

文章编号 1004-924X(2009)10-2377-08

相位法激光测距接收系统

贾方秀,丁振良,袁 锋

(哈尔滨工业大学 自动化测试与控制系,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:为了提高相位法激光测距的速度和精度,提出了一种新的相位差放大测量方法,在不增加测量时间的同时将测相精度提高 $1/N$ 倍,并结合欠采样技术避免了混频器和其他多余器件的使用,减小了串扰对系统的影响。考虑高频弱光信号入射到雪崩光电二极管上会在输出信号上产生相位延迟,提出灵活控制加在雪崩光电二极管上的反向偏压来减小相位延迟的方法,对于调制频率为 18.5 MHz,波长为 650 nm 的激光,当入射光强度为 $0.5 \mu\text{W}$ 时,可将相位延迟从 1.4° 压缩到 0.03° 之内。建立了信号串扰产生测相误差的数学模型,并通过实验给出了采取不同屏蔽措施时串扰对测相误差的影响。实验结果表明,采用上述方法,当调制频率为 18.5 MHz 时,测相精度为 0.014° ,相应的测距精度可达 0.3 mm。

关键词:激光测距;接收系统;串扰;欠采样;相位测量

中图分类号: TN247; TB921 **文献标识码:** A

Phase-shift laser range finder receiver system

JIA Fang-xiu, DING Zhen-liang, YUAN Feng

(*Department of Automatic Measurement and Control,
Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China*)

Abstract: In order to improve the measuring rate and resolution of a phase-shift laser range finder, a new phase shift magnification detecting method is proposed, which improves the measurement resolution by $1/N$ times without increasing the measuring time. Then, a under-sampling technique is adopted to perform multi-frequency modulation in the same system, which avoids using the mixer and other accessorial components to reduce scheme complexities and the influence of crosstalk. As the phase delay caused by the high frequency weak light incident upon a Avalanche Diode (APD) will induce the distance measurement errors, a new method is presented by controlling the bias voltage acting on APD to suppress the phase delay. For a modulation frequency of 18.5 MHz, a wavelength of 650 nm and an incident light intensity of $0.5 \mu\text{W}$, the phase delay can be reduced from 1.4° to less than 0.03° . Moreover, a mathematic model is established based on the phase shift measurement errors caused by signal acrosstalks and several kinds of electrostatic screen methods are given to avoid the acrosstalk. Experimental results show that adopting those methods mentioned above can get the phase shift measurement resolution of 0.014° and the distance measurement resolution of 0.3 mm accordingly when the

收稿日期:2008-09-08;修订日期:2008-12-12.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 50275040)

modulation is 18.5 MHz.

Key words: laser range finder; receiver system; crosstalk; under-sampling; phase-shift measurement

1 引言

激光测距作为一种高精度的测距技术已在很多领域中得到广泛应用^[1-3],该方法通过测量发射正弦调制信号和反射光之间的相位差来确定被测距离。在光速 c 已知的条件下,测量距离 D 和测量精度 δd 由激光调制频率 f_0 和发射光与返回光之间的相位差 φ 决定。测量距离 D 以 2π 为模,其不模糊距离为 $c/2f_0$;调制频率与不模糊距离成反比,而测量精度却随着调制频率的增大而提高。为了使激光测距仪在保证测量距离的同时保证较高的测量精度,B. Journet 和 Poujouly 提出了双频调制法^[4],低调制频率 f_L 保证测量距离,高调制频率 f_H 保证测量精度,但该方法中, f_H/f_L 的值不能 $> 2\pi/\delta\varphi$,限制了其动态范围; f_H 很高时,保证很高的相位测量精度非常困难;另外,该方法需要混频器等模拟器件,增加了电路的复杂程度。针对许多领域对高速高精度测量距离的要求日益提高^[5],本文提出了多频调制方法,该方法动态范围不受 f_H/f_L 限制,通过欠采样技术的应用,避免了混频器等模拟器件的使用,简化了电路;并设计了一种新的相位差放大测量模块,在不增加测量时间的同时,将测量精度提高了 $1/N$ 倍。

高频弱光入射至 APD 时,产生的相位延迟成为限制激光测距精度的主要因素之一。Shuko Yokoyama 的研究指出,经过强度调制的入射光强度越小,经 APD 转换后产生信号的相位延迟越大。当调制频率为 1 100 MHz 时,最大的相位延迟达到 100° ,相应的测距误差为 4 cm^[6]。为了减小该相位延迟对测距精度的影响,Shuko Yokoyama 和 Norihito Suzuki 等人提出了在半导体激光器发射的信号光上叠加合适的直流偏置光方法^[7],但该方法需要附加的光学设施,为了形成稳定的反馈光信号,还需要对电路进行严格的调整。针对这个问题,本文介绍了一种通过调节加在 APD 上的反向偏压来减小因入射强度过低引起的相位延迟的方法,结构简单,容易实现。

$\delta\varphi$ 是相位测量不确定度,受频率抖动、温度

变化以及发射通道和接收通道之间的信号串扰影响。当对半导体激光器进行强度调制的电流源和经 APD 产生的光电信号在同一频率工作时,令产生信号串扰现象,且随着调制频率越来越高,信号串扰令成为限制激光测距测量精度的主要因素。Shahram Mohammad Nejas 和 Kiazand Fasihi 使用脉宽调制的方法减少串扰影响的同时,减小了环境噪声以及温度对测距系统的影响,但该方法增加了系统的复杂性^[8]。M. Lesure 和 T. Bosch 等人使用 Pockels cell 获得频率数倍于调制信号的测量信号,降低了信号串扰的影响,但实现起来较为困难^[9]。目前,尚没有去除串扰影响的有效方法。本文在详细分析串扰误差产生机理的基础上,建立了由于串扰引起的测相误差的模型,通过该模型,可以得到达到某一测量精度所需要的光电信号/感应信号的值;本文通过实验,给出了采取不同的屏蔽措施时相位差测量精度。

2 接收系统设计

设计的系统总体框图如图 1 所示,系统分为激光发射模块、信号放大模块、自动增益控制模块、相位放大测量模块。在激光发射模块中,恒温晶振经分频给 DDS 提供时钟源,DDS 产生高频正弦调制信号,经驱动电路对半导体激光器 LD 实现强度调制。由 LD 发出的高频调制光经光学系统至靶镜,经靶镜返回的光入射至 APD,经前

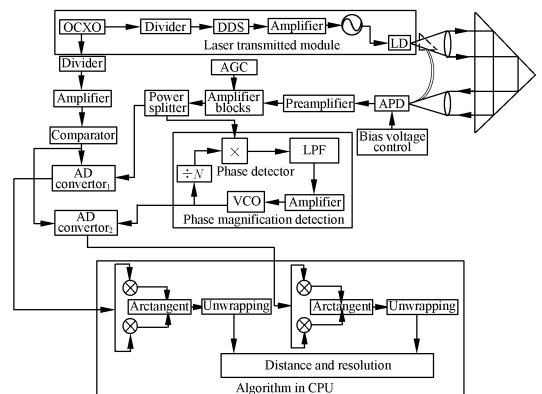


图 1 系统总体框图

Fig. 1 Overall diagram of whole system

置放大器和后续信号放大模块得到含被测距离信息的测量信号,该信号经功分器一路至 AD 转换器 1,一路经相位放大测量模块至 AD 转换器 2。AD 转换器 1 和 AD 转换器 2 提供转换时钟由恒温晶振分频后经放大比较电路提供。经 AD 转换后的两路信号经过相应算法计算,可得被测距离。

2.1 相位差放大测量实现

相位放大测量由鉴相器、低通滤波器、放大器、VCO 以及 N 分频器组成。若激光调制频率为 f_{IN} 。当外光路测量时,返回光信号经 APD、信号放大模块和功分器后,至相位放大测量模块中鉴相器的信号记为 $S_{m_1}(t)$,至 AD 转换器 1 的信号记为 $S_{m_1}(t)'$:

$$S_{m_1}(t) = S_{m_1}(t)' = V_1 \sin(2\pi f_{IN}t + \Delta\varphi_{e_1} + \Delta\varphi), \quad (1)$$

V_1 为外光路测量时至 AD 转换器 1 的信号幅度, $\Delta\varphi$ 是包含距离信息的相位差, $\Delta\varphi_{e_1}$ 是外光路测量时由电路漂移引起的相位差。在鉴相器和 VCO 之间加一 N 分频器, VCO 的输出信号频率为 Nf_{IN} 且与信号 $S_{m_1}(t)$ 同步,记为 $S_{m_1}(t)''$ 。该信号至 AD 转换器 2,当 PLL 锁定的时候:

$$S_{m_1}(t)'' = V_{VCO_1} \sin(2\pi Nf_{IN}t + N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1}), \quad (2)$$

同理,当内光路测量时,至 PLL 环鉴相器的信号记为 $S_{m_2}(t)$,至 AD 转换器 1 的信号记为 $S_{m_2}(t)'$,则

$$S_{m_2}(t) = S_{m_2}(t)' = V_2 \sin(2\pi f_{IN}t + \Delta\varphi_{e_2}), \quad (3)$$

V_2 为内光路测量时至 AD 转换器 1 的信号幅度, $\Delta\varphi_{e_2}$ 是内光路测量时由电路漂移引起的相位差。此时, VCO 的输出为 $S_{m_2}(t)''$,至 AD 转换器 2。当 PLL 环锁定的时候:

$$S_{m_2}(t)'' = V_{VCO_2} \sin(2\pi Nf_{IN}t + N\Delta\varphi_{e_2}), \quad (4)$$

由于内外光路采用同一个接收回路,则 $\Delta\varphi_{e_1} \doteq \Delta\varphi_{e_2}$,记为 $\Delta\varphi_e$,即:

$$\Delta\varphi_{e_1} \doteq \Delta\varphi_{e_2} = \Delta\varphi_e, \quad (5)$$

由式(1)和(3),求得 $\Delta\varphi$;由式(2)和(4)求得 $\Delta\varphi_{out} = N\Delta\varphi$,则最后测量结果 $\Delta\varphi_{measure}$ 为:

$$\Delta\varphi_{measure} = \frac{\Delta\varphi_{out}}{N} + E\left[\frac{\Delta\varphi}{2\pi}N\right]\frac{2\pi}{N}, \quad (6)$$

其中, $E[x]$ 表示对 x 取整, N 为 PLL 环中分频器的分频系数。由式(6)可知, $\Delta\varphi_{measure}$ 结果由 $\Delta\varphi$ 给出,但精度由 $\Delta\varphi_{out}$ 确定,可将精度提高 $1/N$ 倍。

由图 1 可知,由 AD 转换器对信号 $S_{m_1}(t)'$ 、

$S_{m_1}(t)''$, $S_{m_2}(t)'$ 、 $S_{m_2}(t)''$ 进行采样计算相位,当调制频率 f_{IN} 很高时,按照乃奎斯特采样定理,AD 转换器的采样率至少为 $2Nf_{IN}$ 才能满足要求。但由于 AD 转换器 1、2 的采样时钟与半导体激光器的调制信号来自于同一恒温晶振,如果合理选择信号频率和采样频率之间的比值,可在不满足乃奎斯特采样定理的条件下对信号进行欠采样,此时 AD 转换器的作用相当于混频器,从而避免了混频器的使用,简化了结构。设 AD 转换器 1、2 的采样率为 s_{sp} ,外光路测量时,信号 $S_{m_1}(t)''$ 经 AD 转换 2 后,采样序列记为 $S_{m_1}[k]''$,设 $Nf_{IN} = f_0$,则:

$$S_{m_1}[k]'' = V_{VCO_1} \sin(2\pi f_0 k T_{sp} + N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1}), \quad (7)$$

其中, k 为非负整数, $T_{sp} = 1/f_{sp}$ 。将式(9)分别与如下两个正交序列相乘:

$$R_I(k) = \sin(2\pi\eta k), \quad (8)$$

$$R_Q(k) = \cos(2\pi\eta k), \quad (9)$$

乘积结果记为 $M_I(k)$ 、 $M_Q(k)$,其中, η 为欠采样系数,即信号频率与采样频率之比。

$$\eta = \frac{f_0}{f_{sp}} = f_0 \cdot T_{sp} = \xi + \frac{1}{4}, \quad (10)$$

ξ 为非负整数,则 $R_I(k)$ 、 $R_Q(k)$ 的值为 1, 0, -1 和 0。则:

$$M_I(k) = [V_{VCO_1} \cdot \sin(2\pi f_0 k T_{sp} + N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1})] \cdot \sin(2\pi\eta k), \quad (11)$$

$$M_Q(k) = [V_{VCO_1} \cdot \sin(2\pi f_0 k T_{sp} + N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1})] \cdot \cos(2\pi\eta k), \quad (12)$$

由式(11)和(12)整理可得:

$$M_I(k) = \frac{V_{VCO_1}}{2} \cdot [\cos(N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1}) - \cos(k\pi) \cos(N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1})], \quad (13)$$

$$M_Q(k) = \frac{V_{VCO_1}}{2} \cdot [\sin(N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1}) + \cos(k\pi) \sin(N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1})], \quad (14)$$

由式(13)和(14)可以看出,当信号频率 f_0 是采样频率 f_{sp} 的 η 倍,不管 ξ 为何值, $M_I(k)$ 、 $M_Q(k)$ 的值均不变,频率为 f_0 的信号可以以频率为 f_0/η 经 AD 转换器采样并保持信号的原有信息。对于不同的调制频率的信号,可以通过合理选择 ξ 的值对其进行采样。为了达到保证测量范围的同时保证测量精度的目的,可以在同一系统中采用多种调制频率, k 即实现了多频调制。式(13)和

(14)中,取任意 4 个连续整数再相加,可得相位差为:

$$N(\Delta\varphi + \Delta\varphi_{e_1}) = \arctan\left(\frac{\sum_k^{k+4} M_Q(k)}{\sum_k^{k+4} M_I(k)}\right), \quad (15)$$

所得结果限制在 $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$ 范围内,根据 $M_I(k)$ 、 $M_Q(k)$ 的符号扩展至 $(0, 2\pi)$ 范围内^[10]。同理,求出式(2)中的 $N\Delta\varphi + N\Delta\varphi_{e_1}$ 、式(3)中的 $\Delta\varphi_{e_2}$ 和式(4) $N\Delta\varphi_{e_2}$,根据式(5)、(6)求出 $\Delta\varphi_{\text{measure}}$ 。在同一系统中,设高频 f_1 对应的不模糊距离和测距精度为 NAR_{f_1} 和 δd_{f_1} ,低频 f_0 对应的不模糊距离和测距精度为 NAR_{f_0} 和 δd_{f_0} 。使用低频测尺 f_0 测量被测距离 D ,则被测距离 D 在 $E[D/\delta D_{f_0}] \cdot \delta d_{f_0}$ (记为 D_{f_0}) 和 $E[D/\delta d_{f_0}] \cdot \delta d_{f_0} + \delta d_{f_0}$ 之间 ($E[\]$ 表示对 $[\]$ 中内容取整);使用高频测尺 f_1 测量被测距离 D 时,距离 D 上以 NAR_{f_1} 重复了 $[D/\text{NAR}_{f_1}]$ 次之后,剩余的距离 D_{f_1} 为:

$$D_{f_1} = E\left[\frac{D - E[D/\text{NAR}_{f_1}] \cdot \text{NAR}_{f_1}}{\delta d_{f_1}}\right] \cdot \delta d_{f_1}, \quad (16)$$

则被测距离 D 为:

$$D = E\left[\frac{D_{f_0}}{\text{NAR}_{f_1}}\right] \cdot \text{NAR}_{f_1} + D_{f_1}, \quad (17)$$

在该系统中,实现了相位差的放大测量,在不增加测量时间的同时,将测量精度提高了 $1/N$ 倍;基于欠采样原理,可在同一个系统中实现多频调制,省略了混频器等模拟器件的使用,扩大了系统的动态范围,简化了系统结构。

2.2 减小与入射光强度相关的相位延迟

在激光测距中,雪崩光电二极管(APD)以高增益、高灵敏度和响应速度快等特点成为相位法激光测距中的首选信号探测器件。但其输出相位延迟随着入射光强的变化而变化,且该相位延迟不能使用通常的外差法测量消除,为了提高测量精度,必须采取一定措施,减小该相位延迟。

2.2.1 相位延迟现象

本文使用德国 Silicon Sensor 公司的 AD230-8APD,其 3 dB 截止频率为 2 GHz,最大倍增增益 >200 ,最佳倍增增益为 50~60。使用如下装置测量其相位延迟与入射光强的关系。

该装置中, APD_1 和 APD_2 正常工作所需高压由放大器 PA92 提供。DA 转换器的位数为

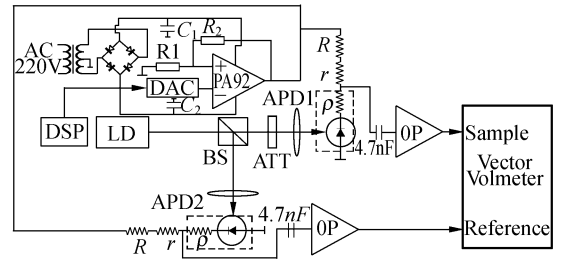


图 2 相位延迟测量装置

Fig. 2 Implementation of detecting intensity dependent phase delay

N ,输出参考电压记为 V_R ,则输出电压 V_o 为 $(1 + R_2/R_1) \cdot V_R$,分辨力为 $(1 + R_2/R_1)/2^N$ 。调制频率为 18.5 MHz 的半导体激光器发射光经准直、整形后经分光镜 BS,透射光入射至 APD_1 上,该光强通过减光板 ATT 调节,在 $0.5 \sim 50 \mu\text{W}$ 变化,该通道作为测量通道;反射光至 APD_2 上,光强保持恒定为 $50 \mu\text{W}$,该通道作为参考通道。随着 APD_1 上入射光强的变化,两个通道信号的相位由矢量电压计 (fluke PM6680B,分辨力 0.01°) 测量。该装置采用外差法,消除了半导体激光器因电流调制引起的相位延迟,矢量电压计测量所得相位差即是由于入射光强不同在 APD 上引起的相位延迟。测得结果如图 3 所示。可见,当调制频率为 18.5 MHz 时,最大的相位延迟达到了 1.4° ,由此引起的测距误差为 3.15 cm。

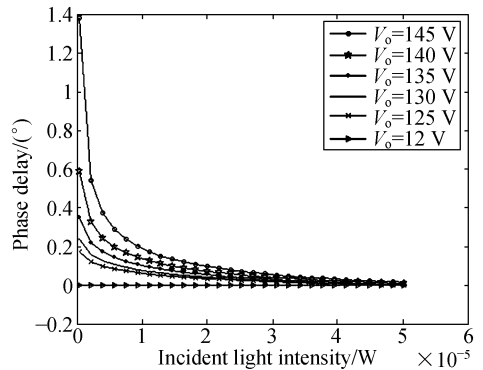


图 3 不同偏压下光强和相位延迟关系

Fig. 3 Relationship of incident light intensity and phase delay at different bias voltages

2.2.2 入射光强和倍增因子的关系

APD 的带宽与倍增因子 M 之积是常数^[11]。将其看做单极点系统,若 APD 的 -3 dB 截止频

率为 f_c , 则:

$$f_c M = K, \quad (18)$$

其中, K 为常数。当强度调制的入射光调制频率为 f_m 时, 经 APD 后电信号的相位延迟 $\Delta\varphi_d$ 为:

$$\Delta\varphi_d = \arctan \frac{f_m}{f_c} = \arctan f_m M / K, \quad (19)$$

可见, 相位延迟和倍增因子有关, 当倍增因子增大时, 相位延迟增大。倍增因子由下式确定:

$$M(i) = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_H}{V_B}\right)^n}, \quad (20)$$

$$V_H = V_o - (R + r + \rho)i. \quad (21)$$

V_H 为作用于雪崩光电二极管 PN 结上的电压, 对 Si 雪崩光电二极管来说, $n = 1.4 \sim 2.0$; 由图 2, 高压模块输出高压 V_o , R 是限流电阻, r 是交流负载电阻, ρ 是 APD 内阻, i 为经倍增后输出的电流, 则作用在 APD 上的电压 V_H 随着倍增电流的减小而增加, 即随着入射光强的减小而增加; 由式 (20), 式 (21) 知, 当入射光强减小时, 电流 i 减小, 则倍增因子增加, 由式 (19) 知, 相位延迟增加。同样的, 当入射光频率增加时, 相位延迟增加。

某一强度的光入射至 APD 上, 设其工作于非倍增模式下电流为 I , 则:

$$i = MI, \quad (22)$$

当 $V_o = 12 \text{ V}$ 时 APD 工作于非倍增模式, 此时输出电流定义为。在图 2 的基础上, 用数字电压计测量 APD₁ 的输出电流 i , 根据实验结果, 在加不同的反向偏压时, 倍增因子随入射光强的变化如图 4 所示:

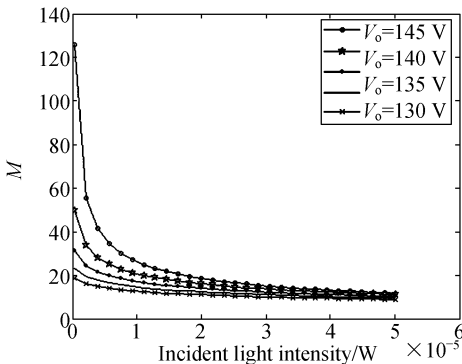


图 4 不同偏压下光强和倍增因子 M 的关系

Fig. 4 Relationship of incident light intensity and M at different bias voltages

由图 4 可知, 随着入射光强的增加, 倍增因子趋于定值 (在此, $M \doteq 15$)。在一定的反向偏压下, 入射光强越小, 倍增因子增加; 而减小反向偏压, 可使倍增因子减小以趋于定值。而 M 保持定值时, 根据式 (19) 很容易得到相位值。由此可知, 对光强引起的相位延迟进行补偿的基本思想是调整高压模块的输出偏压, 使雪崩光电二极管的倍增因子保持定值; 若在实际应用中, 高压输出模块的电压不便调整, 可在已知图 3、图 4 特性的基础上, 利用式 (18) 计算 K 值, 计算 APD 随 M 变化的 f_c , 再由式 (19) 计算相位延迟以便进行补偿。本系统采用了前者来对相位延迟进行补偿, 同时, 调整减光板, 使光强在 $0.5 \sim 50 \mu\text{W}$ 变化, 每变化时调整反向偏压补偿相位延迟, 补偿后结果如图 5:

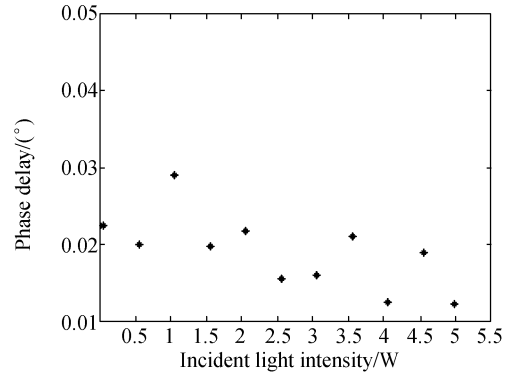


图 5 调整反向偏压以补偿相位延迟测量结果

Fig. 5 Phase delay after compensating by adjusting bias voltage

由图 5 可知, 经补偿后, 在 $0.5 \sim 50 \mu\text{W}$, 当调制频率为 18.5 MHz 时, 由光强引起的相位延迟误差 $< 0.03^\circ$ 。

2.3 串扰引起的相位测量误差

在激光测距系统中, 由于发射信号和接收信号频率相同, 不可避免地产生串扰误差。设调制信号为 V_m , 调制频率为 f_m , 调制源的泄露信号为 V_1 , 经 APD 转换后的电信号为 V_e 。当串扰发生时, V_1 和 V_e 矢量叠加后为测量所得信号 V_{mea} 。信号及其相位关系如图 6 所示:

$$\overline{V_m} = V_m \sin(2\pi f_m t), \quad (23)$$

$$\overline{V_e} = V_e \sin(2\pi f_m t + \alpha), \quad (24)$$

$$\overline{V_1} = V_1 \sin(2\pi f_m t + \varphi), \quad (25)$$

$$\overline{V_{\text{mea}}} = V_{\text{mea}} \sin(2\pi f_m t + \beta), \quad (26)$$

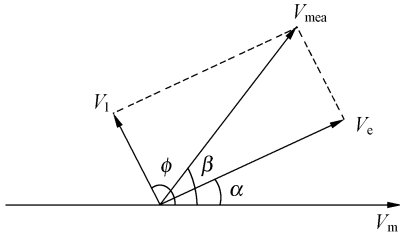


图 6 调制信号、泄露信号、测量信号和 APD 输出电信号之间的关系

Fig. 6 Relationships among modulation signal, leakage signal, measured signal and electrical signal of APD

则由串扰引起的相位差为 $\beta - \alpha$, 则由此引起的相位测量误差记为 $\Delta\varphi_c$:

$$\Delta\varphi_c = \beta - \alpha = -\arctan \frac{\sin(\varphi - \alpha)}{\left(\frac{V_c}{V_1} + \cos(\varphi - \alpha)\right)}, \quad (27)$$

当 $\varphi - \alpha = 90^\circ$ 时, $\Delta\varphi_c$ 最大:

$$\tan(\beta - \alpha) = -\frac{V_1}{V_c}. \quad (28)$$

由式(27)可知,若要求相位测量精度为 0.05° , 则需 $V_c/V_1 > 61.18$ dB, 因接收端泄露信号淹没在噪声中, 则系统所需信噪比至少为 62 dB.

对于有合作目标的激光测距仪, 返回光信号幅度与 $1/D^4$ 成正比 (D 是被测距离), 在调制频率和被测距离一定的情况下, 泄露信号的幅度和相位是常数且泄露信号的幅度与调制频率成正比。设调制频率为 f_0 , 给定距离为 d , 若 \bar{V}_c 、 \bar{V}_1 的幅度、相位为已知参数, 则对被测距离 D , 由串扰引起的测距误差 δd 为:

$$\delta d = -\frac{c}{4\pi f_0} \cdot \arctan \left[\frac{\sin\left[(\varphi - \alpha) - \frac{4\pi f_0}{c}(D - d)\right]}{\left\{\frac{V_c}{V_1} \left(\frac{d}{D}\right)^4 + \cos\left[(\varphi - \alpha) - \frac{4\pi f_0}{c}(D - d)\right]\right\}} \right]. \quad (29)$$

在 $f_0 = 18.5$ MHz、 $d = 20$ m、 $\varphi - \alpha = 90^\circ$ 且 $V_c/V_1 = 40$ 条件下, 串扰引起的测相误差与调制频率的关系如图 7 所示。由图可见, 随着调制频率和被测距离的增加, 由串扰引起的相位测量误差幅值增加, 相应的测距误差幅值也增加。在该串扰模型中, 若已知距离 d 和调制频率 f_0 下的 V_c/V_1 值及二者相位夹角, 便可得到任何被测距离 D 上调

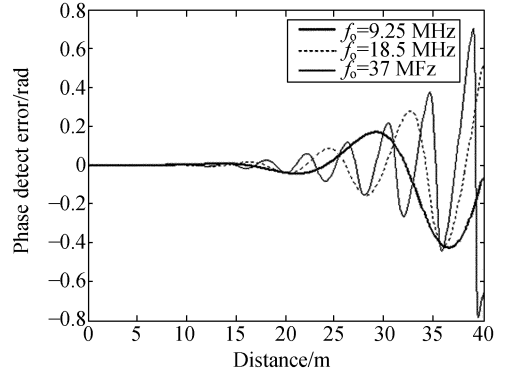


图 7 不同调制频率时串扰对相位差测量影响

Fig. 7 Influence of crosstalk on phase detection at different modulation frequencies

制频率为 f 时由串扰引起的测距误差, 对于相位法激光测距精度以及所需信噪比的估算具有一定的参考价值。

3 实验结果

在激光发射模块中, 取粗尺调制频率 $f_L = 185$ kHz, 精尺调制频率 $f_H = 18.5$ kHz, 激光器发射功率为 3 mW。相位放大测量模块的 PLL 环中, 分频器分频系数 $N = 10$ 。高频调制时, 欠采样系数 η 取 9.25, 低频调制时, 对信号进行直接采样, AD 转换器 1 和 AD 转换器 2 为 18 位 ADC, 采样率为 20 MHz。实验中, 为了精确对系统中相差测量环节的性能进行评价, 进入相位放大模块的信号由高精度的信号发生器 Agilent33220A 给出, 相位分辨率为 0.001° , 设定被测信号频率为 18.5 MHz, 相位在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 以 5° 步进, 在使用不同的屏蔽方式时, 在各个设定相位测量点相应相位放大模块测量误差为 δ_i , 则 $\sigma_{N\Delta\varphi}^2 = \frac{1}{n} (n = 37)$, 结果如表 1 所示:

表 1 不同屏蔽措施时, 串扰对相位差测量的影响

Tab. 1 Phase shift variance at different electrostatic screens

屏蔽方法	$\sigma_{N\Delta\varphi}^2$
无屏蔽	10.18
单层静电屏蔽	9.32
双层静电屏蔽	1.75
三层静电屏蔽	0.84
完全静电屏蔽	0.08
完全静电屏蔽+电源耦合	0.02

可见在进行良好的静电屏蔽后相位测量精度为 $\sqrt{\sigma_{N\Delta\varphi}^2}/N=0.014^\circ$, 可达到的测距精度为 $\frac{c}{2f} \cdot \frac{\delta\Delta\varphi}{2\pi} = 0.3 \text{ mm}$ 。

为了消除高频弱光经过 APD 产生的相位延迟, 本文采取调整加在 APD 上的反向偏压的方法, APD 最佳偏压 $V_{\text{opt}}=145.00 \text{ V}$ 。高压调整模块中, 若 DA 转换器为 18 位, 其参考电压 $U=4.096 \text{ V}$, PA92 输出电压为 $0\sim 160 \text{ V}$, 分辨力为 0.6 mV , 满足高压调整的需要, 当入射至 APD 的光强 $< 0.5 \mu\text{W}$ 时, 采用该偏压调整模块, 可将相位延迟压缩至 0.03° 之内。

4 结 论

本文以提高相位法激光测距的速度和精度为目标, 设计了一种新的相位放大测量模块, 在不

增加测量时间的同时使测量精度提高 $1/N$ 倍, 并结合欠采样技术, 在同一系统实现了多频调制, 避免了混频器及其他模拟器件的使用, 简化了系统结构并减少了信号串扰对测距精度的影响; 通过灵活控制 APD 上的反向偏压, 减小高频弱光经过 APD 的相位延迟, 对于调制频率为 18.5 MHz , 波长为 650 nm 的激光, 当入射光强度为 $0.5\sim 50 \mu\text{W}$ 时, 可将相位延迟从 1.4° 压缩到 0.03° ; 建立了信号串扰产生测相误差的数学模型, 通过该模型, 可定量估计相位法激光测距系统达到某一测量精度所需信噪比。此外, 通过试验给出了采取不同屏蔽措施时串扰对测相误差的影响。采用上述方法, 当调制频率为 18.5 MHz 时, 该相位放大测量模块测相精度为 0.014° , 相应测距精度可达 0.3 mm 。

参考文献:

- [1] MARKUS-CHRISTAIN A, THIERRY B, MARC L, *et al.*. Laser ranging: a critical review of usual techniques for distance measurement[J]. *Optical Engineering*, 2001, 40(1): 10-19.
- [2] 刘万里, 曲兴华, 欧阳健飞, 等. 激光跟踪测量系统角度子动校正装置设计[J]. *光学精密工程*, 2008, 16(9): 1695-1700.
LIU W L, QU X H, OUYANG J F, *et al.*. Design of angular automatic calibration mechanism for laser tracker system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 16(9): 1695-1700. (in Chinese)
- [3] 李松, 周辉, 石岩, 等. 激光测高仪的回波信号理论模型[J]. *光学精密工程*, 2007, 15(1): 33-39.
LI S, ZHOU H, SHI Y, *et al.*. Theoretical model for return signal of laser altimeter[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(1): 33-39. (in Chinese)
- [4] POUJOULY S, JOURNET B. A twofold modulation frequency laser range finder[J]. *J. Opt. A, Pure Appl. Opt.*, 2002(4): 356-363.
- [5] 节得刚, 刘延杰, 孙立宁, 等. 基于双光栅尺的高速高精度位移测量方法[J]. *光学精密工程*, 2007, 15(7): 1077-1083.
JIE D G, LIU Y J, SUN L N, *et al.*. A high speed and high precision displacement measurement method using double grating scales[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(7): 1077-1083.
- [6] YOKOYAMA S, OKAMOTO A, ARAKI T, *et al.*. Examination to eliminate undesirable phase delay of an avalanche photodiode(APD) for intensity-modulated light[J]. *Rev. Sci. Instrum.*, 1995, 66(11): 5331-5336.
- [7] YOKOYAMA S, SUZUKI N, ARAKI T. Correction of intensity-dependent phase delay in avalanche photodiodes for high-frequency modulation light [J]. *Rev. Sci. Instrum.*, 1995, 66(8): 4391-4392.
- [8] NEJAD S M, FAIHI K. A new design of laser phase-shift range finder independent of environmental conditions and thermal drift[C]. *Proceedings of the 9th Joint Conference on Information Sciences, JCIS 2006*, 2006: PNC-38.
- [9] LESURE M, BOSCH T, DZIADOWIEC A. An electro-optical frequency doubling method to remove electrical noise in laser rangefinders [J]. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 1991, 40: 1046-1047.
- [10] 潘明海, 刘芬, 邱建红. 带通信号的数字正交采样及信号处理[J]. *燕山大学学报*, 2003, 27(3): 272-274.
PAN M H, LIU F, DI J H. Digital quadrature sampling and processing of bandpass signal[J].

Journal of Yanshan University, 2003, 27(3): 272-274. (in chinese)

sign considerations for high-speed, low noise avalanche photodiodes[J]. *SPIE*, 2001, 4594: 1-8.

[11] NG B K, NG J S, HAMBLETON P J, *et al.*. De-

作者简介:



贾方秀(1981—),女,河南商丘人,博士研究生,主要从事激光测距、光学系统设计、温度控制等方面的研究。E-mail: jiafangxiu@gmail.com



袁峰(1963—),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士生导师,研究方向为光电检测技术及精密几何参数测量技术等。E-mail: yuanf@hit.edu.cn



丁振良(1942—),男,黑龙江哈尔滨人,教授,研究方向为自动化测试与精密测量、传感器与传感系统等。E-mail: dingzh@hit.edu.cn

● 下期预告

星载高光谱成像仪光学系统的选择与设计

郑玉权¹, 王 慧²

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130031; 2. 空军航空大学, 吉林 长春 130022)

对比国内外星载高光谱成像仪采用的光学系统,针对宽波段、小型化的星载高光谱成像仪,选定合适的光学系统结构,并给出设计结果。首先对几台典型的星载高光谱成像仪所采用的光学系统结构进行了分析,进而阐述了棱镜色散、光栅色散、傅里叶变换 3 种主流高光谱成像仪分光方式的结构原理和优缺点,根据高光谱成像仪的研究目标,选定了一个全反射式光学系统,该系统由离轴非球面三反射镜望远成像系统和两个 Offner 凸光栅光谱成像系统组成,通过改变两个光谱成像系统的变倍比来实现两种探测器的匹配,文中给出了该系统的详细设计结果。设计结果表明:光学系统 128 个谱段的调制传递函数均达到 0.6 以上,畸变 $<0.44\%$,谱线弯曲 $<0.03\%$ 。选定的全反射式光学系统满足小型化星载高光谱成像仪的技术要求,有效降低仪器的体积和重量。通过加大光学系统的相对孔径可弥补光栅衍射效率低的缺点。