

高频共振预探测多脉冲激光测距方法

黄民双 马鹏 刘晓晨

Multi-pulse laser ranging method for pre-detection with high frequency resonance

Huang Min-Shuang Ma Peng Liu Xiao-Chen

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 67, 074202 (2018) DOI: 10.7498/aps.67.20172079

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.67.20172079>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2018/V67/I7>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[近距离激光外差探测光学极限位移分辨率](#)

Short-range optical limited displacement resolution in laser heterodyne detection system

物理学报.2017, 66(23): 234208 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.234208>

[跨尺度亚纳米分辨的可溯源外差干涉仪](#)

Traceable trans-scale heterodyne interferometer with subnanometer resolution

物理学报.2017, 66(6): 060601 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.060601>

[激光光源线宽对外差探测性能的影响](#)

Effect of laser linewidth on the performance of heterodyne detection

物理学报.2016, 65(8): 084206 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.084206>

[高分辨率调频连续波激光绝对测距研究](#)

Absolute distance measurement by high resolution frequency modulated continuous wave laser

物理学报.2014, 63(18): 184209 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.184209>

[阵列型微波黑体的发射率分析](#)

Emissivity study of the array shaped blackbody in the microwave band

物理学报.2012, 61(16): 164211 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.61.164211>

高频共振预探测多脉冲激光测距方法*

黄民双^{1)†} 马鹏¹⁾²⁾ 刘晓晨¹⁾²⁾

1)(北京石油化工学院, 光机电装备技术北京市重点实验室, 北京 102617)

2)(北京化工大学机电工程学院, 北京 100029)

(2017年9月20日收到; 2018年1月16日收到修改稿)

在无合作目标激光测距中, 提出了一种高频共振预探测和多脉冲相关处理对远目标距离进行高精度测量的技术方案. 脉冲回波光电流信号经高频共振预探测电路进行放大滤波处理并转换为包含高精度定时特征点的高信噪比的双极性衰减振荡脉冲信号; 之后利用多脉冲相关处理构造出的新脉冲函数进一步改善其信噪比. 理论计算结果表明: 最小可探测光脉冲电流仅为 17 nA, 与直接探测脉冲方法相比信噪比可提高 60 倍; 在回波光电流脉冲峰值 1 : 10000 的动态范围内, 走离误差小于 0.1 ps. 根据此原理研制出了脉冲激光测距仪, 仪器在激光发射平均功率约为 1 mW 时, 无合作目标测程大于 2000 m, 在 1.5—300 m 范围内测距精度达到 $\pm(3 \text{ mm} + 2 \text{ ppm})$, 远目标测距精度为 $\pm(10 \text{ mm} + 10 \text{ ppm})$. 该测距仪系统已用于全站仪产品中.

关键词: 脉冲激光测距, 高频共振预探测, 最小可探测光脉冲电流, 多脉冲相关处理

PACS: 42.79.Qx, 06.20.Dk, 42.62.-b

DOI: 10.7498/aps.67.20172079

1 引言

无合作目标脉冲激光测距具有非常广泛的应用前景, 例如移动物体速度控制^[1]、三维形貌测量^[2]、三维物体扫描^[3]、机器人导航^[4]、大地测量等^[5]. 脉冲激光测距是基于脉冲飞行时间^[6,7] (pulsed time-of-flight, TOF) 测量原理, 通过测量从脉冲发射经过目标漫反射后再返回到光电探测器的这段飞行时间来计算出距离. 目前发射激光脉冲大多采用半导体激光二极管 (laser diode, LD), 因为 LD 价格便宜、工作稳定可靠, 是目前激光测距仪中的首选器件. 但是测距技术指标受到 LD 性能参数的限制, 目前生产的 LD 脉冲激光器的峰值功率为 10—30 W, 最小脉冲宽度约为 3—5 ns, 测程通常为几十米、单发精度为厘米级的水平^[8,9].

测程是指保证一定测距精度的最大可探测距离, 因此若要求提高测距精度就会降低测程. 现有的激光脉冲测距基本上都是采用直接探测脉冲

基础上的前沿定时方法, 为了消除和减小走离误差 (walk error)^[10-12], 要求接收通道的带宽必须足够宽, 一般都在 100 MHz 以上^[10,13], 甚至达到 2.5 GHz^[14], 带宽越宽走离误差越小, 这意味着噪声同样经过宽带放大器进行放大, 导致信噪比 (SNR) 低而影响测程, 目前已报道的文献中最小可探测光脉冲电流幅值大于 1 μA ^[13,15,16], 对应的测程为数十米. 为了提高测程, 文献^[17, 18]提出了采用数字相关检测等方法来提高信噪比, 但只给出了仿真结果. 当目标距离更远时, 光脉冲电流幅值将变得更加微弱, 而电路或背景的噪声幅值和频谱是基本不变的, 使得信号相对于噪声来说极其微弱, 受模数转换器 (A/D) 转换器位数 (分辨率) 的限制, 这个微弱脉冲信号不能保证被高速 A/D 采集到, 因此采用数字相关等现代微弱信号检测方法来提高测程的能力是有限的.

影响测距精度的一个主要因素是定时误差, 包括定时抖动 (timing jitter) 和走离误差. 定时抖动是由于噪声等原因造成的定时点处单次距离测量

* 国家自然科学基金 (批准号: 51505035) 和北京市科技计划课题重点项目 (批准号: Z171100000817008) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: huangminshuang@bipt.edu.cn

的随机误差, 这项误差会造成时间检测分辨率的恶化, 它可以通过增加脉冲信号定时点附近的斜率来减小. 走离误差是由光电流脉冲幅值变化造成的, 光电流脉冲振幅是目标距离(脉冲振幅与距离的平方成反比)和目标反射率(0.1—1)的函数, 并且激光发射脉冲振幅有10%—20%随机变化, 因此对于不同的目标, 其回波脉冲振幅变化范围是很大的, 通常可以达到1:10000^[6,8,9]. 为了减小前沿定时法^[19]存在的走离误差, 可以通过测量脉冲峰值、上升率或脉宽进行补偿, 其单发精度可以达到厘米级; 利用恒比定时法^[20]也能消除大部分走离误差. 近年提出的共振定时法^[15]是一种在接收通道的输入端生成定时点的过零定时探测方法, 可以扩大光电流脉冲幅值变化动态范围, 并减小走离误差, 仅存在定时比较器引起的超越走离误差. 但上述方法均属于直接探测脉冲的方法, 要求接收通道有很宽的频带宽度和非常高的脉冲峰值测量精度, 且量程只能达到几十米.

为此, 本文研究一种采用硬件电路对光脉冲电流进行预探测的方法, 在此基础上再利用发射多脉冲进行数字相关处理构造一个新的脉冲函数, 以同时实现毫米级高精度和千米以上远目标距离的测量.

2 高频共振预探测方法

2.1 理论模型

高频共振预探测多脉冲激光测距的接收通道设计方案如图1所示. 光电探测器(APD)将激光脉冲回波信号转换为光电流脉冲信号*i(t)*, 激励高频共振预探测电路后, 产生高频衰减振荡的双极性脉冲*u(t)*, 经过多脉冲数字相关处理构造出一个幅值固定的离散脉冲函数*A(k)*, 然后经过函数拟合和平滑处理得到新脉冲函数*y(t)*, 最终提取出*y(t)*的过零时刻点作为定时特征点*P*.

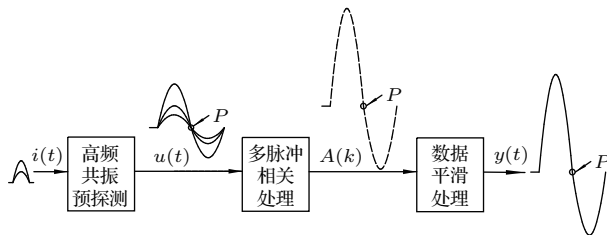


图1 接收通道信号处理示意图

Fig. 1. The Schematic of receive channel signal processing.

高频共振预探测的基本思路是采用硬件电路的方法将光脉冲电流激励高频振荡器产生共振, 实现对光电流脉冲的放大滤波和脉冲波形变换, 以提取定时特征点*P*. 为了理解这种方法, 下面用二阶滤波器来说明. 假设拉氏变换的数学模型为

$$G(s) = \frac{K \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}, \quad (1)$$

式中, *K*为滤波器的放大倍数; *Q*为滤波器的品质因数, 与阻尼比 ξ 成反比, 即 $Q = 1/(2\xi)$; 而 $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 为滤波器的中心频率, 即共振频率.

在欠阻尼条件下, 即当 $0 < \xi < 1$ 时, (1)式的冲击响应为

$$h(t) = \frac{-K\omega_0}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_0 t} \cdot \sin(\omega_d t - \phi) \quad (t \geq 0), \quad (2)$$

这里 $\omega_d = \omega_0\sqrt{1-\xi^2}$ 为衰减振荡角频率; $\phi = \arctan(\sqrt{1-\xi^2}/\xi)$.

设光脉冲电流信号*i(t) = A_ie^{-(t/τ_i)²}*为高斯脉冲, 如图2所示. 其中: *A_i*是信号幅度, τ_i 为时间常数. 其拉氏变换函数为

$$I(s) = \sqrt{\pi} A_i \tau_i e^{-\frac{(\tau_i s)^2}{4}}. \quad (3)$$

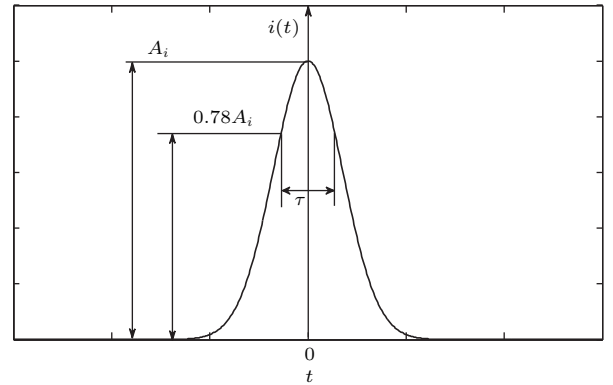


图2 光脉冲电流波形

Fig. 2. Gaussian laser pulse waveform.

很显然, (3)式得到的波形也是高斯脉冲形状, 由计算可知, 脉冲能量的90%处于带宽为 $\Delta f = 0.27/\tau_i$ 中. 在实际的半导体激光(LD)脉冲测距仪中, 考虑到LD及驱动电路上升时间等因素的限制, 一般取LD发射激光的半高宽为10 ns, 可以计算出 $\Delta f \approx 45$ MHz, 若选取滤波器的中心频率在这个频带范围之内, 例如取 $f_0 = 30$ MHz, 则在该回波光脉冲电流的激励下将引起二阶滤波器产生谐振.

输出信号 $u(t)$ 是输入光脉冲电流信号 $i(t)$ 与二阶滤波器冲击响应 $h(t)$ 的卷积, 即

$$u(t) = \int_0^{+\infty} i(\tau) \left(\frac{-K\omega_0}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_0(t-\tau)} \times \sin(\omega_d(t-\tau) - \varphi) \right) d\tau. \quad (4)$$

光脉冲电流激励二阶滤波器产生高频共振需要满足以下条件: 第一, 满足欠阻尼条件, 即满足 $0 < \xi < 1$, 以保证二阶滤波器产生自由衰减振荡; 第二, 满足频率条件, 只有光脉冲电流 $i(t)$ 中落在以滤波器中心频率 ω_0 、品质因素 Q 确定的带宽范围内的那些频率分量才有贡献, 等效于滤波器起着选频放大的作用, 在这个频带内的才能激起系统的共振现象发生, 而频带外的频率分量不起作用; 第三, 满足幅值条件, 对于远目标极其微弱的光脉冲电流信号通过增益系数 K 得到放大, 以达到激励滤波器产生共振的幅值条件. (1) 式所描述的共振探测方法与文献 [15] 中所述的方法是不同的, 文献 [15] 中采用的是无源滤波器, 输入光脉冲电流直接激励滤波器产生共振, 滤波器仅对光脉冲电流波形进行

变换, 其目的是减小走离误差; 而 (1) 式为有源滤波器, 等效于对光脉冲电流同时进行选频放大和变换处理, 其目的不仅是为了减小走离误差的影响, 而且能够减小最小可探测光脉冲电流以提高对远目标的探测能力.

2.2 模拟计算

根据 (4) 式的理论模型, 选取输入光电流脉冲幅值 A_i 分别为 1, 2, 3, 计算出高频预探测模块的输出信号 $u(t)$. 为了便于说明, 这里取参数 $K = 1$, $\xi = 0.2$, $\tau = 5 \times 10^{-9}$ s, $f_0 = 30$ MHz. 通过理论计算出 $u(t)$ 的波形如图 3 所示. 很显然, 输入的光电流脉冲为单极性脉冲 $i(t)$, 输出信号 $u(t)$ 为自由衰减振荡脉冲波形, 即由单极性脉冲转化为双极性脉冲. 由图 3 可以看出, 当输入光脉冲电流幅值发生变化时, 二阶滤波器的输出响应波形过零点均在 P 时刻, 也就是说, 若选取 P 为定时特征点, 则当输入电流脉冲幅值变化时定时特征点 P 不变, 因此高频共振预探测方法能够有效地抑制走离误差的产生.

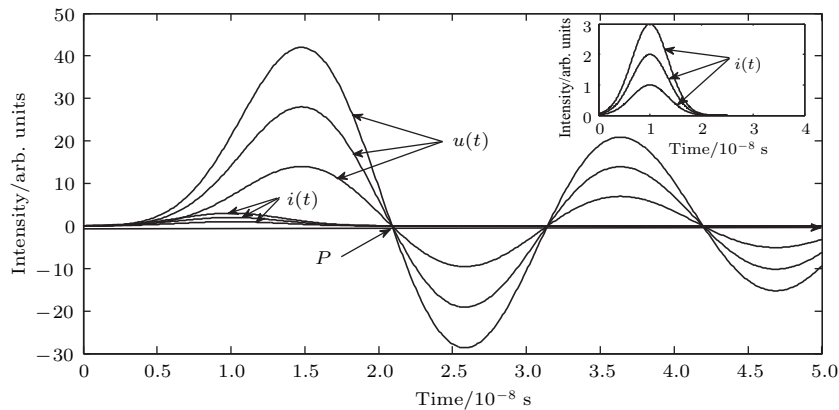


图 3 高斯脉冲激励的高频共振器输出波形

Fig. 3. The output waveform of with Gaussian pulse excitation.

2.3 最小可探测光脉冲电流

为了分析 2.1 节理论模型探测远目标微弱信号的能力, 以图 4 所示的电路噪声模型为例来计算最小可探测光脉冲电流. 为了方便计算, 将高频谐振器等效为 RLC 并联谐振电路, 设参数分别为 R_{res} , L_{res} , C_{res} , 由低噪声的金属氧化物半导体 (MOS) 管对 APD 探测到的微弱光电流脉冲进行放大, 然后激励 RLC 并联谐振电路产生共振, 这个谐振电路的阻抗就是 MOS 电流放大器的负载. 电路的噪声源主要有四个: 1) APD 探测器产生的噪声电流

$I_{APD}^2(f)$, 典型值为 0.3 pA/Hz; 2) APD 偏置电阻 R_s 产生的热噪声电流 $I_s^2(f) = 4\kappa T/R_s$; 3) MOS 管产生的热噪声电流 $I_{mos}^2(f) = 4\kappa T\gamma g_m$, 这里 g_m 是 MOSFET 的跨导, γ 的典型值为 1/2; 4) 高频振荡器电阻 R_{res} 产生的热噪声电流 $I_{res}^2(f) = 4\kappa T/R_{res}$. 上述噪声电流在 MOS 管的漏级节点处是并联叠加的, 且输出噪声功率与谐振器带宽 B_n 有关:

$$V_{nout}^2(f) = 4\kappa T \left(\frac{I_{APD}^2(f)g_m^2R_s^2}{4\kappa T} + g_m^2R_s + \frac{1}{R_{res}} + \gamma g_m \right) Z_{res}^2 B_n, \quad (5)$$

这里 $B_n = 1/(4R_{res}C_{res})$ 谐振器噪声带宽^[11]; $Z_{res} = R_{res} // L_{res} // C_{res}$, $\kappa = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为玻尔兹曼常数; T 为热力学常数. 脉冲激光测距的信噪比定义为脉冲峰值除以噪声的均方根, 由 (4) 式和 (5) 式可求出二阶滤波器输出端信噪比:

$$SNR = \frac{u_{peak}}{\sqrt{V_{nout}^2(f)}}, \quad (6)$$

式中 u_{peak} 为由 (4) 式计算出的脉冲峰值.

可以推导出最小可探测光电流为:

$$i_{min} = \frac{SNR_{min} \sqrt{V_{nout}^2(f)}}{g_m Z_{res} R_s}. \quad (7)$$

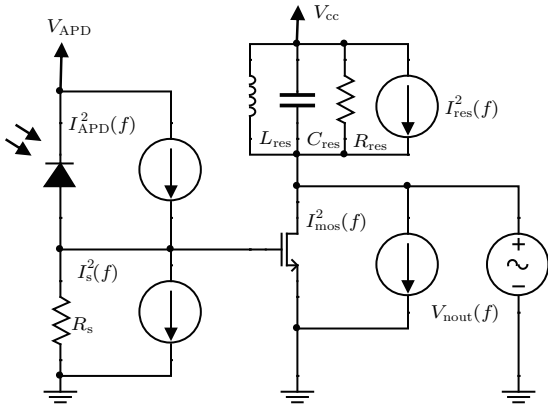


图 4 电路噪声计算模型

Fig. 4. Circuit noise calculation model.

选取表 1 所示的电路参数, 计算出噪声带宽 $B_n = 2.5$ MHz, 与现有的脉冲激光测距仪中接收通道几百 MHz 到数 GHz 的带宽^[14] 相比, 二阶滤波器相当于一个窄带滤波器. 通过 (7) 式可以计算出最小可探测光脉冲幅值电流约为 16.6 nA, 比目前所报道^[16] 的结果 1 μ A 低 60 倍, 说明采用本方法可以有效提高光脉冲电流信号的探测能力, 由测距方程可知, 探测光电流与距离的平方成反比, 说明上述探测方案与现有方法相比可以提高 7.7 倍测程.

表 1 电路噪声计算用参数表

Table 1. Circuit noise calculation parameters table.

Parameter	Symbol	Value	Unit
MOSFET transconductance	g_m	20	mA/V
Oscillator equivalent resistance	R_{res}	83	k Ω
Oscillator equivalent capacitance	C_{res}	1.2	pF
APD bias resistance	R_s	15	k Ω
Minimum SNR	SNR_{min}	10	dB

2.4 前置放大电路对定时精度的影响

前置放大器的设计对整个接收器通道的性能非常重要, 在本设计中使用 COMS 前置放大器, 因为它具有宽带和低噪声的特点. 在激光测距中, 为了最大限度地接收到光信号, 需要使用有效接收面积较大的光电探测器件, 使得输入电容很大 ($C_d = 2$ pF), 将影响到前置放大器的性能, 导致接收通道传递函数增加了一个主极点, 可以表示为

$$Z(s) = 1/(1 + R_s C_i s), \quad (8)$$

其中 C_i 为光电探测器的结电容和 COMS 管输入电容之和. 对于不同的输入光电流脉冲上升时间, 电路带宽和输入电容是基本不变的, 因此预期的输入光电流脉冲幅值变化对定时时刻 P 影响不大. 经过模拟计算表明, 在输入光电流脉冲幅值从 1 nA 变化到 100 μ A 时, 产生的走离误差不超过 0.1 ps, 对测距精度影响可以忽略.

2.5 激光发射脉冲宽度的确定

当高频共振探测电路参数确定后, 需要选择合适的激光发射脉冲宽度, 以获得最佳的双极性脉冲波形. 图 5 为激光脉宽对脉冲成形的影响, 其中

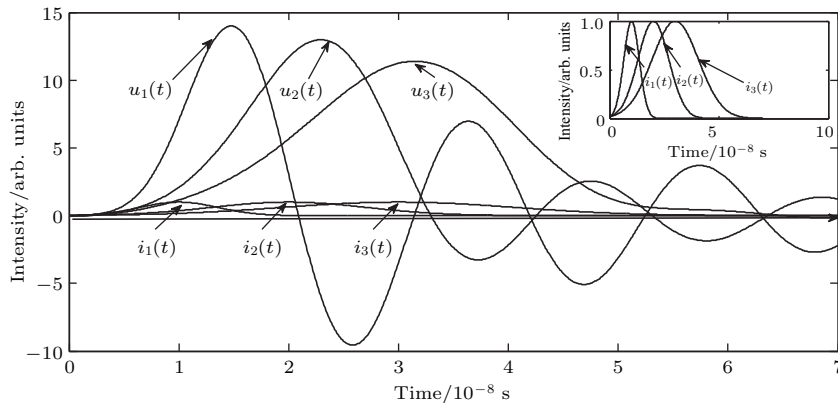


图 5 激光脉宽对脉冲成形的影响

Fig. 5. The influence of laser pulse width on pulse shaping.

$i_1(t), i_2(t), i_3(t)$ 为输入脉冲光电流; 脉宽 τ_i 分别为 5, 10, 15 ns, 对应的输出信号波形分别为 $u_1(t), u_2(t), u_3(t)$. 可以看出: 成形后的双极性脉冲波形 $u(t)$ 的频率和振幅依赖于激光脉冲宽度 τ_i . 在光电流脉冲幅值相同的条件下, 减小脉宽 τ_i 有利于提高 $u(t)$ 幅值, 但脉宽的减小受到 LD 器件的限制; 而脉宽 τ_i 增加时, 衰减振荡程度减弱, 从而影响到定时点 P 的估算精度甚至无法获得定时特征点. 从图中还可看出激光脉冲宽度对振荡波形的第一个过零时刻点的影响, 因为二阶滤波器的输出响应包括强制响应分量和固有响应分量两部分, 当脉宽 τ_i 较大时, 输入光脉冲电流幅值的变化会通过强制响应分量使得第一过零时刻点发生变化, 产生走离误差. 为此要求强制响应分量的衰减系数要大于固有响应分量衰减系数, 也就是说, 在设计时尽量减小脉冲宽度 τ_i , 以保证成形的双极性脉冲第一过零点到来前强制响应分量已经衰减掉.

3 新脉冲函数的构建

通过构建新的脉冲函数, 以进一步提高信噪比、减小脉冲随机抖动误差. A/D 采集到的信号是在被测有用信号 $u_S(t)$ 上叠加了噪声 $u_N(t)$ 信号, 即

$$u(t) = u_S(t) + u_N(t). \quad (9)$$

图 6 所示为对 $u(t)$ 进行多脉冲数字相关处理模型. 设脉冲发射的个数为 m , 发射周期为 T (由最大期望测程决定), 采样间隔为 $\Delta t = T/n$, 即在一个周期 T 内采样 n 点, 通过 m 次测量数据构造出一个新的离散脉冲函数:

$$\begin{aligned} A(k) &= \frac{1}{\sqrt{m}} \sum_{i=0}^{m-1} u(t) \delta(t - (iT + k\Delta t)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{m}} \sum_{i=0}^{m-1} u_S(iT + k\Delta t) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{m}} \sum_{i=0}^{m-1} u_N(iT + k\Delta t) \end{aligned} \quad (10)$$

$k = 0, 1, 2, 3, \dots, n - 1,$

其中 K 为采样点数. 设输入到 A/D 中的噪声电压概率密度是一个均值等于零、均方根等于 σ_N 的正态分布, 由于信号和噪声都来自同一个样本集, 因此:

$$A(k) \approx \sqrt{m} \cdot u_S(k\Delta t) + \sigma_N,$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots, n - 1. \quad (11)$$

这表明通过数字相关处理后, 输入输出信噪比改善了 \sqrt{m} . 从 (10) 式可以说明构造出的新脉冲函数具有的特点: 1) 由于噪声的不相关性, 噪声项 $\sum_{i=0}^{m-1} u_N(iT + k\Delta t)$ 接近于 0, 而信号期望值 $\sum_{i=0}^{m-1} u_S(iT + K\Delta t)$ 获得了良好的积累效果, 因此信号被凸现, 噪声被抑制; 2) 由于噪声的随机性, 每次发射的脉冲信号受噪声和介质散射影响畸变不同, 将不同畸变的脉冲信号进行叠加处理, 脉冲畸变因素被抵消掉, 可以构造出待测脉冲的真实波形.

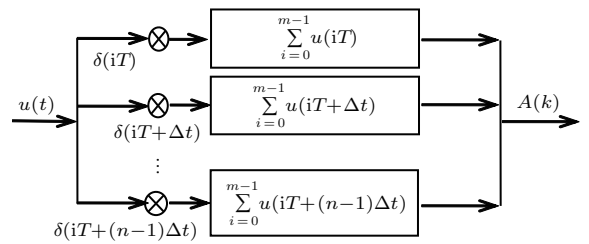


图 6 多脉冲数字相关处理模型

Fig. 6. The multiple-pulse digital cross correlation processing model.

在定时点处的随机误差可以由噪声来定义, 接收通道的噪声、激光脉冲受到目标或介质散射等因素的影响产生的噪声, 会使得脉冲波形发生畸变, 最终导致定时点 P 产生随机误差, 如图 7 所示. 脉冲信号在定时点 P 处变化斜率为 $y'(t_P) = \frac{dy(t)}{dt} |_{t=t_P}$, 则噪声引起的定时抖动误差近似等于 [16]

$$\sigma_t = \frac{\sigma_N}{y'(t_P)}. \quad (12)$$

(12) 式表明定时抖动误差 σ_t 与脉冲信号在 P 点的上升率 $y'(t_P)$ 成反比, 脉冲幅值越大定时抖动误差越小. 由 (11) 式可知, 所构造的新脉冲函数的噪声 σ_N 为定值, 为了保证在目标距离和反射率不同的条件下将定时抖动误差控制在一定的范围内, 令双极性脉冲的最大值 $A_m = \text{constant}$, 也就是说通过调节测量次数 m , 构造出一个幅值 A_m 固定的脉冲函数 $A(k)$, 以保持上升率 $y'(t_P)$ 不变, 从而保证定时抖动误差 σ_t 在一定的范围内.

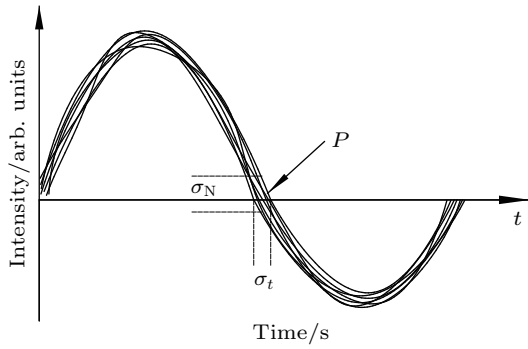


图7 在接收通道输出端的噪声效应

Fig. 7. Effect of noise at output of the receiver channel.

4 实验研究

4.1 实验装置

图8是基于高频共振预探测多脉冲相关处理的脉冲飞行时间激光测距系统原理框图. 由激光发射单元、APD光电探测器、接收通道、A/D转换器和信号处理单元等部分组成.

晶振电路产生 f_{clk} 的高频信号作为基准时钟, 一路作为A/D的采样时钟, 另一路经过分频器 (divider) 分频后控制LD发射激光脉冲, 这样容易实现对激光脉冲发射与A/D采样起始时刻的同步控

制. 在APD接收光路前端设置了一块由马达带动的减光板, 以控制回波激光脉冲峰值在一定范围内. 在接收通道 (receiver) 中, APD探测到的光脉冲电流信号激励有源二阶滤波器产生共振放大, 并成为双极性脉冲波形, 再经过一个宽带电压放大级放大后, 送超高速A/D转换器转换为数字信号, 在数据处理单元 (TOF) 中构造出新的脉冲函数, 并计算出脉冲飞行时间 t , 然后根据空气介质中的光速 c 求出激光发射器到被测目标之间的距离 $d = ct/2$.

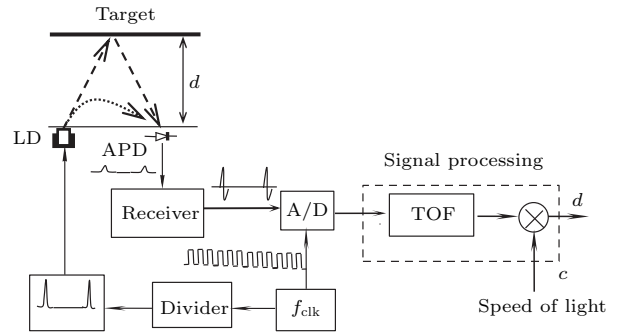


图8 脉冲飞行时间激光测距系统原理图

Fig. 8. The block diagram of pulse laser ranging system.

在脉冲激光测距系统中, 选取几个关键器件参数如表2所列.

表2 关键器件参数
Table 2. Parameters for key components.

Class	Parameter	Symbol	Value	Unit
MOSFET	Reverse transfer capacitance	C_{rss}	0.05	pF
	Power gain	G_{ps}	23	dB
	Noise figure	NF	1.3	dB
LD	Center wavelength	λ_p	870	nm
	Rise time	t_r	2	ns
	Peak power	Φ_{ep}	10	W
	Maximum repetition frequency	f_{rep}	100	kHz
APD	Peak sensitivity wavelength	λ_p	800	nm
	Responsivity @ 800 nm	S	50	A/W
	Active area diameter		500	μm
	Noise current	i_n	0.3	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
A/D	Capacitance	C_d	2	pF
	Resolution		10	bits
	Maximum encode rate	f_{SAMPLE}	360	MSPS

根据上述测距原理, 测量中是对光脉冲进行探测, 因此选择LD激光器时主要考虑激光脉冲的参数, 如脉冲峰值功率、最大脉冲重复频率以及脉冲上升时间等.

4.2 高频共振预探测实验验证

用示波器来观测高频共振预探测的输出, 测量用示波器为Agilent 54642A, 采样率2 GSa/s, 带宽500 MHz. APD探测到的光脉冲电流经过偏置电阻后转换为脉冲电压信号, 这个脉冲电压对应于APD输出的光电流信号, 如图9所示. 由于该电压没有经过放大处理, 测量时用反射棱镜作为目标, 并将减光板调节到完全透光位置, 图9是在较强的回波激光脉冲信号条件下获得的波形.

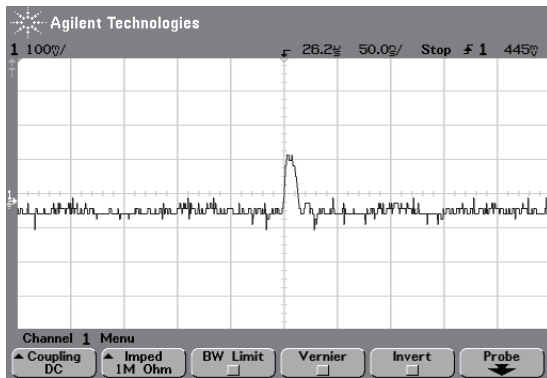


图9 测量的回波光电流脉冲信号

Fig. 9. The laser pulse used in the measurements.

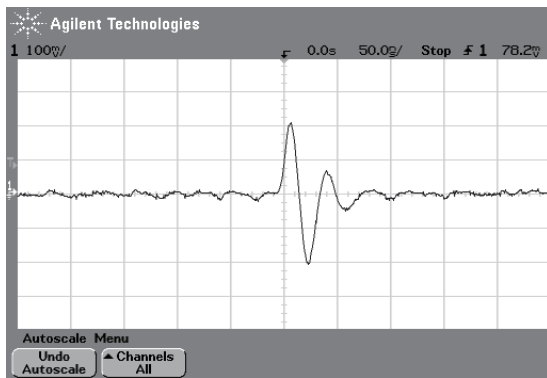


图10 测量的高频共振预探测输出波形

Fig. 10. Measured output waveform of receiver channel.

实验验证在室外进行, 在低强度阳光、没有热闪烁的天气条件下, 以白色柯达灰度尺(漫反射表面)为目标(非合作靶标), 在目标距离为258 m时, 在接收通道的输出(即A/D输入)端观测到的波形如图10所示, 从图中可以看出脉冲信号的峰值电

压约为210 mV, 噪声不超过20 mV, 信噪比约为 $SNR = 10$, 而现有的激光脉冲测距方法在信噪比 $SNR = 10$ 的条件下, 测程只能达到几十米^[6,7], 这表明与现有方法相比, 高频共振预探测方法可以提高几倍的测程, 验证了高频共振预探测理论的正确性.

4.3 构建的新脉冲函数实验

利用减光板对回波脉冲光强信号的衰减来模拟被测目标的距离和反射率. 随着目标距离的增加, 接收通道输出端的脉冲电压幅值不断减小, 当目标约为800 m时, 用示波器在接收通道的输出上观测不到脉冲信号, 说明信号已经淹没在噪声中, 根据测距方程, 可以通过258 m时的脉冲电压幅值计算出在800 m时的脉冲幅值只有21.4 mV, 信噪比约为1. 进一步增加目标距离, 信噪比将小于1, 例如在2000 m时, 信噪比仅为0.17.

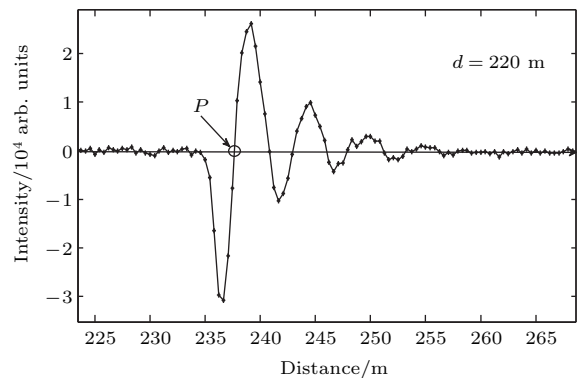
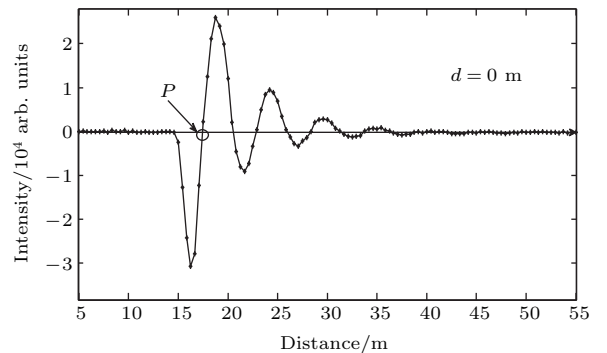


图11 多脉冲数字相关处理输出波形

Fig. 11. The output waveform of multi-pulse digital correlation processing.

图11所示为当实际目标距离分别为0 m和220 m左右时构造的脉冲波形, 由于测量的起始时刻为电脉冲的发射时刻, 电脉冲在电路中约有 $0.117 \mu s$ 的传输延时, 相当于17.5 m的距离. 图中曲线上的实点为多个脉冲采样值的累加和. 可以

看出,在不同距离条件下,利用(10)式构造出的脉冲函数与图10中接收到的单个脉冲形状基本相同,并且有较高的信噪比,这表明采用多脉冲数字相关处理方法能够有效地恢复出真实的脉冲波形。

在目标距离较近(或反射率较大)时,需要由减光板调节光强使得数字相关累加次数 m 至少在数百次以上,以便通过多次测量平均处理来减小随机误差,这比文献[15]中仅利用一个脉冲信号测距的精度要高一个数量级;在目标较远时,增加数字互相关累加次数,但累加的上限值设定为20000,因为累加次数与测量时间成正比,若测量时间过长,则由于电路的温度漂移影响测距精度。

4.4 距离测量实验

采用最小二乘法拟合方法,将实验测量数据拟合成正弦衰减振荡曲线,在数据拟合过程中,利用了脉冲曲线上所有采集的数据点,这等效于对这些数据点又进行了相关处理,进一步减小了测量误差。通过精确地求出正弦衰减振荡曲线与横轴(距离或时间轴)的交点 P ,就可以计算出被测距离值。在研制的测距系统中,为了消除温度漂移的影响,利用内光路作为参考光路,通过测量外光路与内光路的脉冲飞行时间之差来计算出距离值。

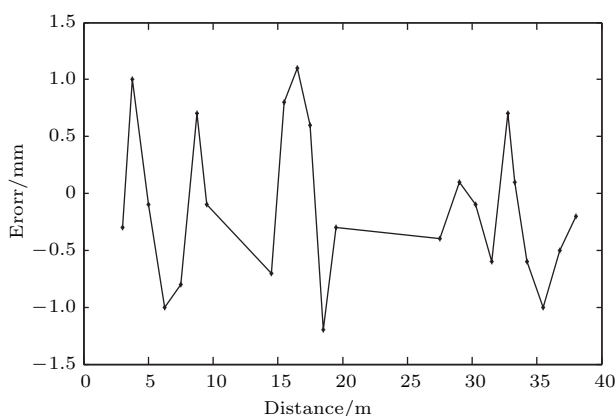


图12 测量的距离误差曲线

Fig. 12. The measured curve of distance error.

根据上述原理研制出了高精度远距离脉冲激光测距仪,将该测距仪器在40 m长测距仪基线上进行测试和对原理误差进行校正,测距仪基线上设置了多个距离目标,用更高一级精度的测距仪进行了标定。测量得到从3 m到40 m的误差曲线如图12所示,其中图中的实点为测量值,可以看出测

距误差在 ± 1.5 mm内。在长距离测距时需要考虑大气折射率误差的影响,由电磁波传输理论,光波在大气介质中的传输,受到大气中气体分子、液体分子、粉尘颗粒、气溶胶等吸收或色散作用,光波的传输群速度为真空光速的 $1/n_x$, n_x 为光路中大气折射率均值,因此大气折射率是影响测距精度的重要误差源之一。与大气折射有关的因素很多,如大气密度、温度、水蒸气密度、气压等。在本系统中,考虑到仪器的使用方便和天气条件限制,仅通过温度和气压来得到大气折射率误差的修正值。

该测距系统目前已经配置在某全站仪上。用测距精度为 $\pm(1\text{ mm} + 2\text{ ppm})$ 的相位法棱镜测距仪进行对比测试,对每个目标点测量5次并计算出标准偏差,以所有测量距离目标点中的最大标准偏差值作为评价精度的指标,在测距头出瞳出处的激光功率等于1 mW(一级安全激光)时,无合作目标测程大于2000 m,在1.5—300 m范围内测距精度达到 $\pm(3\text{ mm} + 2\text{ ppm})$,远目标测距精度为 $\pm(10\text{ mm} + 10\text{ ppm})$ 。

5 结 论

通过本文的研究可以得出以下结论:

1) 本文提出的高频共振预探测方法实质上是一种选频放大技术,它对光电流脉冲进行窄带滤波放大,理论计算的最小可探测光脉冲电流可减小到16.6 nA,与现有的脉冲激光测距方法相比信噪比提高了60倍;同时高频共振预探测方法将光电流脉冲进行波形变换,转换为正弦衰减振荡波输出,获得高精度定时特征点,在回波光电流脉冲峰值1:10000的动态范围内,理论计算出走离误差小于0.1 ps,实验结果与理论分析完全符合;

2) 在高频共振预探测方法的基础上,再通过多脉冲数字相关处理,可以进一步提高信噪比和减少定时抖动误差,恢复远目标的微弱脉冲信号,实现了2000 m远目标距离测量;

3) 利用本文的原理研制出了高精度远距离脉冲激光测距仪,并已经应用于全站仪产品中,经过测试,对2000 m以内的无合作目标,测距精度达到 $\pm(10\text{ mm} + 10\text{ ppm})$,可用于大型工程结构(如公路、桥梁、水坝、隧道、地铁等)、建筑结构、工业现场等方面的测量。

参考文献

- [1] Nissinen J, Kostamovaara J 2016 *IEEE Sens.* **16** 1628
- [2] Kostamovaara J, Huikari J, Hallman L, Nissinen I, Nissinen J, Rapakko H, Avrutin E, Ryvkin B 2015 *IEEE Photon.* **7** 7800215
- [3] Schwarz B 2010 *Nat. Photon.* **4** 429
- [4] Velupillai S, Guvenc L 2009 *Appl. Control* **29** 17
- [5] Huang M S, Long T Y, Liu H H 2014 *Chin. J. Laser* **41** 0808002 (in Chinese) [黄民双, 龙腾宇, 刘慧慧 2014 中国激光 **41** 0808002]
- [6] Kurtti S, Nissinen J, Kostamovaara J 2016 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **64** 550
- [7] Cao H, Song Y J, Yu J H, Shi H S, Hu M l, Wang Q Y 2018 *Acta Phys. Sin.* **67** 010601 (in Chinese) [曹辉, 宋有建, 于佳禾, 师浩森, 胡明列, 王清月 2018 物理学报 **67** 010601]
- [8] Nissinen J, Nissinen I, Kostamovaara J 2012 *Instrum. Meas. Technol.* **36** 1228
- [9] Nissinen J, Nissinen I, Kostamovaara J 2009 *IEEE Solid-State Circuits* **44** 1486
- [10] Cho H S, Kim C H, Lee S G 2014 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **61** 3007
- [11] Pehkonen J, Kostamovaara J 2009 *European Conference on Circuit Theory and Design* Antalya, Turkey, August 23–27, 2009 p233
- [12] Xu X B, Zhang H, Zhang X J, Chen S S, Zhang W 2016 *Acta Phys. Sin.* **65** 210601 (in Chinese) [徐孝彬, 张合, 张祥金, 陈杉杉, 张伟 2016 物理学报 **65** 210601]
- [13] Kurtti S, Kostamovaara J 2009 *IEEE Solid-State Circuits* **44** 835
- [14] Pennala R, Ruotsalainen T, Palojarvi P, Kostamovaara J 1998 *IEEE International Symposium on Circuits and Systems* Monterey, CA, May 31–June 3, 1998 p229
- [15] Pehkonen J, Palojarvi P, Kostamovaara J 2006 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **53** 569
- [16] Kurtti S, Kostamovaara J 2010 *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **60** 146
- [17] Zhang Z Y, Sui X L 2002 *Chin. J. Laser* **29** 661 (in Chinese) [章正宇, 眭晓林 2002 中国激光 **29** 661]
- [18] Qin L G, Huo Y J, He S F 2006 *Chin. J. Laser* **33** 941 (in Chinese) [秦来贵, 霍玉晶, 何淑芳 2006 中国激光 **33** 941]
- [19] Huang M S 2017 *Laser Opt. Electron Prog.* **54** 122801 (in Chinese) [黄民双 2017 激光与光电子学进展 **54** 122801]
- [20] Kou T, Wang H Y, Wang F, Wu X M, Wang L, Xu Q 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 120601 (in Chinese) [寇添, 王海晏, 王芳, 吴学铭, 王领, 徐强 2015 物理学报 **64** 120601]

Multi-pulse laser ranging method for pre-detection with high frequency resonance*

Huang Min-Shuang^{1)†} Ma Peng¹⁾²⁾ Liu Xiao-Chen¹⁾²⁾

1) (*Opto-Mechatronic Equipment Technology Beijing Area Major Laboratory, Beijing Institute of Petrochemical Technology, Beijing 102617, China*)

2) (*Beijing University of Chemical Industry, Mechanical and Electrical Engineering College, Beijing 100029, China*)

(Received 20 September 2017; revised manuscript received 16 January 2018)

Abstract

Based on the measurement principle of pulse time-of-flight, non-cooperative target ranging technology using a pulsed laser diode (LD) as a light source has received widespread attention in recent years. Using leading edge timing method to directly detect pulses, its measuring range is about a few tens of meters and only a cm-level single-shot accuracy could be reached due to the limitations of its pulse width and eye-safe laser power of the LD, which cannot meet the needs of most applications. Especially, in order to increase its receiver channel bandwidth from hundreds of MHz to even a few GHz to reduce its work error, its distance measurement accuracy and ranging distance are significantly degraded as its signal-to-noise ratio (SNR) decreases. When a target is out of its measuring range, the back diffused laser pulse signal with an SNR of much less than 1 will be too weak to be extracted even with digital correlation processing technology.

In this paper, using a pre-detection with high frequency resonance and multi-pulse correlation processing, a new ranging method to solve long ranging targets with high precision is proposed for the first time. Through the pre-detection circuit with high frequency resonance, a pulsed photocurrent signal is amplified and filtered, and then converted into a bipolar attenuation oscillation signal. Thereafter, its SNR is further improved by a new pulse function constructed through multi-pulse correlation processing. The peak of the new pulse is constant and its zero crossing point is found to be the timing point to calculate the target distance. The method has a better SNR and a high timing accuracy. And the detected ranging distance could be increased over one thousand meters or more. Theoretical calculation results show that the minimum detectable peak current of light pulse is around 17 nA in the method. Comparing with the direct pulse detection method, its SNR can increase 60 times. When a received peak of a photocurrent pulse is within a dynamic range of 1 : 10000, its work error is less than 0.1 ps. A pulsed laser rangefinder is developed based on the principle. And its average laser emission power is about 1 mW. Its measurement ranging without cooperative target is greater than 2000 m. Its distance measurement accuracy increases up to $\pm(3 \text{ mm} + 2 \text{ ppm})$ in a range of 1.5–300 m. For a long ranging target, its distance measurement accuracy is $\pm(10 \text{ mm} + 10 \text{ ppm})$. The rangefinder system is used in a total station product and can be used to measure large-scale engineering structures (such as roads, bridges, dams, tunnels, subways, etc.), building structures and industrial sites.

Keywords: pulsed laser ranging, pre-detection with high frequency resonance, minimum detectable pulsed photocurrent, multi-pulse correlation processing

PACS: 42.79.Qx, 06.20.Dk, 42.62.-b

DOI: 10.7498/aps.67.20172079

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51505035) and the Key Program of Science and Technology Foundation of Beijing, China (Grant No. Z171100000817008).

† Corresponding author. E-mail: huangminshuang@bipt.edu.cn