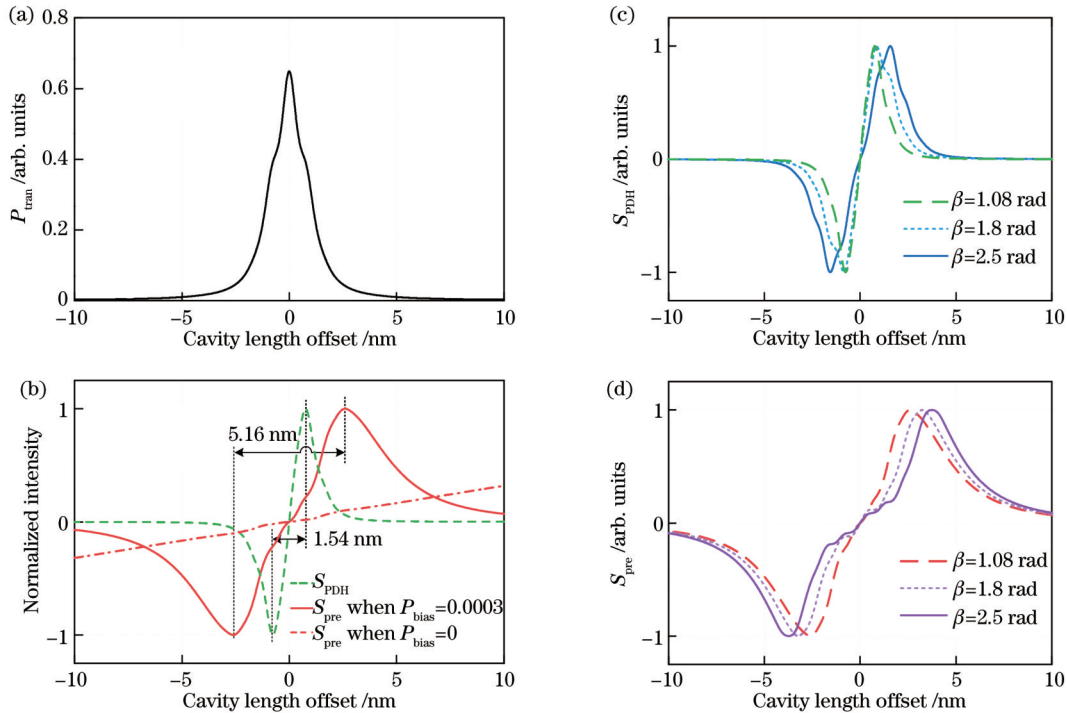


图 4 误差信号 S_{PDH} 和 S_{pre} 的线性动态范围仿真分析比较。(a)(b)调制深度为 $\beta=1.08$ rad 时的信号 P_{tran} 、 S_{PDH} 和 S_{pre} ; (c)(d)调制深度为 $\beta=1.08, 1.8, 2.5$ rad 时的信号 S_{PDH} 和 S_{pre}

Fig. 4 Simulation analysis and comparison of the LDR of error signals S_{PDH} and S_{pre} . (a) (b) signals P_{tran} , S_{PDH} , and S_{pre} with $\beta=1.08$ rad; (c) (d) error signals of S_{PDH} and S_{pre} with $\beta=1.08, 1.8, 2.5$ rad

提出的基于双调制深度+双误差信号的自适应控制方法的原理框图如图 5 所示,主要包括误差信号构建模块、信号选择控制模块、待锁定光腔/激光器的压电换能器(PZT)扫描/锁定模块、EOM 调制深度控制模块。频率锁定过程包括扫描、预锁定和精锁定 3 个模式:首先,对 PZT 施加三角波扫描信号 S_{tri} ,驱动激光频率/腔长线性扫描,对 EOM 施加大调制深度(增益为 K_L)的相位调制,相位匹配后获取 PDH 误差信号 S_{PDH} ,结合透射功率信号 P_{tran} 构建预锁定误差信号 S_{pre} ,信号 S_{PDH} 、 S_{pre} 和 P_{tran} 经平滑滤波后传输到信号选择控制模块;当 S_{pre} 幅值从最小值 S_{premin} 上升到捕

获阈值 S_{th} (即图 6 中的 A 点)时,自动切换为预锁定模式, PZT 控制信号切换为 PID 的输出信号 S_{PID} ,线性动态范围大的误差信号 S_{pre} 作为 PID 的输入信号,实现激光频率/腔长的快速捕获和预锁定;在预锁定模式下,当 P_{tran} 幅值大于锁定阈值 P_{lock} 且误差信号 S_{PDH} 和 S_{pre} 的幅值波动范围在 $\pm S_{lock}$ 之间时,控制系统实现预锁定, EOM 切换为小调制深度(增益为 K_S)的相位调制, PID 的输入信号切换为灵敏度更高的误差信号 S_{PDH} , 控制系统转入精锁定模式,误差信号 S_{PDH} 和 S_{pre} 的幅值波动范围进一步减小, P_{tran} 在峰值 P_{max} 附近波动。

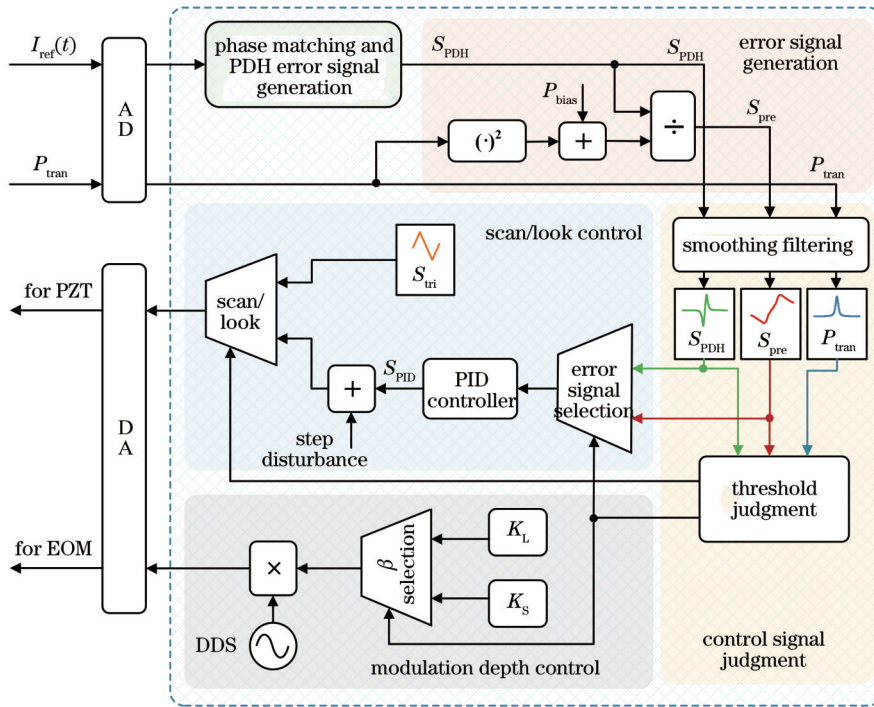


图 5 基于双调制深度+双误差信号的自适应 PDH 锁定信号处理和框图

Fig. 5 Schematic of the signal processing and control for adaptive PDH locking based on double modulation depths and double error signals

在精锁定状态下,当环境扰动使得激光频率/腔长失谐量超出 S_{PDH} 的线性范围但仍在 S_{pre} 的线性范围内时,即 P_{tran} 幅值低于锁定阈值 P_{lock} 但大于失锁阈值 P_{lose} , 控制系统切换为预锁定模式,以防止失锁;若环境剧烈干扰使得激光频率/腔长失谐量直接超出 S_{pre} 的线性范围,即 P_{tran} 幅值低于失锁阈值 P_{lose} 时, PZT 控制信号自动切换为扫描信号 S_{tri} , 系统重新进行扫描、预锁定和精锁定过程。此外,在 PID 输出信号上叠加了阶跃干扰,可以在系统锁定时额外引入阶跃干扰,测试系统的抗干扰能力。

3 实验与分析

为了验证所提基于双调制深度+双误差信号的 PDH 锁定方法的可行性和有效性,搭建了如图 7 所示的法布里-珀罗腔(F-P 腔)锁定至参考激光频率的实

验装置,开展了相关锁定实验。可调谐激光器(ECDL; TLB6700, New Focus)锁至飞秒光频梳系统(FC1500-250, MenloSystems)^[27], 其中心频率为 384.864 THz, 频率稳定性为 3.64×10^{-11} 。腔长为 50 mm、自由光谱范围为 1.5 GHz、线宽为 7.5 MHz 的可调共焦 F-P 腔(SA200-5B, Thorlabs)作为待锁定光腔,其腔镜端 PZT 的移动范围为 $9.5 \mu\text{m}$ 。光纤型电光相位调制器(NIR-MPX800-LN, ixblue)实现对参考激光的相位调制,其半波电压约为 4 V, 最大调制深度约为 3.93 rad。两个光电探测器(1601FS-AC, Newport)分别检测反射干涉信号和透射功率信号,探测器包括直流输出和交流输出两个通道。倒置扩束镜(BE)用于缩小准直器输出光斑,配合凸透镜 L_1 (焦距为 250 mm)实现 F-P 腔的模式匹配。另外,焦距为 30 mm 的凸透镜 L_2 、 L_3 将光聚焦到光电探测器的感光

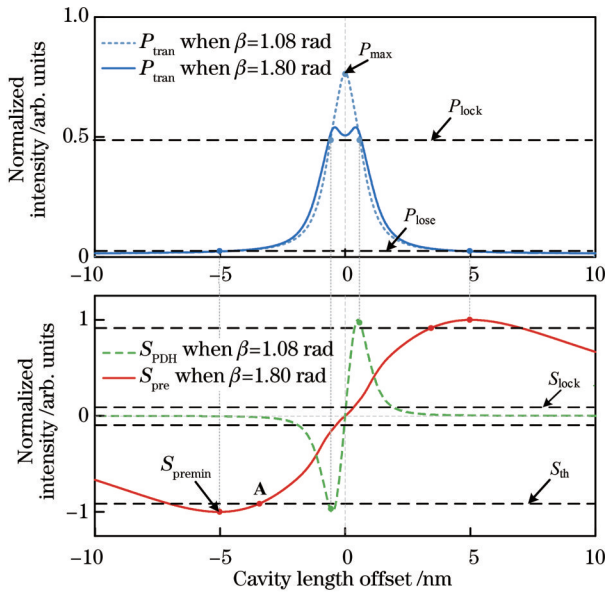


图 6 双调制深度+双误差信号的自适应 PDH 锁定机制对应的信号 S_{pre} 、 S_{PDH} 、 P_{tran} 的关系
 Fig. 6 Schematic of the relationship between the signals S_{pre} , S_{PDH} , and P_{tran} with the adaptive PDH locking mechanism based on double modulation depths and error signals

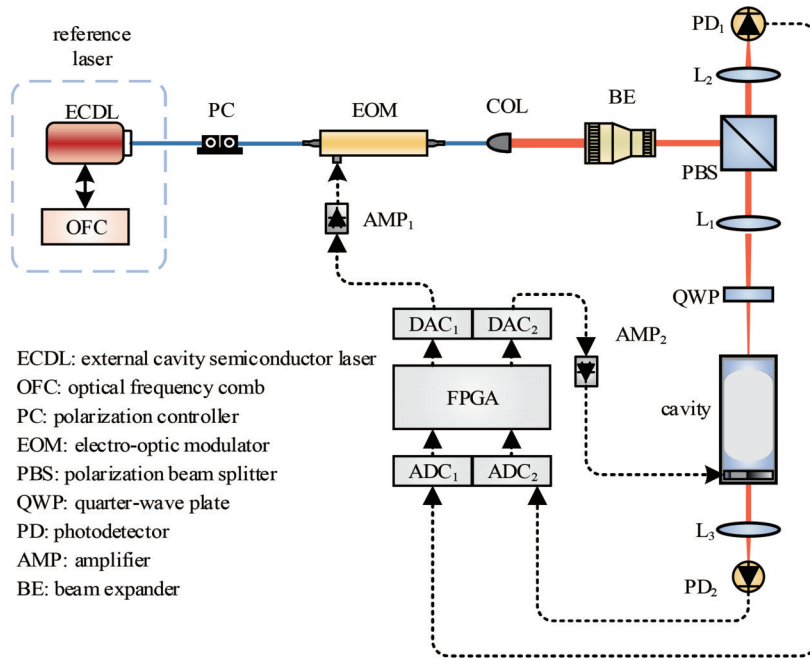


图 7 F-P 腔锁定至参考激光频率的实验装置示意图
 Fig. 7 Experimental setup of the F-P cavity locking to the reference laser frequency

3.1.1 线性动态范围测试

分别在两个调制深度下对 PZT 施加三角波电压扫描信号,扫描 F-P 腔的腔长,记录并比较获得的信号 P_{tran} 、 S_{PDH} 和 S_{pre} 的幅值,如图 8 所示,其中,横坐标为腔长的失谐偏差值,通过对 PZT 的扫描电压变化量与其压电系数进行线性换算得到。构建预锁定误差信号 S_{pre} 时, P_{bias} 设置为 8.54 mV (约为 P_{tran} 在零附近噪声波动范围的 30 倍),且 S_{pre} 的峰峰值调节至近似等于 S_{PDH}

区域,以提高测得信号的信噪比。信号处理和控制系统采用基于 ZYNQ-XC7Z010 FPGA 芯片的 Red Pitaya 开发板, FPGA 的工作频率为 125 MHz,具有两路 14 bit、125 MHz 采样率的 ADC 通道和两路 14 bit、125 MHz 转换率的 DAC 通道,测量结果显示在 PC 端的 LabVIEW 界面。为了减小外界振动、环境温度漂移对 F-P 腔的影响,整个测量装置放置于光学隔振台上,并保持室内温度的稳定。

3.1 两种调制深度下两种误差信号的锁定对比实验

为了比较小调制深度下 S_{PDH} 信号和大调制深度下 S_{pre} 信号在线性动态范围、捕获锁定速度、锁定精度和抗干扰能力等方面的性能,将 S_{PDH} 和 S_{pre} 分别单独作为 PID 控制器的输入来进行捕获锁定和干扰重锁测试。实验时,小调制深度和大调制深度分别设置为 1.08 rad 和 1.80 rad,调制频率设置为 6.25 MHz,略小于 F-P 腔的线宽 7.5 MHz,从而获得最佳的鉴频灵敏度^[2]。在解调误差信号 S_{PDH} 之前,首先通过 PZT 扫描 F-P 腔的腔长,进行正交解调获得干涉信号初始相位值 35.17°,将此值设置为 PDH 解调本振信号的初始相位,以实现 PDH 解调相位匹配。

的峰峰值,从而使得 PID 控制器的参数对两个误差信号的反馈控制具有较好的一致性。从图 8 可以看出, $\beta=1.80$ rad 时 S_{pre} 的 LDR 可达 6.04 nm, $\beta=1.08$ rad 时 S_{PDH} 的 LDR 约为 1.78 nm,相较于前者,后者线性动态范围更小,但是灵敏度更高。因此,结合大调制深度下的 S_{pre} 信号和小调制深度下的 S_{PDH} 信号,可实现对 F-P 腔的高精度长期锁定。

此外,比较 $\beta=1.08$ rad 时图 4 (a)、(b) 和

图 8(a1)~(a3)所示的理论仿真和实验结果。可以看出,受 PZT 扫描非线性和信号噪声等影响,实验中 S_{PDH} 信号的 LDR (1.78 nm) 略大于仿真获得的

1.54 nm, 而 $P_{\text{bias}}=8.54$ mV 归一化后约为 0.0009, 大于仿真中的 0.0003, 因此实验测得的 S_{pre} 的 LDR (4.55 nm) 小于仿真获得的 5.16 nm。

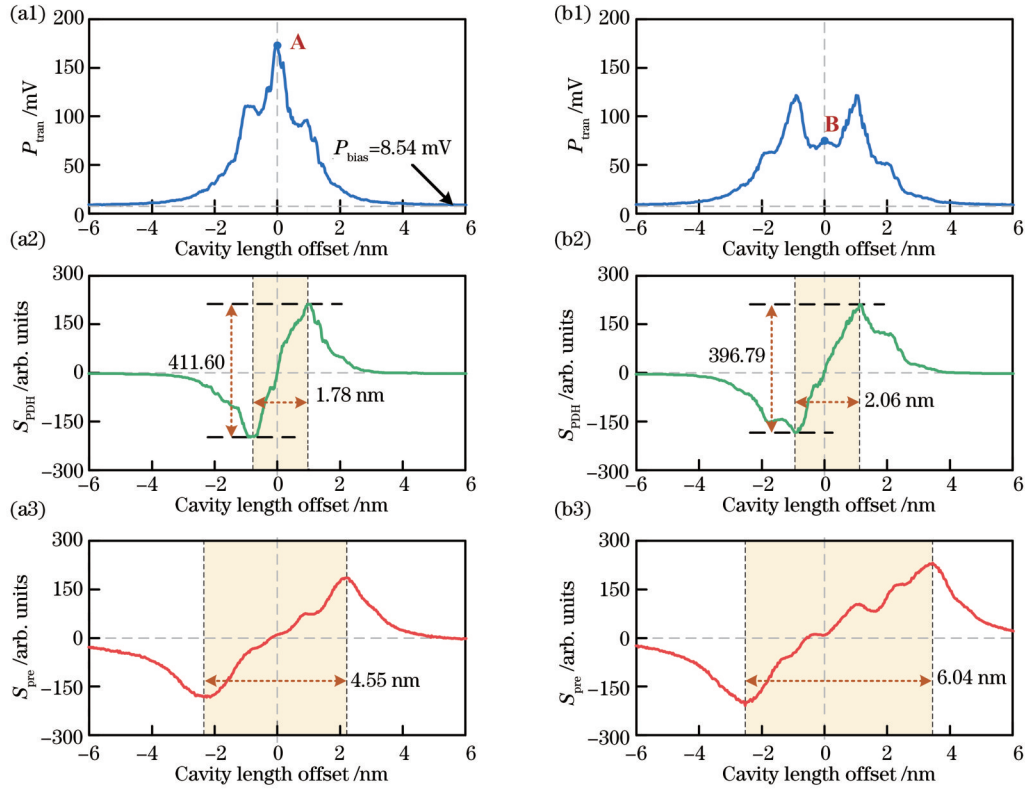


图 8 两种调制深度下测得的 P_{tran} 、 S_{PDH} 和 S_{pre} 幅值。(a1)~(a3)调制深度为 1.08 rad; (b1)~(b3)调制深度为 1.80 rad

Fig. 8 Measured amplitude of P_{tran} , S_{PDH} , and S_{pre} under two different modulation depths. (a1)~(a3) $\beta=1.08$ rad; (b1)~(b3) $\beta=1.80$ rad

3.1.2 锁定系统性能对比测试

分别采用调制深度为 1.08 rad 的信号 S_{PDH} 和调制深度为 1.80 rad 的信号 S_{pre} 作为 PID 控制器的输入, 比较控制系统从扫描、捕获到锁定过程中的 PZT 控制信号、 P_{tran} 、 S_{PDH} 和 S_{pre} 信号的幅值。从图 9(a1)~(a4) 可以看出, 采用小调制深度 + S_{PDH} 信号时, 系统在开始扫描后约 5.41 s 捕获到误差信号, 锁定后 P_{tran} 幅值在最大值 [对应图 8(a1) 中的 A 点] 附近波动, S_{PDH} 在 0 附近波动; 采用大调制深度 + S_{pre} 信号时, 如图 9(b1)~(b4) 所示, 仅需 2.65 s 即可完成捕获锁定, 锁定后 P_{tran} 幅值在中央凹陷处 [对应图 8(b1) 中的 B 点] 波动。因此利用大调制深度对应的误差信号 S_{pre} 可以更快速地实现捕获和锁定。

另外, 由于误差信号 S_{PDH} 在腔长谐振处附件近似呈线性, 因此锁定后腔长波动量 δl 可以通过 S_{PDH} 的线性动态范围 l_{LDR} 、峰峰值 S_{pp} 和波动范围 δS 来评价, 即

$$\delta l = \frac{l_{\text{LDR}}}{S_{\text{pp}}} \cdot \delta S. \quad (9)$$

根据图 8(a2)、(b2) 和图 9(a3)、(b3), $\beta=1.08$ rad 时, S_{PDH} 的 $l_{\text{LDR}}=1.78$ nm、 $S_{\text{pp}}=411.60$ 、 $\delta S=79.16$, 则腔长波动量 $\delta l=0.34$ nm; 当 $\beta=1.80$ rad 时, S_{PDH} 的 $l_{\text{LDR}}=2.06$ nm、 $S_{\text{pp}}=396.79$ 、 $\delta S=74.44$, 对应 $\delta l=$

0.39 nm。由此可见, 小调制深度对应的误差信号 S_{PDH} 实现的 F-P 腔长锁定精度更高。

3.1.3 锁定系统抗干扰能力测试

图 10(a) 和图 10(b) 分别为调制深度 1.08 rad + 误差信号 S_{PDH} 和调制深度 1.80 rad + 误差信号 S_{pre} 实现的 F-P 腔锁定系统抗干扰实验测试结果。施加干扰之前, F-P 腔处于锁定状态, PZT 控制电压信号幅值约为 0.8 V, 图 10(a) 中 P_{tran} 幅值在最大值 [对应图 8(a1) 中的 A 点] 附近波动, 图 (b) 中 P_{tran} 幅值在中央凹陷处 [对应图 8(b1) 中的 B 点] 附近波动。在 2.5 s 处对 PZT 控制电压信号施加 0.09 V 的阶跃电压, 引入人为干扰, 分别进行了两种锁定状态下的干扰实验, 通过观察 PZT 控制电压信号和 P_{tran} 幅值变化来判断系统的失锁/重锁情况。对于图 10(a) 所示的小调制深度 + 信号 S_{PDH} 构建的锁定系统, 施加干扰后, 系统失锁且无法重新锁回, P_{tran} 幅值一直在最小值附近波动, 且 PZT 控制电压信号也保持在 0.89 V 附近。然而, 对于图 10(b) 所示的大调制深度 + 误差信号 S_{pre} , 施加干扰后, P_{tran} 幅值瞬时降到最小值附近, 然后又快速回到图 8(b1) 中 B 点对应的幅值, 即系统短暂失谐后又回到锁定状态, PZT 控制电压信号也回到 0.8 V 附近。因此, 实验结果表明, 大调制深度下 + 误差信号 S_{pre} 构建的

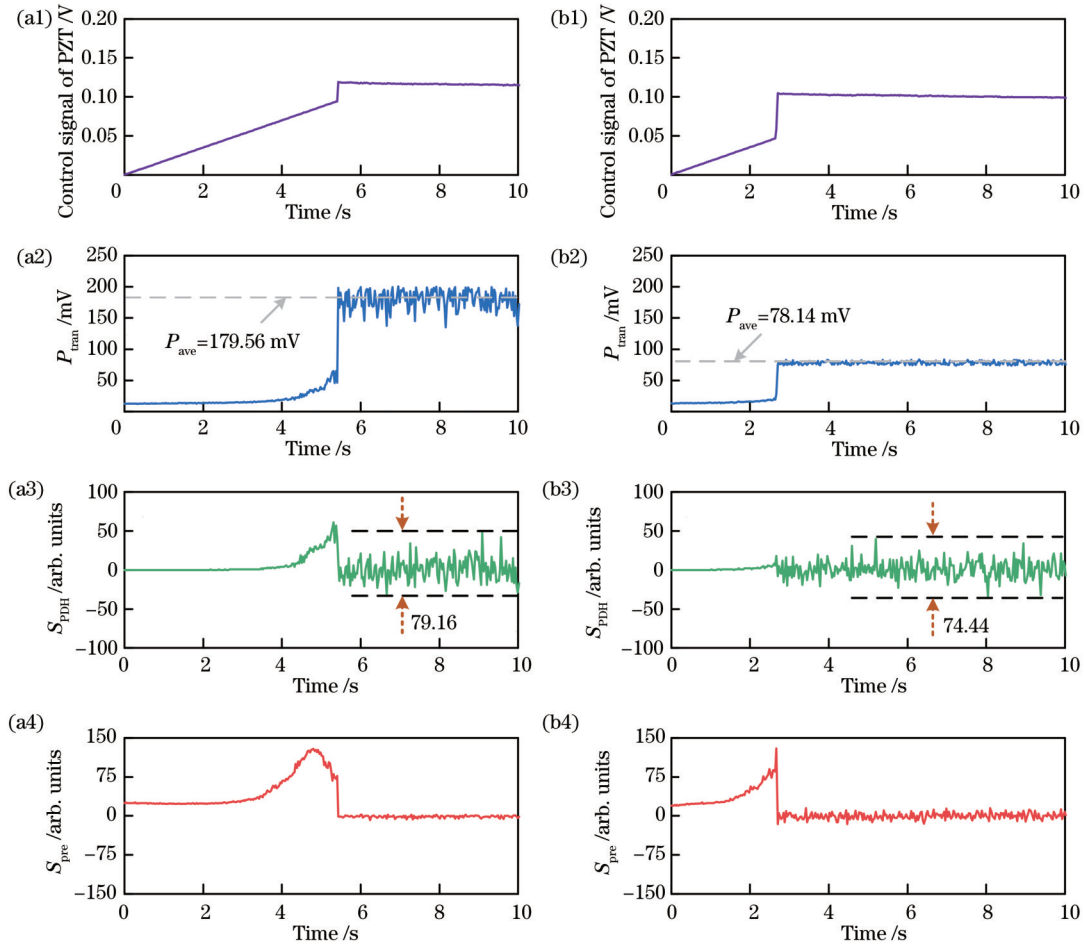


图 9 小调制深度+信号 S_{PDH} 和大调制深度+信号 S_{pre} 实现腔长捕获和锁定的性能比较。(a1)~(a4) $\beta=1.08$ rad 且 PID 输入信号为 S_{PDH} ; (b1)~(b4) $\beta=1.80$ rad 且 PID 输入信号为 S_{pre}

Fig. 9 Capture and lock performance comparisons by using S_{PDH} with small modulation depth and S_{pre} with large modulation depth. (a1)~(a4) $\beta=1.08$ rad and the input signal of PID controller is S_{PDH} ; (b1)~(b4) $\beta=1.80$ rad and the input signal of PID controller is S_{pre}

锁定系统比小调制深度+误差信号 S_{PDH} 构建的锁定系

统具有更好的抗干扰能力。

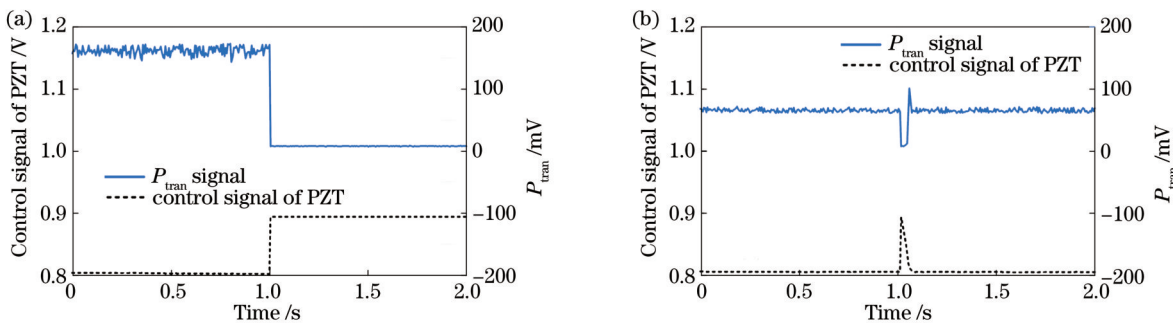


图 10 两种锁定状态下系统抗干扰测试结果。(a) $\beta=1.08$ rad 且 PID 输入信号为 S_{PDH} ; (b) $\beta=1.80$ rad 且 PID 输入信号为 S_{pre}

Fig. 10 System anti-interference test results under two locking states. (a) $\beta=1.08$ rad and the input signal of PID controller is S_{PDH} ; (b) $\beta=1.80$ rad and the input signal of PID controller is S_{pre}

3.2 双调制深度+双误差信号的自适应锁定性能测试

为了测试双调制深度+双误差信号切换自适应锁定机制的可行性,设计了图 11 所示的扫描→锁定→干扰失锁→信号切换→自动重锁的实验。首先,扫描 F-

P 腔长,调制深度设置为 1.08 rad,误差信号 S_{PDH} 用于捕获阈值判断且作为 PID 控制器的输入信号,在 t_1 时刻完成第一次锁定;接着,在 t_2 时刻对 PZT 控制信号引入一个 0.40 V 的阶跃干扰,使 S_{PDH} 信号超出其线性动态范围,系统失锁;从 t_2 到 t_3 区间,由于 PID 控制器输入

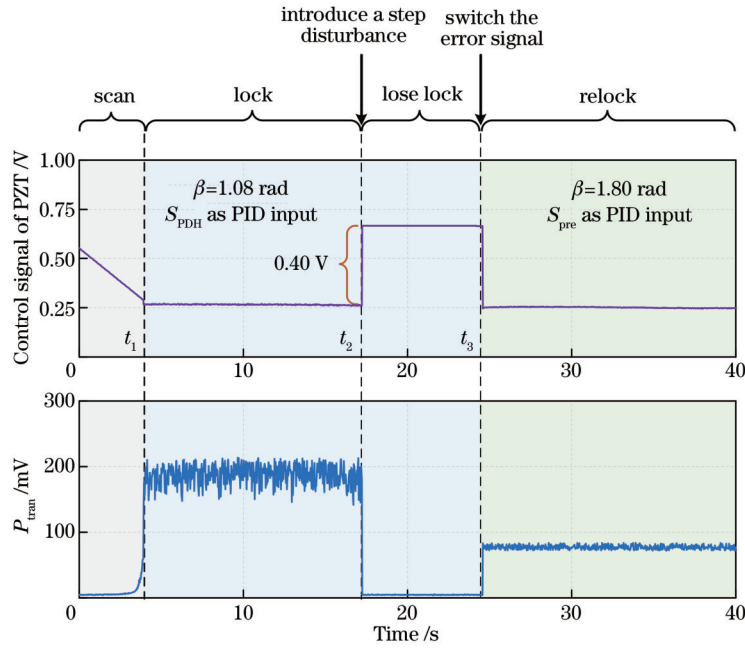


图 11 双调制深度+双误差信号的自适应锁定实验结果

Fig. 11 Adaptive locking experimental result with double phase modulation depths and double error signals

信号仍为 S_{PDH} , 系统无法自动重新锁定; 在 t_3 时刻, 将调制深度切换为 1.80 rad, PID 控制器的输入信号切换为 S_{pre} , 无需再次扫描腔长, 系统自动实现重锁。实验中为了观察系统失锁和重锁过程, 调制深度和误差信号的设置在 LabVIEW 控制界面中手动完成, 在实际锁定控制系统中, 根据 P_{tran} 信号的幅值变化, 完全可以实现调制深度和误差信号的自动切换, 从而实现自适应精密锁腔。

3.3 F-P 腔锁定长期稳定性测试

实验时, 首先设置 $\beta=1.80 \text{ rad}$, 采用误差信号 S_{pre}

实现快速捕获和预锁定, 再将 β 切换为 1.08 rad, 并利用误差信号 S_{PDH} 实现 F-P 腔的精确锁定。图 12 为精锁定 3 h 内 PZT 控制信号、透射功率信号 P_{tran} 和误差信号 S_{PDH} 的幅值波动测试结果。可见, 受环境温度波动和环境扰动影响, PZT 控制电压信号幅值也呈现缓慢波动。然而, P_{tran} 信号幅值始终在其最大值附近波动, 波动范围不超过 29.30 mV, S_{PDH} 信号幅值也在 0 附近波动, 且波动范围 δS 不超过 66.13, 这表明 F-P 腔一直处于锁定状态。根据式 (9), 计算得到腔长波动量 $\delta l=0.286 \text{ nm}$, F-P 腔长为 50 mm, 则锁定后 F-P 腔的腔长

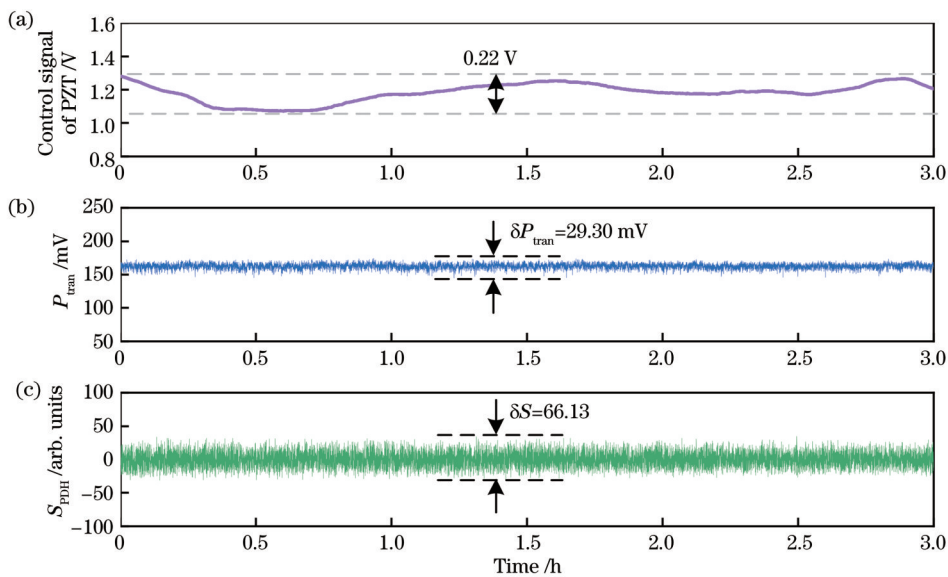


图 12 3 h 内 F-P 腔锁定实验结果。(a) PZT 控制信号; (b) 透射功率信号 P_{tran} ; (c) 误差信号 S_{PDH}

Fig. 12 Experimental results of F-P cavity locking within 3 h. (a) Control signal of PZT; (b) amplitude of transmission power signal P_{tran} ; (c) amplitude of error signal S_{PDH}

相对稳定度约为 5.72×10^{-9} 。

4 结 论

针对相位不匹配和线性动态范围窄对 PDH 技术稳频精度的影响,提出了双调制深度+双误差信号的大线性动态范围自适应 PDH 稳频方法。采用数字正交解调技术获取干涉信号相位,以实现 PDH 解调相位匹配,提高 PDH 误差信号 S_{PDH} 的灵敏度;结合误差信号 S_{PDH} 和透射功率信号 P_{tran} ,构建了线性动态范围更大的预锁定误差信号 S_{pre} ,以提高锁定系统的抗干扰能力;设计了大调制深度+误差信号 S_{pre} 和小调制深度+误差信号 S_{PDH} 的自适应锁定机制,使得锁腔系统兼顾灵敏度与线性动态范围,不仅锁定精度高,而且具有较强的抗干扰能力。设计了基于 FPGA 的锁定控制系统,开展了 F-P 腔的锁定测试实验,实验结果表明:大调制深度 1.80 rad 对应的误差信号 S_{pre} 的 LDR 可达 6.04 nm,为小调制深度 1.08 rad 下误差信号 S_{PDH} (1.78 nm) 的 3.4 倍;双调制深度+双误差信号的自动切换锁定机制可实现 F-P 腔短暂失谐后的重新锁定;F-P 腔的长期相对稳定度可达 5.72×10^{-9} 。此外,图 8 (b3) 中 LDR 对应的频率线性动态范围为 46.47 MHz,实验设计的 FPGA 锁定控制系统完成信号 S_{PDH} 和 S_{pre} 的解调、构建、滤波和 PID 运算等共计耗时约 28.54 μs ,响应速度极快,对瞬时超快激光变化也有较强的抗干扰能力。因此,所提双调制深度+双误差信号自适应 PDH 稳频方法可实现对光腔/激光频率的长期精密锁定。

参 考 文 献

- [1] 姚波,陈群峰,陈雨君,等.基于超稳腔 PDH 稳频的 280 mHz 线宽 DBR 光纤激光器[J].中国激光,2021,48(5):0501014.
Yao B, Chen Q F, Chen Y J, et al. 280 mHz linewidth DBR fiber laser based on PDH frequency stabilization with ultrastable cavity[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(5): 0501014.
- [2] 卞正兰,黄崇德,高敏,等.PDH 激光稳频控制技术研究[J].中国激光,2012,39(3):0302001.
Bian Z L, Huang C D, Gao M, et al. Research on control technique for Pound-Drever-Hall laser frequency stabilizing system[J]. Chinese Journal of Lasers, 2012, 39(3): 0302001.
- [3] 徐萍,张思慧,宋瑞,等.基于碘分子调制转移谱与光学腔的 583 nm 激光稳频实验[J].激光与光电子学进展,2022,59(23):2314001.
Xu P, Zhang S H, Song R, et al. Frequency stabilization experiment of 583 nm laser based on iodine molecular modulation transfer spectrum and optical cavity[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(23): 2314001.
- [4] 焦明星,江飞,苏娟,等.大频差双腔双频 Nd:YAG 激光器合成波绝对距离干涉测量系统设计[J].激光与光电子学进展,2023,60(3):0312025.
Jiao M X, Jiang F, Su J, et al. Design of synthetic-wave absolute-distance interferometric system using two-cavity dual-frequency Nd:YAG laser with large frequency-difference[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023, 60(3): 0312025.
- [5] 印蓉,胡亮,吴龟灵,等.基于高 Q 值光纤环形谐振腔的布里渊激光器[J].光学学报,2022,42(19):1914002.
Yin R, Hu L, Wu G L, et al. Brillouin laser based on high Q

- fiber ring resonator[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(19): 1914002.
- [6] 姜振宇,冯晋霞,孙婧可,等.基于 MgO:PPLN 晶体的 1560 nm 激光外腔谐振倍频器[J].中国激光,2022,49(17):1701001.
Jiang Z Y, Feng J X, Sun J K, et al. 1560 nm laser external cavity resonant frequency multiplier based on MgO:PPLN crystal[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(17): 1701001.
- [7] 许夏飞,鲁燕华,张雷,等.外腔谐振倍频 8.7 W 连续单频绿光技术研究[J].中国激光,2016,43(11):1101010.
Xu X F, Lu Y H, Zhang L, et al. Technical study of 8.7 W continuous wave single frequency green laser based on extra-cavity frequency doubling[J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(11): 1101010.
- [8] 孙桂侠,熊明,凌菲彤,等.腔外倍频可调谐连续 671 nm 环形激光器[J].激光与红外,2021,51(5):607-611.
Sun G X, Xiong M, Ling F T, et al. Tunable all-solid-state external-cavity frequency-doubled CW 671 nm ring laser[J]. Laser & Infrared, 2021, 51(5): 607-611.
- [9] 杜志静,张玉驰,王晓勇,等.不同波长的激光器通过法布里-珀罗腔相对于铯原子谱线的锁定[J].光学学报,2006,26(3):452-457.
Du Z J, Zhang Y C, Wang X Y, et al. Locking multiple wavelength lasers to the transition of cesium atoms by using a Fabry-Pérot transfer cavity[J]. Acta Optica Sinica, 2006, 26(3): 452-457.
- [10] 王吉,陈迪俊,魏芳,等.基于全光纤环形谐振腔的转移腔稳频技术研究[J].中国激光,2020,47(9):0906005.
Wang J, Chen D J, Wei F, et al. Research on frequency stabilization technology of transfer cavity based on all-fiber ring resonator[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(9): 0906005.
- [11] Aso Y, Michimura Y, Somiya K, et al. Interferometer design of the KAGRA gravitational wave detector[J]. Physical Review D, 2013, 88(4): 043007.
- [12] Acernese F, Agathos M, Agatsuma K, et al. Advanced Virgo: a second generation interferometric gravitational wave detector [J]. Classical and Quantum Gravity, 2014, 32(2): 024001.
- [13] 李传亮,邓伦华,杨晓华,等.激光锁定 F-P 腔频率的有差锁定研究[J].光学学报,2009,29(10):2822-2825.
Li C L, Deng L H, Yang X H, et al. External optical cavity locked by laser frequency[J]. Acta Optica Sinica, 2009, 29(10): 2822-2825.
- [14] 郑公爵,戴大鹏,方银飞,等.基于 PDH 技术的光学传递腔的锁定[J].激光与光电子学进展,2014,51(12):121401.
Zheng G J, Dai D P, Fang Y F, et al. Locking of optical transfer cavity based on PDH technique[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2014, 51(12): 121401.
- [15] 许夏飞,万敏,鲁燕华,等.基于 PDH(Pound-Drever-Hall)技术谐振腔腔长反馈锁定研究[J].激光杂志,2015,36(3):10-13.
Xu X F, Wan M, Lu Y H, et al. Research on resonator cavity length feedback and locking based on PDH scheme[J]. Laser Journal, 2015, 36(3): 10-13.
- [16] 郭勇,邱琪,王云祥,等.基于 PDH 的法布里-珀罗腔稳定性研究[J].中国激光,2016,43(4):0402003.
Guo Y, Qiu Q, Wang Y X, et al. Research on stability of Fabry-Pérot cavity based on PDH[J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(4): 0402003.
- [17] 苏娟,焦明星,江飞,等.正交解调 Pound-Drever-Hall 激光稳频技术研究[J].激光与光电子学进展,2018,55(8):081404.
Su J, Jiao M X, Jiang F, et al. Research on laser frequency stabilization techniques using orthogonally demodulated Pound-Drever-Hall method[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2018, 55(8): 081404.
- [18] 马维光,赵刚,付小芳,等.基于光纤电光调制器的 PDH 频率锁定稳定性研究[J].中国激光,2014,41(1):0115002.
Ma W G, Zhao G, Fu X F, et al. Stability analysis of fiber electro-optic modulator based PDH frequency locking technique [J]. Chinese Journal of Lasers, 2014, 41(1): 0115002.

- [19] Day T, Gustafson E K, Byer R L. Sub-hertz relative frequency stabilization of two-diode laser-pumped Nd: YAG lasers locked to a Fabry-Perot interferometer[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1992, 28(4): 1106-1117.
- [20] 辛遥, 江月松, 王林春, 等. Pound-Drever-Hall 稳频误差信号线性动态范围及灵敏度分析[J]. 激光与红外, 2010, 40(5): 471-475.
Xin Y, Jiang Y S, Wang L C, et al. Analysis of linear dynamic range and sensitivity of error signal in Pound-Drever-Hall method [J]. Laser & Infrared, 2010, 40(5): 471-475.
- [21] Miyoki S, Telada S, Uchiyama T. Expansion of linear range of Pound-Drever-Hall signal[J]. Applied Optics, 2010, 49(28): 5217-5225.
- [22] Hassen S Z S, Petersen I R. Frequency locking of an optical cavity using a time-varying Kalman filtering approach[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(3): 1143-1150.
- [23] Schütte D, Hassen S Z S, Karvinen K S, et al. Experimental demonstration of frequency autolocking an optical cavity using a time-varying Kalman filter[J]. Physical Review Applied, 2016, 5 (1): 014005.
- [24] Li C, Wang H Y, Dmitriev A, et al. Broadening the dynamic range of the Pound-Drever-Hall frequency stabilization technique [J]. Results in Physics, 2021, 30: 104835.
- [25] Black E D. An introduction to Pound - Drever - Hall laser frequency stabilization[J]. American Journal of Physics, 2001, 69 (1): 79-87.
- [26] Su J, Jiao M X, Jiang F. Pound-Drever-Hall laser frequency locking technique based on orthogonal demodulation[J]. Optik, 2018, 168: 348-354.
- [27] 谢建东, 严利平, 陈本永, 等. 可调谐激光器激光波长宽范围自动偏频锁定[J]. 光学精密工程, 2021, 29(2): 211-219.
Xie J D, Yan L P, Chen B Y, et al. Automatic offset-frequency locking of external cavity diode laser in wide wavelength range [J]. Optics and Precision Engineering, 2021, 29(2): 211-219.

Adaptive PDH Frequency Stabilization Method with Large Linear Dynamic Range Based on Two Modulation Depths

Yan Liping, Zhang Zhewei, Xie Jiandong, Lou Yingtian, Chen Benyong*

Precision Measurement Laboratory, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, Zhejiang, China

Abstract

Objective To solve the problems of narrow linear dynamic range and weak anti-interference ability of the Pound-Drever-Hall (PDH) technique, a PDH frequency stabilization method based on two modulation depths and two error signals is proposed herein. The PDH technique is widely used in the fields of laser frequency or optical resonant cavity locking. The traditional PDH technique usually utilizes a modulation depth of 1.08 rad to obtain the most sensitive error signal. However, the traditional PDH technique, used for frequency stabilization, is susceptible to environmental disturbances and loss of lock owing to the narrow linear dynamic range of error signals. In addition, only when the phase of a local demodulation signal matches the phase of an interference signal reflected by the cavity, the error signal with the highest sensitivity can be obtained. Currently, most methods manually adjust the initial phase of the local demodulation signal to achieve phase matching; these methods exhibit low accuracy and cannot realize automatic locking easily. Therefore, an adaptive locking mechanism having large modulation depth with large linear dynamic range error signal and small modulation depth with high-sensitivity error signal is developed to achieve frequency stabilization with strong anti-interference ability and high precision.

Methods First, a digital quadrature demodulation technique was used to accurately extract the phase of the interference signal to achieve automatic matching between the phases of the local demodulation and interference signals. Second, a new error signal (S_{pre}) was realized using the transmitted power signal P_{tran} and traditional error signal S_{PDH} to enlarge the linear dynamic range of the PDH frequency stabilization system. Then, S_{pre} corresponding to the large modulation depth was used to realize fast capture and prelocking. Finally, S_{PDH} corresponding to the small modulation depth was used to realize precise locking. After locking, the modulation depths and error signals could be automatically switched according to the amplitude change in P_{tran} , realizing frequency stabilization with a large linear dynamic range and high sensitivity in the PDH technique. A frequency stabilization control system based on a field-programmable logic gate array (FPGA) was developed, and a locking test was conducted on a Fabry-Perot cavity. The experimental results show that the adaptive locking mechanism with double modulation depths and double error signals can greatly improve the anti-interference ability of the locking system with precision locking.

Results and Discussions Considering the influence of phase mismatch and narrow linear dynamic range on the frequency stabilization accuracy of the PDH technique, an adaptive frequency stabilization method with a large linear dynamic range based on two modulation depths and two error signals is proposed herein. The phase of the interference signal is obtained

using the digital quadrature demodulation technique to realize phase matching between the interference and local demodulation signals to improve the sensitivity of the error signal S_{PDH} obtained using the PDH technique (Fig. 3). To improve the anti-interference ability of the locking system, S_{pre} with a large linear dynamic range is constructed and combined with S_{PDH} and P_{tran} (Fig. 4). The adaptive locking mechanism using large modulation depth to obtain S_{pre} and small modulation depth to obtain S_{PDH} is designed herein (Figs. 5 and 6). Thus, the proposed locking mechanism has the highest sensitivity and linear dynamic range, affording high precision and strong anti-interference locking. A locking control system based on FPGA was designed herein (Fig. 7), and a locking test was conducted on the Fabry-Perot cavity. The test results show that the linear dynamic range of S_{pre} corresponding to $\beta = 1.80$ rad can reach 6.04 nm (Fig. 8), which is ~ 3.4 times that of S_{PDH} corresponding to $\beta = 1.08$ rad. The automatic switching and locking mechanism based on two modulation depths and two error signals can realize relocking of the Fabry-Perot cavity after instantaneous detuning (Figs. 10 and 11). The long-term relative stability of the Fabry-Perot cavity is 5.72×10^{-9} (Fig. 12). Therefore, the proposed adaptive PDH frequency stabilization method can achieve long-term precise locking of the optical cavity/laser frequency.

Conclusions This study proposes an adaptive frequency stabilization mechanism using two modulation depths and two error signals to modify the traditional PDH technique to achieve large linear dynamic range, high locking accuracy, and strong anti-interference ability. The test results show that the linear dynamic range of S_{pre} corresponding to a large modulation depth of 1.80 rad can reach 6.04 nm, which is ~ 3.4 times that of S_{PDH} (1.78 nm) corresponding to a small modulation depth of 1.08 rad. The adaptive switching and locking mechanism using two modulation depths and two error signals can substantially improve the anti-interference ability of the locking system, with precision locking. The relative stability of the locked cavity reaches 5.72×10^{-9} within 3 h. Thus, the proposed method can be widely used in fields such as laser frequency locking and resonant cavity locking.

Key words Pound-Drever-Hall frequency stabilization; linear dynamic range; Fabry-Perot cavity; phase match; digital quadrature demodulation