

基于现场可编程门阵列的数字化自动锁相技术研究

马祥春 邹宏新 沈 咏 田成林

(国防科学技术大学理学院物理系, 湖南 长沙 410073)

摘要 基于现场可编程门阵列(FPGA)的高速数据处理能力,介绍了一种采用双比例积分微分(PID)算法的数字化伺服控制系统,在一定程度上改善了数字化锁相中锁定精度与控制范围之间的矛盾,大大提高了单次锁定持续时间。程序采用正弦扫描和积分扫描两种方法分别实现了相位失锁自动搜索功能,并且在实验上得到了验证。前者失锁后的搜索时间更短,而后者稳定性更高,单次锁定持续时间更长。相对于传统的模拟电路伺服系统,该数字伺服控制系统在锁定精度方面略有差距,这主要受到 FPGA 数字电路的电子学噪声及处理速度的限制,但在锁定持续时间上却有明显优势。

关键词 激光技术;现场可编程门阵列;激光稳频;比例积分微分;多级控制

中图分类号 TN911.8 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201131.0714003

Study of Digitized Automatic Phase Locking Based on Field Programmable Gate Array

Ma Xiangchun Zou Hongxin Shen Yong Tian Chenglin

(Department of Physics, National University of Defense Technology,
Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract Based on the fast data processing ability of field programmable gate array (FPGA), a novel digital servo control system overcoming the paradox between the locking precision and the control range with double proportional integral derivative (PID) algorithm is introduced. The digital servo system improves the persistent time of phase locking greatly. Using sinusoidal and integrating scan for the length of optical cavity respectively, the auto-search function is realized when the system is out of locking. The search time is shorter with the former method than the latter; while the latter method is more stable and has longer persistent time. Compared with analog servo system, the locking precision of digital circuit is slightly lower, which is limited by the electronic noise and processing speed of FPGA. However, the digital servo system has obvious advantage in locking persistent time.

Key words laser technique; field programmable gate array; laser frequency stabilization; proportional integral derivative; multilevel control

OCIS codes 140.2020; 140.3425; 270.5565

1 引 言

光学相位锁定技术是光学实验中的一项关键技术,它很大程度上决定了最终的实验结果。目前普遍采用的锁相或稳频技术是边带稳频技术(PDH)^[1,2],它以光学谐振腔作为参考标准,利用其色散特性获得

鉴频曲线^[3]用于稳频。由该技术构成的稳频系统抗干扰能力强、稳定度高,目前正在理论和实验方面得到广泛研究^[4~7]。近年发展起来的基于光学谐振腔的无调制稳频技术在引力波探测等方面得到广泛应用^[8~11],这使得稳频技术得到了很好的发展。而频

收稿日期: 2011-01-10; **收到修改稿日期**: 2011-04-02

基金项目: 国家自然科学基金(10904174)和国防科学技术大学科研计划(DC09-02-09, JC08-02-01)资助课题。

作者简介: 马祥春(1986—),男,硕士研究生,主要从事量子通信和激光技术等方面的研究。

E-mail: 88maxiangchun@163.com

导师简介: 邹宏新(1979—),男,博士,副教授,主要从事激光技术、量子信息和原子物理等方面的研究。

E-mail: hxzhou@nudt.edu.cn(通信联系人)

标的兴起又对高精度稳频^[12~14]提出了新的要求。

一般来说,任何光学锁相技术都是先选定一个稳定的参考基准,并产生误差信号,然后通过外部伺服电路处理后形成反馈纠偏电压,最后加载到压电陶瓷、声光调制器等光学相位控制元件上以达到锁相或稳频的目的。这里的伺服电路通常利用了积分器的动态跟踪能力,使光频与光学谐振腔等参考基准的共振频率始终保持一致^[15]。但当外部扰动过大时,系统将脱离锁定区间,导致失锁,这时传统的模拟伺服控制系统很难自动回到锁定状态,通常需要手动调节重新进行锁定。随着数字技术的发展,提出了基于高速现场可编程门阵列(FPGA)^[16]模块或嵌入式微处理器^[17]实现光学相位自动锁定的方案。本文同样采用高速 FPGA 实现数字化伺服控制系统,与文献[16]不同之处在于,利用正弦扫描和积分扫描两种方法分别实现了失锁自动搜索功能。考虑到数字电路的有限分辨率和最大输出电压的限制,程序采用双比例积分微分(PID)算法按不同频率进行分级控制,在一定程度上改善了锁定精度和控制范围之间的矛盾,优化了锁定效果。

2 伺服控制原理

传统的伺服控制系统通常是采用单个比例积分电路来实现的,一旦系统失锁,需要人为进行重新锁定,无法保证整个系统长期稳定运行。为了实现系统的失锁自动搜索功能,采用可灵活编程的 FPGA 数字电路来代替传统的模拟伺服电路。为了提高频率锁定的稳定度,必须降低积分器的增益即增加积分时间。由于受到 FPGA 硬件的限制,积分时间不可能很长,因此需要外加一个衰减器来降低增益,但这又导致控制电路的输出范围大幅减小,限制了积分器的跟踪能力,系统很容易失锁。因此,需要采用额外的技巧来克服控制精度和控制范围之间的矛盾。

采用 PDH 方法来进行光学谐振腔的锁定。实验装置如图 1 所示,图中的激光器是 1550 nm 的窄线宽光纤激光器,其产生的激光经隔离器和相位调制器后入射到一个三角型的环形谐振腔中。反射的激光经探测后与本底 100 MHz 的调制信号进行混频滤波形成误差信号,并通过伺服电路处理后加载到谐振腔的压电陶瓷(PZT)上使其与激光频率共振。

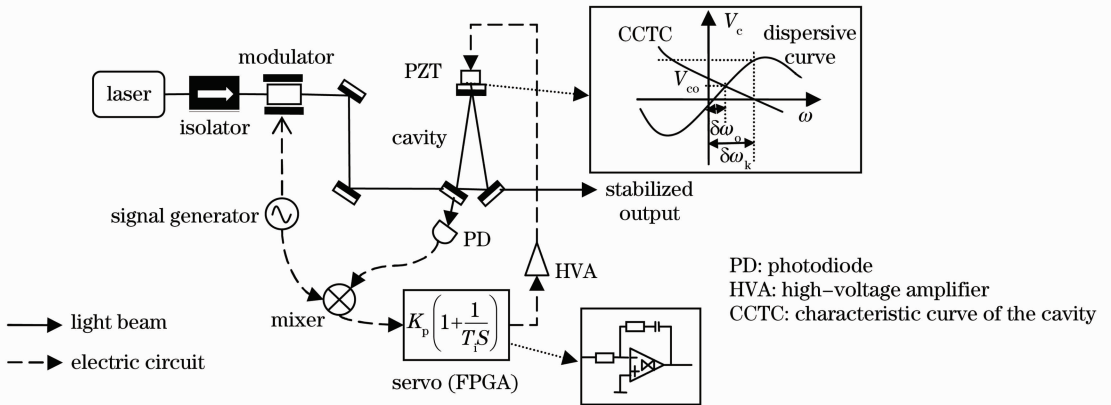


图 1 实验装置图

Fig. 1 Experimental setup

伺服电路的主要部分是比例积分(PI)电路,其传递函数为

$$K_F(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right), \quad (1)$$

式中 K_p 为比例增益, T_i 为积分时间, s 为拉普拉斯算子。由相位调制锁腔原理可知^[3],当伺服系统闭环后,纠偏电压和腔长互相制约,形成负反馈,使得光学谐振腔的腔长动态跟踪激光频率的变化。根据频率、纠偏电压和腔长之间的关系,可得系统的平衡条件^[18]:

$$\begin{cases} A_\varphi(\omega) = f_1(\omega - \omega_0) \\ L = f_2(A_\varphi) \\ \omega = f_3(L) \end{cases}, \quad (2)$$

式中 A_φ 为鉴频信号,经处理后形成控制腔长的纠偏电压 V_c , ($V_c = K_F K A_\varphi$, K 为伺服电路中除 PID 增益 K_F 后其他部分的增益), ω 为谐振腔长度所对应的光学频率, ω_0 为入射到谐振腔的激光中心频率, L 为谐振腔的腔长, f_1, f_2, f_3 为相应的函数关系。求解方程组(2)就可得出系统动态平衡条件。下面近似求其函数关系式,如图 1 右上角的小框图所示,鉴

频曲线和谐振腔的静态特性曲线在共振点附近近似呈线性变化,定义单位频偏下产生的鉴频信号幅值为鉴频效率^[18]:

$$S_d = \frac{dA_e}{d\omega} = \frac{1}{K_F K} \frac{dV_c}{d\omega}. \quad (3)$$

当腔长在共振点附近小幅变化时,近似认为腔长变化量 ΔL 与压电陶瓷上的驱动电压变化量 ΔV_c 也呈线性关系,比例系数为 K_V :

$$\Delta L = K_V \Delta V_c, \quad (4)$$

同样,谐振腔共振频率的变化量与长度的变化量关系^[9]为

$$\frac{\Delta L}{L_o} = \frac{\Delta \omega}{\omega_o}, \quad (5)$$

式中 ω_o 为谐振腔共振频率(等于入射激光中心频率), L_o 为对应的共振腔长。(3)~(5)式构成平衡条件方程组,等效于(2)式。在共振点附近,假设 $\omega_o/L_o = K_o$,则由(4),(5)式可得

$$\Delta \omega = K_o \Delta L = K_o K_V \Delta V_c. \quad (6)$$

因为伺服环路的工作源于谐振腔的失谐,即 $\omega \neq \omega_o$,原点处 $V_c = 0$, $\omega = \omega_o$ 为共振点。如图1右上角插图所示,谐振腔静态特性曲线与横轴交点处的值记为 $\delta\omega_k$ 为开环频差,即谐振腔在自由状态下偏离共振点的大小。与鉴频曲线交点处的值记为闭环频差 $\delta\omega_o$,它表示闭环状态下系统偏离共振点的大小,决定了最终的锁定效果。显然,在纠偏电压 V_{co} 的作用下,腔共振频率的改变量满足

$$\Delta \omega = \delta\omega_k - \delta\omega_o = K_o |K_V \Delta V_c| = |K_o K_V| V_{co}. \quad (7)$$

由(3)式可得 $V_{co} = S_d K_F K \delta\omega_o$,代入(7)式得

$$\Delta \omega = \delta\omega_k - \delta\omega_o = |K_o K_V S_d K_F K| \delta\omega_o,$$

即

$$\frac{\delta\omega_o}{\delta\omega_k} = \frac{1}{1 + |K_o K_V S_d K_F K|} = \frac{1}{1 + G}. \quad (8)$$

系统的开环频差 $\delta\omega_k$ 主要表征了系统的初始状态,可以看成常数,则(8)式的值就代表了系统达到稳态时产生的误差大小。将伺服环路中的比例积分函数(1)式代入(8)式得

$$\left[1 + G(0)K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \right] \delta\omega_o = \delta\omega_k, \quad (9)$$

式中 $G(0) = |K_o K_V S_d K_F(0)K|$ 为初始时刻开环直流总增益。设 t 时刻系统频差存在一阶跃变化:

$$\delta\omega_k = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \delta\omega_k(0) & t \geq 0 \end{cases}. \quad (10)$$

把(10)式代入(9)式可得闭环频差的变化规律为

$$\delta\omega_o(t) = \delta\omega_k(0) \exp \left\{ - \left\{ \frac{G(0)K_p}{T_i [1 + G(0)K_p]} \right\} t \right\}. \quad (11)$$

由此可见,带有积分环节的伺服环路,其瞬态过程是指数衰减过程,当系统达到稳态后剩余频差为零。从(11)式不难看出,积分时间 T_i 越小,动态响应速度越快,当开环频差 $\delta\omega_k$ 受环境影响变化时,系统跟踪能力越强。然而,积分时间越短意味着系统高频增益越大,引入了不利的高频噪声,恶化了锁定效果。考虑到系统(腔长)漂移非常缓慢,对响应速度要求不高,因此应尽量增加积分时间以改善系统的动态性能。

3 自动控制程序及算法

由于受到FPGA数字电路的限制,积分时间并不能无限增加,而衰减输入信号又会降低信噪比、影响锁定效果。因此只能在积分器后增加衰减器来降低系统高频增益、减小高频噪声,但这又降低了系统的低频增益,影响了系统的跟踪和扫描范围。为了解决上述矛盾,本文把输入误差信号的低频部分与高频部分分开,低频增益较大,用以提高积分器的跟踪能力,高频增益较小,用以较好地对系统进行动态纠偏,抑制谐振噪声。

该伺服控制系统是基于NI公司的集成化FPGA卡(PXI-7833R)实现的,通过其图形化编程软件Labview编写了相应的FPGA控制程序,并进行了验证。如图2所示,在一个while循环中,FPGA中的模拟通道AIO采集误差信号,并将其数字化,采样频率为40 MHz。通过观察FPGA的前面板示波器,调节误差信号的直流偏置使其在零附近波动,以免积分器饱和而不能正常工作,这与传统的模拟伺服电路基本一致。为了实现低频部分和高频部分有不同的增益,采用两个PID对输入信号进行处理。在一个截止频率为80 kHz的低通滤波器之后,误差信号被分为两路,一路直接输入到一个PID模块中进行处理,作为高频部分,另一路则输入到一个PID和50 Hz的低通滤波器中,作为低频部分。两部分具有不同的增益和时间参数,用于克服锁定精度和控制范围之间的矛盾。另外还采用两种方法分别实现了系统的失锁自动搜索功能,如图2(a),(b)所示。

图2(a)是基于信号源的失锁自动扫描程序框图。通过模拟数据输入口AIO2,采集谐振腔反射的直流探测信号作为判断条件。将腔反射的直流信

号幅值降到零点附近(本实验约 40~60 mV)时的小区作为控制条件。当直流信号在透射区域内,即条件为真时,则从另一个模拟输入口 AIO1 采集误差信号,经过偏置调节后送入到一个 80 kHz 的低通滤波器滤除高频干扰信号,然后分为两路进入两个 PID 模块进行处理,最后再将两路处理后的信号叠加作为控制信号输出;当直流信号在透射区域外,即条件为假时,由内置的信号源输出正弦波形,

扫描腔长搜索相位直到满足腔共振条件为止,此时,信号源停止扫描并保持该幅值输出为系统提供直流偏置。这样,在系统任意时刻失锁后程序就实现了自动搜索功能。对于该系统,在外界扰动下,FPGA 采集的个别数据点可能会超过条件范围,从而会引起信号源重新扫描,因而抗干扰能力差,一次锁定持续时间较短。

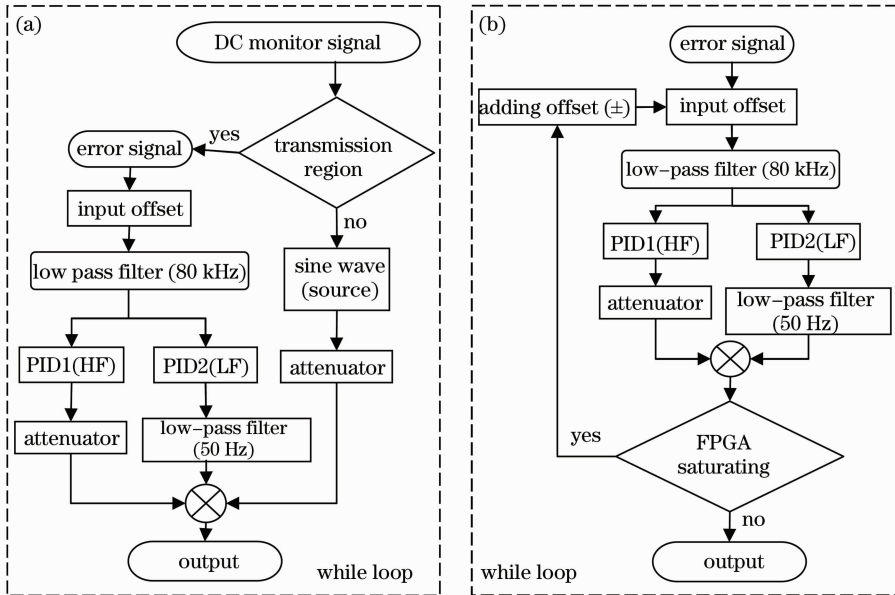


图2 伺服控制系统程序方框图。(a)基于信号源的自动化锁相程序,(b)基于积分扫描的自动化锁相程序
HF:高频部分;LF:低频部分

Fig. 2 Block diagram of the servo control system. (a) Auto phase-locking program based on a signal generator,

(b) auto phase-locking program based on integrating scan. HF: high frequency; LF: low frequency

考虑到 FPGA 模块的模拟输入/输出口只有 8 个,且能利用的逻辑阵列也是有限的,因此还设计了一种不用信号源且不需要直流监视的自动扫描程序,同样可以实现系统的失锁自动搜索功能,如图 2 (b)所示。误差信号经过直流偏置调节后在零点附近小幅波动,同样经过一个 80 kHz 的低通滤波器后进入两路 PID 进行处理,最后叠加输出。这里引入了一个判断,当输出值达到 FPGA 的最大值时(本系统是 ± 10 V),即系统饱和时,程序就会自动给系统增加一个相反的直流偏置,并保持这个值,让积分器向相反的方向进行积分,这样系统就会在 ± 10 V 范围内进行扫描,直到搜索到共振点。由于不需对输入直流信号进行判断,减少了误判的可能性,系统一旦锁定后就非常稳定,在外界强力振动下也不易失锁,直到输出控制信号随着激光波长或腔长的漂移,超过了 FPGA 的输出范围时,系统才会失锁。但很快,系统又会利用积分扫描搜索下一个共

振点,实现系统的自动锁定。该方案节省了资源,且抗干扰能力强,如果能采用模拟电路实现相应的功能,则效果更佳。

基于 FPGA 的数字锁相系统以其参数易调节、可灵活编程、易于集成等优点而具有很好的应用前景。但由于其有限的分辨率,在锁定效果方面稍逊于模拟电路,适合于对锁定精度要求不高的系统。对于要求较高的锁相系统,可以先采用数字电路进行尝试,成功后再用相应的模拟电路进行替换,既可以提高锁定质量,又节省了资源。

4 实验结果

将上述程序烧写在 FPGA 板上后,设置相应参数并运行程序。本程序可以在扫描模式和锁腔模式之间切换,初始进行腔长的扫描,观察鉴频曲线,如图 3 所示。图 3(a)为扫描腔长时相应的直流反射信号。数字调节输入误差信号的直流偏置,使鉴频

曲线在零点附近波动,如图 3(b)所示。与示波器相比,FPGA 带宽受限,而且有较大的电子学噪声,所采集的波形有些失真,基线不够平坦,但对最终的锁定效果影响不大。直流偏置调零后,切换系统到锁

腔模式,则误差信号取代正弦扫描信号,经高压放大器放大后形成纠偏电压加载到谐振腔的压电陶瓷上,构成负反馈系统。

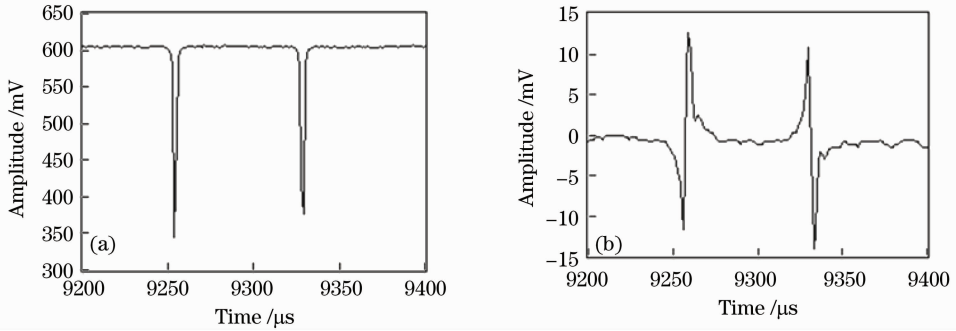


图 3 扫描腔长时反射的透射峰信号(a)及相应的鉴频曲线(b)

Fig. 3 Reflected transmission peak (a) and frequency-discrimination curve (b) of the cavity while sweeping the cavity length

这里的扫描模式不同于图 2(a)所介绍的失锁扫描,而是一个相对独立的部分。对于前面介绍的两种伺服控制系统,扫描程序是一样的,锁相程序不同(搜索方式不同),但锁定后对误差信号的处理部分是相同的,故其锁定后的效果基本一样。

进行了测量,并相应地分析了其频率起伏,结果的比较如表 1 所示。

图 4 显示的是基于正弦扫描的数字伺服系统稳频后 30 s 内激光器的典型剩余频率起伏。本实验采用环形腔锁定激光频率,腔长约为 430 mm,精细度实验测得约为 580,自由光谱限为 349 MHz,腔线宽为 601 kHz,由 30 s 内闭环锁定后的误差信号及其直流监视信号的波动^[19],利用谐振腔的洛伦兹线形透射峰进行分析,该方案稳频后激光器典型频率起伏的最大值约为 ± 49.97 kHz,对应的激光频率稳定度约为 10^{-10} 。实验也对其他方案的误差信号

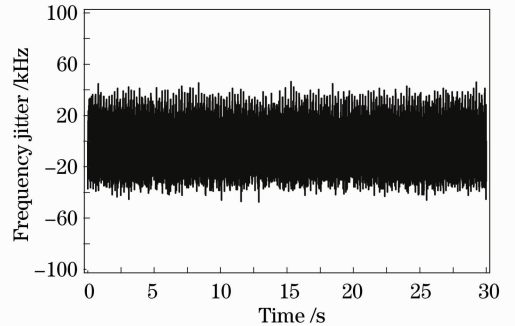


图 4 基于正弦扫描的数字伺服系统稳频后激光器的频率起伏

Fig. 4 Frequency jitter after frequency-stabilized digital servo system based on sinusoidal scan

表 1 各方案锁定效果比较

Table 1 Comparison among the results by different phase locking methods

	Range of control /V	Frequency jitter /kHz	Duration of locking /min
Single PID	≤ 4	± 49.50	~ 5
Double PID (sinusoidal scan)	≤ 20	± 49.97	20~30
Double PID (integrating scan)	≤ 20	± 49.55	60~120
Traditional analog circuit	≤ 30	± 37.30	30~60

表 1 列出了各种方案的实际锁定效果,比较可知,采用双 PID,程序控制范围明显高于单 PID,可以达到 FPGA 的最大输出范围,而控制精度相当。但数字电路与模拟电路的锁定效果相比略有差距,这与 FPGA 数字电路的电子学噪声有很大关系^[12]。基于积分扫描的程序其单次锁定持续时间要高出正弦扫描程序 2~3 倍,稳定性相对较高,但不如后者失锁-搜索-入锁迅速,如图 5 所示。

图 5 显示了两种程序在某次腔失锁-搜索-入锁时的整个控制过程,图中失锁后的两个小峰(标圆圈的地方)表示两次搜索失败。实验中腔失锁后各自搜索过程都不会超过 2 s,但基于正弦扫描的程序搜索过程明显快于积分扫描程序,后者自动化程度相对较差,但考虑到其较高的稳定性,仍不失为一种很好的选择。

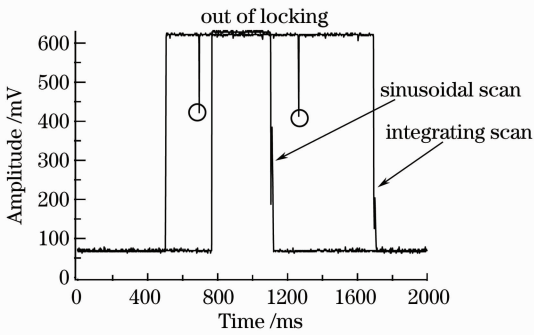


图5 系统锁定-失锁-入锁过程腔反射的直流监视信号
Fig. 5 Reflected DC monitor signal when the system varies from locking to out of locking and finally to relocking

5 结 论

从相位锁定的基本原理入手,介绍了基于FPGA的数字化自动锁相系统的实现方法。在实验中引入了双PID算法,按不同频率对系统进行分级控制,在一定程度上改善了数字锁相系统中动态性能与控制范围之间的矛盾。另外还提出了两种实现相位失锁自动搜索功能的方案。相对于基于信号源扫描的自动锁相系统,基于积分扫描的自动锁相系统既节省了FPGA资源又提高了系统的抗干扰能力,即使在外界的强力振动下也不易失锁,单次锁定时间长。这不仅能提高光学系统的稳定性,也可对设计更高精度的模拟伺服电路起到借鉴作用。

参 考 文 献

- 1 R. V. Pound. Electronic frequency stabilization of microwave oscillators[J]. *Rev. Sci. Instrum.*, 1946, **17**(11): 490~505
- 2 R. W. P. Drever, J. L. Hall, F. V. Kowalski *et al.*. Laser phase and frequency stabilization using an optical resonator[J]. *Appl. Phys. B*, 1983, **31**(2): 97~107
- 3 Li Jian, Wu Ling'an. Phase modulation locked optical resonator[J]. *Acta Optica Sinica*, 1995, **15**(12): 1641~1645
李 健, 吴令安. 相位调制锁定光学谐振腔[J]. *光学学报*, 1995, **15**(12): 1641~1645
- 4 Su Hong, Zhang Yun, Wang Hai *et al.*. Theoretical analysis of nonideal phase-modulation side-band system to lock OPO cavity[J]. *Chinese J. Quant. Electron.*, 2001, **18**(4): 297~299
苏 红, 张 云, 王 海等. 非理想相位调制边带锁腔系统的理论分析[J]. *量子电子学报*, 2001, **18**(4): 297~299
- 5 Wang Zixin, Xie Xiangsheng, Guo Jing *et al.*. Phase locking and control system of laser field over a large range [J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(6): 948~953
王自鑫, 谢向生, 郭 晶等. 激光光场的大行程相位锁定及控制系统[J]. *光学学报*, 2006, **26**(6): 948~953

- 6 Deng Yongkai, Li Ye, Cao Jianping *et al.*. Suppression of fluctuation of residual amplitude modulation in electro-optical phase modulators [J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26** (7): 1063~1068
邓勇开, 李 焯, 曹建平 等. 电光相位调制器中剩余幅度调制变化的抑制[J]. *光学学报*, 2006, **26**(7): 1063~1068
- 7 Li Chuanliang, Deng Lunhua, Yang Xiaohua *et al.*. External optical cavity locked by laser frequency[J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(10): 2822~2825
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
- 8 D. A. Shaddock, M. B. Gray, D. E. McClelland. Frequency locking a laser to an optical cavity using spatial mode interference [J]. *Opt. Lett.*, 1999, **24**(21): 1499~1501
- 9 B. J. J. Slagmolen, D. A. Shaddock, M. B. Gray *et al.*. Frequency stability of spatial mode interference (tilt) locking[J]. *IEEE J. Quant. Electron.*, 2002, **38**(11): 1521~1528
- 10 D. J. Ottaway, M. B. Gray, J. Munch *et al.*. Stabilization of injection-locked lasers using spatial mode interference[J]. *IEEE J. Quant. Electron.*, 2001, **37**(5): 653~657
- 11 Wang Jing, Yang Baodong, He Jun *et al.*. Influence of the bandwidth of feedback loop in frequency stabilization of external-cavity diode laser by polarization spectroscopy[J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(2): 425~430
王 婧, 杨保东, 何 军等. 采用偏振光谱对外腔半导体激光器稳频时反馈环路带宽的影响[J]. *光学学报*, 2009, **29**(2): 425~430
- 12 B. C. Young, F. C. Cruz, W. M. Itano *et al.*. Visible lasers with subhertz linewidths[J]. *Phys. Rev. Lett.*, 1999, **82**(19): 3799~3802
- 13 C. Salomon, D. Hils, J. L. Hall. Laser stabilization at the millihertz level [J]. *J. Opt. Soc. Am. B*, 1988, **5** (8): 1576~1587
- 14 Lü Liqiang, Du Runchang, Liu Chaoyang *et al.*. Laser frequency stabilization of coherent population trapping atomic frequency standard realized with digital servo[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(6): 1411~1415
吕利强, 杜润昌, 刘朝阳 等. 数字伺服实现相干布居囚禁原子频标的激光稳频[J]. *中国激光*, 2009, **36**(6): 1411~1415
- 15 Lin Yige, Chen Weiliang, Li Tianchu *et al.*. First harmonic saturated absorption frequency stabilization of lasers using sampling integration technique[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(5): 1075~1079
林弋戈, 陈伟亮, 李天初 等. 利用取样积分实现激光饱和吸收一次谐波稳频[J]. *中国激光*, 2009, **36**(5): 1075~1079
- 16 T. T. -Y. Lam, B. J. J. Slagmolen, J. H. Chow *et al.*. Digital laser frequency stabilization using an optical cavity[J]. *IEEE J. Quant. Electron.*, 2010, **46**(8): 1178~1183
- 17 E. Canuto, F. Musso, L. Massotti. Automation and control of Fabry-Perot interferometers[J]. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2007, **54**(2): 848~857
- 18 Wang Yiqiu, Wang Qingji, Fu Jishi *et al.*. Quantum Frequency Standard Theorem[M]. Beijing: Science Press, 1986. 249~253
王义迺, 王庆吉, 傅济时 等. 量子频标原理[M]. 北京: 科学出版社, 1986. 249~253
- 19 Yang Haijing, Wang Yanhua, Zhang Tiancai *et al.*. Modulation-free frequency stabilization of a laser based on a confocal Fabry-Perot cavity[J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(3): 316~320
杨海菁, 王彦华, 张天才 等. 基于共焦法布里-珀罗腔的无调制激光频率锁定[J]. *中国激光*, 2006, **33**(3): 316~320