

本振调制型高重复频率远距离脉冲激光相干测距

吴姿妍, 哇晓林*, 刘波, 赵晓龙, 梅博, 张奕康, 李丰君

中国电子科技集团公司第十一研究所固体激光技术重点实验室, 北京 100015

摘要 为了解决静态目标高重复频率远距离激光相干测距过程中出现的多盲距点和距离模糊问题,对激光测距发射波形、本振波形以及解算方法进行研究。对发射波形和本振波形进行不同斜率的线性调制,将最远可测目标信息调制到本振光端,探测器对回波相干信号进行探测,采集卡进行数据采集。采用高精度的脉冲压缩数据处理方法得到匹配滤波结果,并进行距离解算分析。仿真和实验结果表明,该测距方案可以有效解决因高重复频率产生的距离模糊问题,同时避免因脉冲发射时刻光泄漏带来的多点盲距问题。在 $64\ \mu\text{s}$ 重复周期、 $2\ \mu\text{s}$ 脉宽发射信号和 $512\ \mu\text{s}$ 重复周期连续调频本振光条件下,实现模拟 $29.0525\ \text{km}$ 目标(延时光纤 $58.105\ \text{km}$)的探测。该方案可满足高重复频率远距离脉冲激光相干测距无模糊、无间断的测量要求。

关键词 遥感; 高重复频率; 本振调制; 距离模糊; 盲距

中图分类号 TN958.98 文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL230901

1 引言

激光雷达凭借着探测精度高、抗干扰能力强、多普勒敏感等特点,在汽车自动驾驶^[1]、星间通信^[2]、空间测距^[3]、环境科学^[4]等应用中受到广泛重视,特别是在中远程测距中,对激光雷达有着迫切需求。现代化军民应用需要高数据率的测量结果,这对激光雷达的脉冲发射频率提出了较高的要求。当目标距离较远时,较高的重复频率会产生距离模糊现象,降低测量准确度。一般主要从相位^[5-6]、频率^[7-8]和发射周期三种编码调制方式解决该问题。其中,最常用的是利用基于发射周期编码的参差重复频率方案进行模糊解算^[9],采用单一激光源通过切换重复频率获取不同条件下的测量结果,控制过程较为复杂,对激光器要求较高;后续解算采用的是余数定理法及相关的查找表法^[10],对余数冗余提出要求^[11]。依赖不同重复频率的双梳测距^[12]虽然不需要切换发射频率,但是激光源设计复杂;基于游标效应的解算方法在本质上与余数定理一致,余数的准确读取对距离解算的准确性至关重要。

近年来,为解决不同场景下激光雷达的距离模糊问题,很多新方案被提出。文献[13]提出的距离周期扩展方法在机载雷达中得到应用,其主要是利用强目标检测门限、帧间熵门限以及弱目标检测门限进行阈值检测及目标提取,增加了数据处理难度;文献[14]利用阵元脉冲编码的设计方法,在阵元数大于模糊区数

的基础上,对不同编码形式的解模糊性能进行分析,不适合单一阵元测量;文献[15]采用改进筛选法对球载雷达多目标探测进行解模糊计算;文献[16]采用两步激光频率调制方案来扩展不模糊距离,在流程控制和处理时间方面有所消耗。在单光子激光测距中,文献[17]采用扩展伪随机码调制激光方案消除距离模糊,文献[18]对不同重复频率下的伪随机编码方式进行对比,文献[19]提出混沌单光子激光概念,利用随机序列编码的形式不但克服了距离模糊问题,而且提升了信噪比(SNR)。

在高重复频率收发一体式单元激光脉冲相干测距中,单一高重复频率导致不模糊距离变短,参差重复频率对系统控制和解算提出较高要求;同时由于发射时刻镜头端面反射和环形器光泄漏会在激光发射时刻反射出射光,跨周期回波光会淹没在镜头反射光内,导致无法探测脉冲周期内近距离目标以及整脉冲周期对应的目标。受此影响,高重复频率收发一体式激光相干测距在远距离测量方面存在严重的多点盲距和模糊问题。

本文在已有脉冲激光相干测距系统的基础上,对发射波形和本振波形进行双重改进,提出基于调制本振的高重复频率脉冲激光雷达波形设计方案及相关解算方法,同时对该方案的盲距和距离模糊问题进行分析讨论。在仿真和系统实验方面,通过与已有发射系统及相关解算方法进行对比,表明该方案达到了消除距离模糊、缩小盲距范围的目的,为高重复频率远距离

收稿日期: 2023-06-08; 修回日期: 2023-07-22; 录用日期: 2023-08-11; 网络首发日期: 2023-09-15

基金项目: 固体激光技术重点实验室基金(6142404200301, H202201030942)

通信作者: *pcb550@126.com

激光相干测距提供了一种解决办法。

2 相干激光雷达模型

相干激光雷达的基本原理是将激光种子源发射的连续激光分为两路,一路为本振光路,一路为信号光

路。对信号光路激光进行时间、频率等调制,经过光放大器、发射镜头照射到待测目标。目标散射的回波信号支路光与本振支路光经合束器(BC)和光电探测器(PD)转化为电信号,对探测到的电信号进行数据处理,解算出目标特征信息,如图 1 所示。

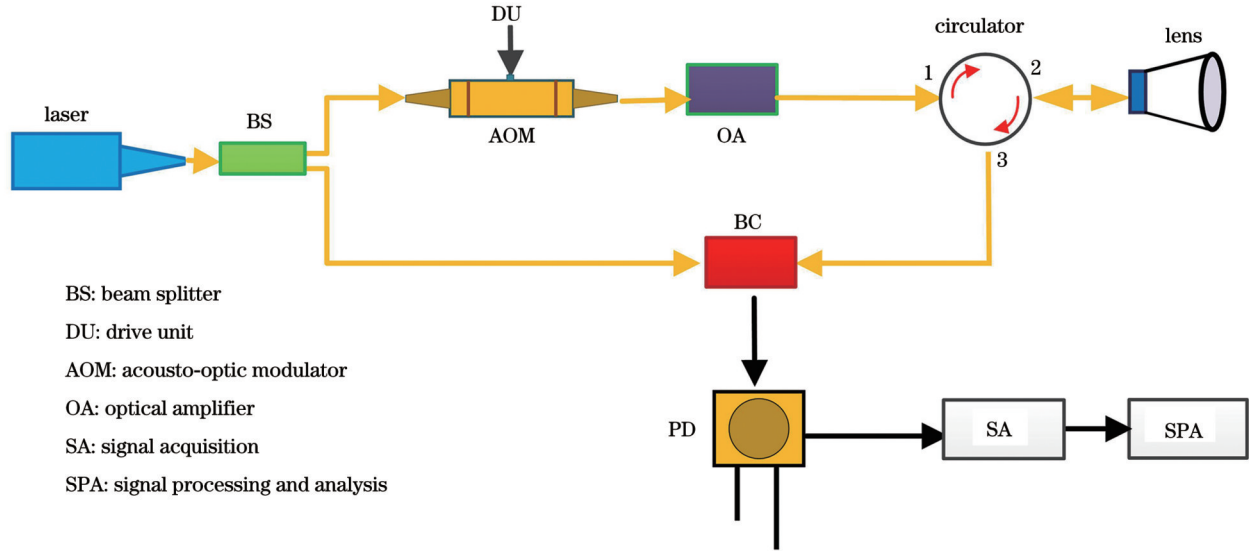


图 1 相干激光雷达原理框图

Fig. 1 Block diagram of coherent lidar principle

激光种子源出射激光表示为 s_t ,

$$s_t = A \cos(2\pi f_c t + \varphi), \quad (1)$$

式中: A 为信号幅度; f_c 为光频率; φ 为相位。

经分束器和调制器后,脉冲信号光为 s_{tp} ,

$$s_{tp} = A_t \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta f t + \varphi_t), \quad nT \leq t \leq nT + \tau, \quad (2)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots,$$

式中: A_t 为发射信号幅度; T 为脉冲重复周期; τ 为脉冲宽度; Δf 为调制频率; φ_t 为发射脉冲初始相位。

设激光照射到目标并返回共经历时间 t_0 , 此时目标的返回信号光为 s_r ,

$$s_r = A_r \cos[2\pi f_c(t + t_0) + 2\pi \Delta f(t + t_0) + \varphi_r], \quad (3)$$

式中: A_r 为返回信号幅度; φ_r 为回波相位。

本振支路信号光为 s_{local} ,

$$s_{local} = A_{local} \cos[2\pi f_c(t + t_0) + \varphi_{local}], \quad (4)$$

式中: φ_{local} 为本振相位; A_{local} 为本振信号幅度。

经过合束器和光电探测器后,利用探测器平方律特性并受探测带宽限制,可探测到的相干电流信号 $i(t + t_0)$ 为

$$i(t + t_0) = \frac{\alpha A_r A_{local}}{2} \cos[2\pi \Delta f(t + t_0) + \varphi_r - \varphi_{local}], \quad (5)$$

式中: α 为光电转换因子。

对电流信号进行数据采集和快速傅里叶变换(FFT)处理,根据 Δf 出现的时间,即可解算目标距离。

3 信号调制设计与解算分析

3.1 系统方案

与图 1 所示收发一体脉冲激光相干测距系统相比,本振调制型脉冲激光相干测距系统将种子源分束的本振信号也进行调制处理。

基于本振线性调制的高重复频率收发一体脉冲激光相干测距系统如图 2 所示,主要由激光种子源、触发信号源(TSS)、光调制器、环形器、光放大器、镜头、合束器、探测器以及信号处理装置构成。

触发信号源分别发射第一、第二触发信号,时序关系如图 3 所示。第一、第二触发信号分别通知本振光路调制器驱动单元和信号光路调制器驱动单元进行频率调制。本振光路调制单元接收到第一触发信号,产生周期线性调频的光信号。信号光支路端,受第二触发信号控制的驱动单元驱动声光调制器(AOM),使信号光被调制。经光放大器和环形器,将高功率脉冲激光从镜头发射出去。回波光信号经环形器 3 端进入合束器,与本振光合束,光电探测器响应合束光后,进行数据采集、脉冲压缩等处理,最后解算固定目标距离。

3.2 波形方案设计

在基于线性调频本振的高重复频率远距离脉冲激光测距中,对调制信号进行如下设计。根据系统要求的最远可探测距离 L_{max} , 确定本振信号(即触发信号 1) 触发周期 T_{trig_local} , 满足关系式

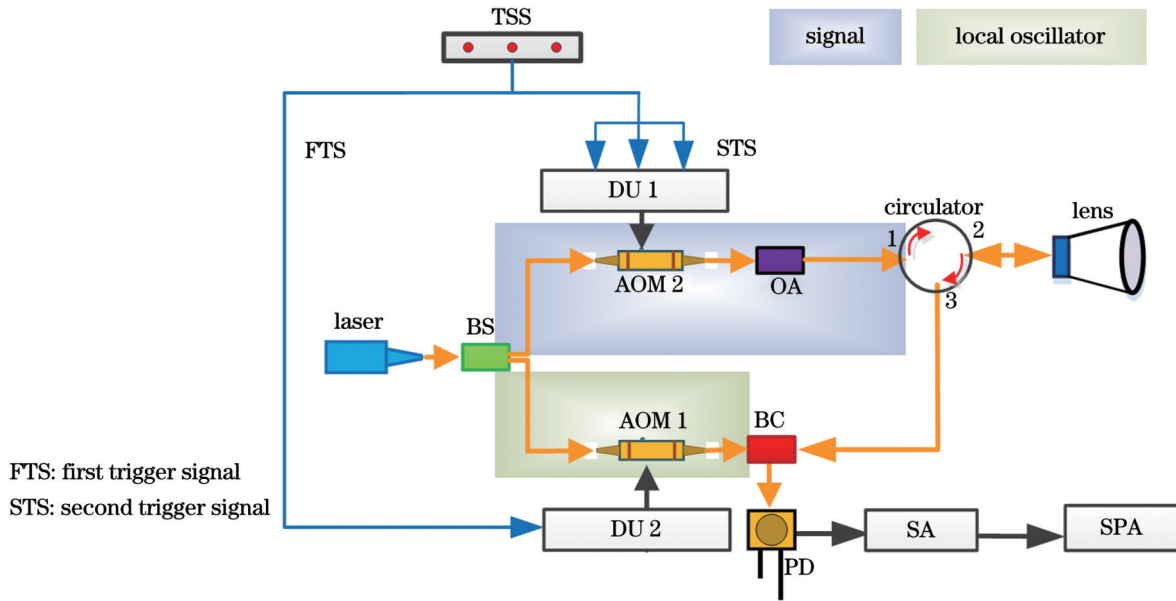


图 2 基于本振线性调制的高重复频率收发一体脉冲激光相干测距实施方案

Fig. 2 Implementation scheme of pulsed laser coherent ranging based on local oscillator linear modulation with high repetition frequency transceiver

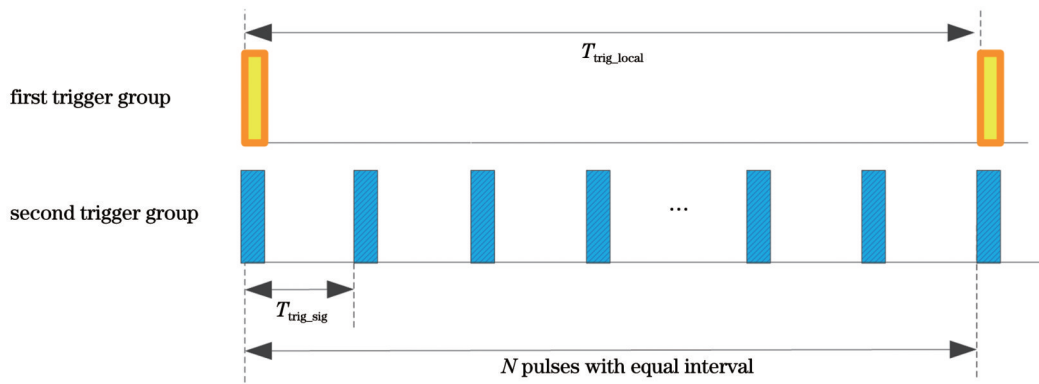


图 3 触发时序图

Fig. 3 Trigger timing diagram

$$L_{\max} = \frac{c}{2} \times T_{\text{trig_local}}, \quad (6)$$

式中： c 为光速。

调制器 1 接收到触发信号时，激光种子源分出的本振光产生频率 f 从 f_{local1} 到 f_{local2} ，时间从 0 到 $T_{\text{trig_local}}$ 的线性调频信号，如图 4 所示，为方便表述，假设

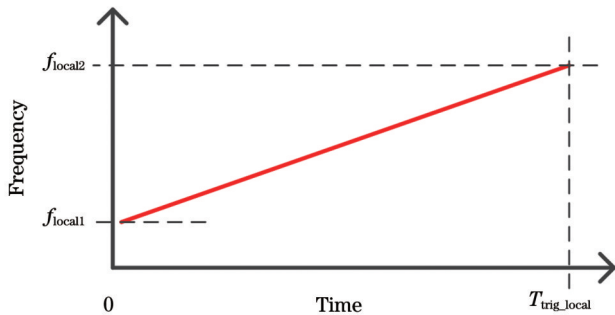


图 4 加载到种子源光频率上的驱动时频分析示意图

Fig. 4 Time-frequency analysis diagram of drive loaded on optical frequency of seed laser

$f_{\text{local1}} < f_{\text{local2}}$, $f = k_0 \times t + f_{\text{local1}}$, k_0 为本振光的调频斜率, $0 < t < T_{\text{trig_local}}$ 。这样，激光种子源出射的本振光频率为基频加载从 f_{local1} 到 f_{local2} 的线性调谐频率。

信号光支路经过受驱动单元控制的光调制器 2，得到的光脉冲信号调频示意图如图 5 所示。

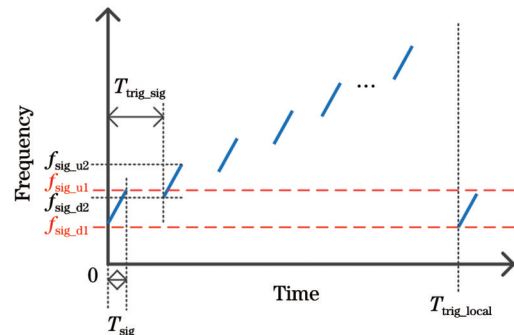


图 5 信号光经调制器后的时频分析示意图

Fig. 5 Time-frequency analysis diagram of signal light after passing through modulator

对于第 $n(n=1,2,3,\dots,N)$ 个脉冲,其调制频率为

$$f_{\text{sig}}(n) = k_1 \times [t_n - (n-1) \times T_{\text{trig_sig}}] + f_{\text{sig_d1}} + k_0 \times (n-1) \times T_{\text{trig_sig}}, \quad (7)$$

式中: $T_{\text{trig_sig}}$ 为重复周期; k_1 为发射信号的调频斜率; t_n 表示在一个周期内,以触发时刻为 0 时刻,各个发射信号的所处的时间位置; T_{sig} 为脉冲宽度。

$$k_0 = \frac{f_{\text{local2}} - f_{\text{local1}}}{T_{\text{trig_local}}}, \quad (8)$$

$$k_1 = \frac{f_{\text{sig_u1}} - f_{\text{sig_d1}}}{T_{\text{sig}}}, \quad (9)$$

$$(n-1) \times T_{\text{trig_sig}} < t_n < (n-1) \times T_{\text{trig_sig}} + T_{\text{sig}}, \quad (10)$$

式中: $f_{\text{sig_u1}}$ 为发射信号光中,基于光频上第一个线性调频脉冲的终止频率; $f_{\text{sig_d1}}$ 为发射信号光中,基于光频上第一个线性调频脉冲的起始频率。

为解算方便,不妨设

$$f_{\text{sig_d1}} > f_{\text{local2}}, \quad k_1 > k_0. \quad (11)$$

3.3 距离解算

在激光相干探测过程中,信号光经环形器后与本振光进行合束,合束的光进入探测器。由于光电探测器无法直接探测到光频,根据相干检测基本原理,本振光和信号光合束后,产生的和频项无法探测,只能探测差频项,即回波信号光与本振信号光频率之差。

根据 3.2 节的设计方案,设目标处于距离 S 处,经过 $\tau' = 2S/c$ 时间后,回波光与本振光合束。此时,本振光频率为

$$f(\tau') = k_0 \times (\tau' + t_n) + f_{\text{local1}}, \quad (12)$$

回波信号光频率为

$$f_{\text{sig_b}}(n) = k_1 \times [t_n - (n-1) \times T_{\text{trig_sig}}] + f_{\text{sig_d1}} + k_0 \times (n-1) \times T_{\text{trig_sig}}, \quad (13)$$

差频 $f_c(\tau', n)$ 为

$$f_c(\tau', n) = f_{\text{sig_b}}(n) - f(\tau') = (k_1 - k_0) \times [t_n - (n-1) \times T_{\text{trig_sig}}] - k_0 \tau' + (f_{\text{sig_d1}} - f_{\text{local1}}), \quad (14)$$

式中: $(f_{\text{sig_d1}} - f_{\text{local1}})$ 为固定频率差; $(k_1 - k_0) \times [t_n - (n-1) \times T_{\text{trig_sig}}]$ 为固定线性调频信号,调制频率为 $0 \sim (k_1 - k_0) \times T_{\text{sig}}$,调制时间为 $0 \sim T_{\text{sig}}$ 。

由此可知, $f_c(\tau', n)$ 与 n 无关,差频结果仅与 τ' 有关。当目标距离较近时,即 $\tau' < (T_{\text{trig_sig}} - T_{\text{sig}})$, N 个脉冲差频结果如图 6(a) 所示,得到一种固定频率差调频信号;当目标距离较远时,即 $(T_{\text{trig_sig}} - T_{\text{sig}}) < \tau' < (T_{\text{trig_local}} - T_{\text{sig}})$, N 个脉冲差频结果如图 6(b) 所示,得到的是两种固定频率差调频信号。

由上述分析可知,差频结果与 N 无关,得到的频率差啁啾信号带宽为 $(k_1 - k_0) \times T_{\text{sig}}$,即斜率一定,中心频率与回波时间 τ' 有关。在进行数据采集时,根据调制器 2 的触发信号,每个 $T_{\text{trig_sig}}$ 进行数据采集和匹配滤波处理。

对匹配滤波器进行如下设计。对于固定目标来

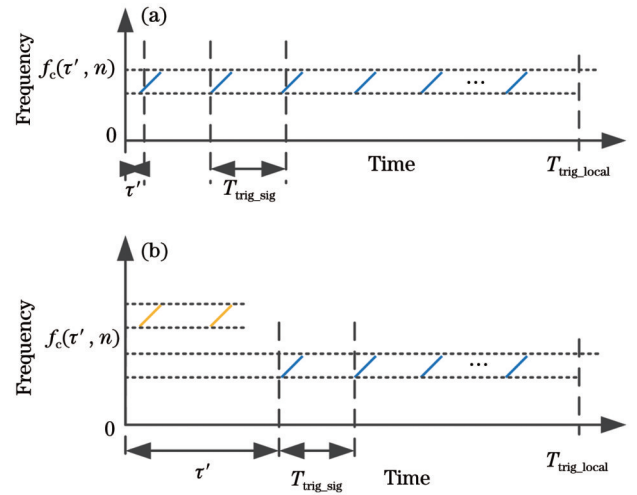


图 6 不同条件下 N 个脉冲差频结果示意图。(a) $\tau' < (T_{\text{trig_sig}} - T_{\text{sig}})$; (b) $(T_{\text{trig_sig}} - T_{\text{sig}}) < \tau' < (T_{\text{trig_local}} - T_{\text{sig}})$
Fig. 6 Schematic diagram of difference frequency results of N pulses. (a) $\tau' < (T_{\text{trig_sig}} - T_{\text{sig}})$; (b) $(T_{\text{trig_sig}} - T_{\text{sig}}) < \tau' < (T_{\text{trig_local}} - T_{\text{sig}})$

说,其差频 f_{match} 的特征是斜率为 $(k_1 - k_0)$,频率 f_{match} 范围为

$$f_{\text{match_low}} < f_{\text{match}} < f_{\text{match_high}}, \quad (15)$$

$$f_{\text{match_low}} = \min[f_{\text{sig}}(1)] - f_{\text{local2}}, \quad (16)$$

$$f_{\text{match_high}} = \max[f_{\text{sig}}(N)] - f_{\text{local1}}, \quad (17)$$

式中: $f_{\text{match_high}}$ 为设计匹配频率范围的终止频率; $f_{\text{match_low}}$ 为设计匹配频率范围的起始频率。

基于所述频率范围拟合差频特征的频率,满足

$$f_{\text{match}}(r) = (k_1 - k_0) \times r + f_{\text{match_low}}, \quad (18)$$

式中: r 为拟合时间,满足

$$T_{\text{match}} = \frac{f_{\text{match_high}} - f_{\text{match_low}}}{k_1 - k_0}, \quad 0 < r < T_{\text{match}}. \quad (19)$$

利用该方法设计的匹配滤波器如图 7 所示,在斜率一定的情况下, $f_{\text{match_low}}$ 可适当调低, $f_{\text{match_high}}$ 可适当提高。

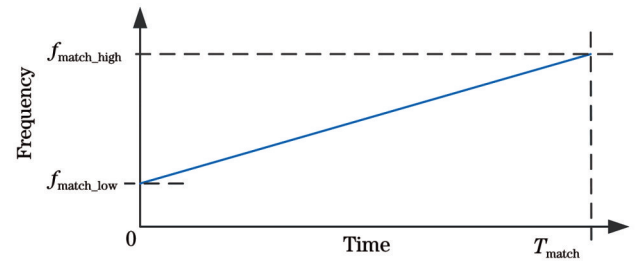


图 7 匹配滤波器设计示意图

Fig. 7 Matching filter design

首先对采集信号进行时频分析处理,以本振触发信号为同步基准,当出现两类时频结果时,如图 6(b) 黄色和蓝色所示,统计第一类(黄色)完整出现的个数 R ,并记录最后一个 $T_{\text{trig_sig}}$ 的匹配滤波结果。

不同延时条件下第 N 个脉冲差频匹配滤波结果如

图 8 所示。当 $\tau' = 0$ 时, 根据所设计的匹配模板, 得出横坐标为 N_0 时匹配滤波结果 SNR 值最大。进行目标测试时, 得到最后一个脉冲重复周期在横坐标 N_1 时实现匹配 (即输出值最大且超过检测门限)。

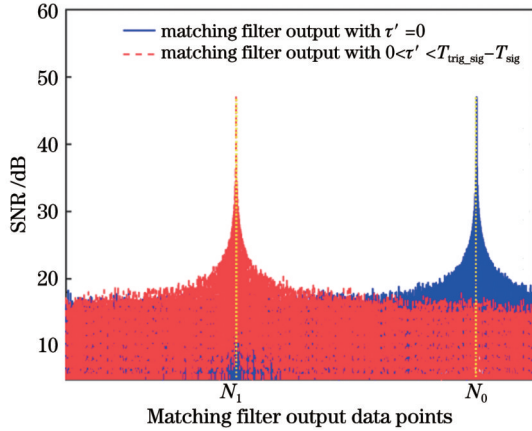


图 8 不同延时条件下, 第 N 个脉冲差频匹配滤波结果
Fig. 8 Matching filter results on the N th pulse difference frequency under different delay conditions

利用最后一组匹配输出结果, 得到待测目标距离 L' 表示为

$$L' = \frac{c \times (N_0 - N_1 + R \times f_s \times T_{\text{trig_sig}})}{2 \times \left(f_s + \frac{k_0 \times f_s}{k_1 - k_0} \right)} = \frac{c \times (N_0 - N_1 + R \times f_s \times T_{\text{trig_sig}}) \times (k_1 - k_0)}{2 \times k_1 \times f_s} \quad (20)$$

式中: f_s 为采样率; N_0 表示匹配结果横坐标基准; N_1 表

示实际匹配结果所在横坐标值。

3.4 模糊距离与盲距分析

3.4.1 盲距问题

采用收发一体脉冲激光测距时, 在发射时刻, 会有部分信号光因镜头面反射和环形器光泄漏而直接返回, 且该部分信号光功率较强, 一般工程上会在发射时刻采取探测器关断的方式。但这种方式会导致各个发射信号脉宽时间内无法探测回波信号, 在远距离目标探测时, 会出现多个盲距点, 如图 9 所示, 目标 1 和目标 2 都落在探测器不响应时间段, 无法探测。

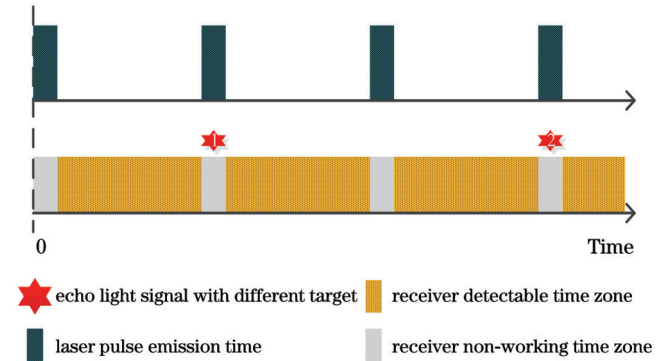


图 9 多盲距点示意图

Fig. 9 Schematic diagram of multiple blind distance points

若采用成熟的参差重复频率方式, 同样存在盲距问题: 目标返回光出现的时间恰好处在多种重复周期对应的最小公倍数上 (如图 10 所示目标 3), 或者落在某一脉冲重复频率 (PRF) 的盲距点内, 导致凭借其他盲距点数据不足以支撑距离解算, 无法得到准确结果 (如图 10 所示目标 1 和目标 2)。若提高参差频率数量, 则会为硬件触发设计和解算增加难度系数。

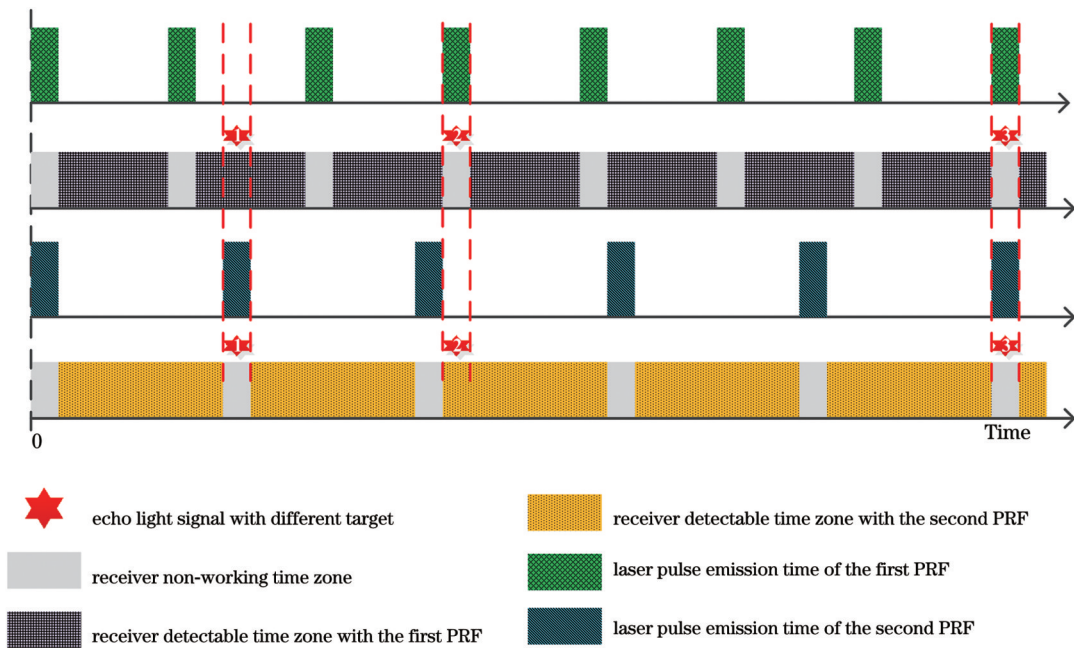


图 10 参差重复频率目标探测

Fig. 10 Target detection on staggered pulse repetition frequencies

以参差双重复频率为例,重复周期分别为 $50\ \mu\text{s}$ ($20\ \text{kHz}$) 和 $48\ \mu\text{s}$ ($20.8\ \text{kHz}$), 对应的理论最大不模糊距离为 $180\ \text{km}$, 脉宽为 $2\ \mu\text{s}$ 。图 11 在上述参数条件下对比了基于本振调制和参差双重复频率的方案的可探测距离段。

在收发一体式高重复频率远距离激光脉冲相干探

测方案下,受高重复频率距离模糊和探测器发射时刻关断影响,存在 45 组距离测不准区域,造成距离测量不连续。而基于本振调制的测量方案在目标距离除发射脉宽对应 $300\ \text{m}$ 以内的近距离目标无法测量外,远距离探测不受影响。若提高参差重复频率变化数量,在流程控制和数据解析上均会增加难度。

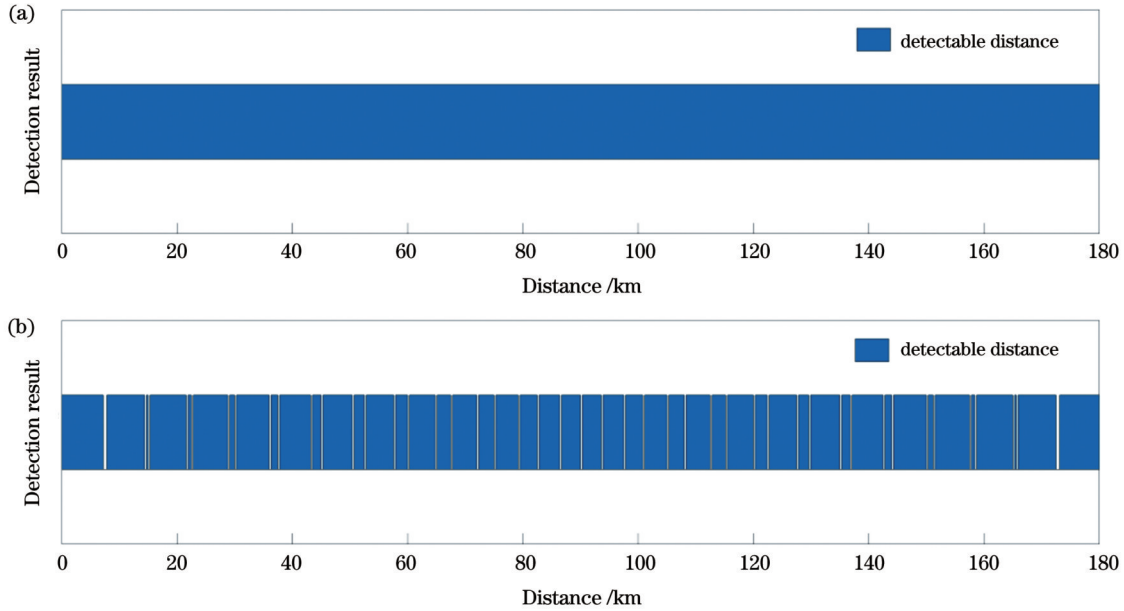


图 11 基于本振调制和参差双重复频率的方案的测不准时间段对比。(a)本振调制方案;(b)参差双重复频率方案

Fig. 11 Comparison of uncertain time periods based on local oscillator modulation and double staggered pulse repetition frequencies. (a) Measurement scheme based on local oscillator modulation; (b) measurement scheme based on double staggered pulse repetition frequencies

3.4.2 模糊距离

在高重复频率脉冲激光测距中,最大不模糊距离与信号光脉冲重复频率无关,仅与本振光重复频率有关。因此,在远距离测距时,无需通过控制触发时间改变信号光重复频率,进行多重复频率解模糊计算,仅通过本振光重复频率的设计,即可实现远距离测量。最远可探测距离的计算如式(6)所示。虽然不同距离对应的差频不同,但受限于采样率和窄脉宽,采用 FFT 求取频率时精确度不高。利用时宽带宽积远大于 1 的啁啾信号,采用脉冲压缩的处理方式,可以提高距离解算精度。

4 仿真分析

利用数据处理软件,对本振光信号频率调制、出射光信号频率调制、匹配滤波器、距离信号处理进行仿真。其中各信号参数设计如表 1 所示。表 1 中 ρ 为目标漫反射率, N 为系统噪声功率, P_t 为发射激光脉冲功率。

在光基频上调制本振光信号波形如图 12 所示,实现脉冲压缩功能的匹配滤波器如图 13 所示,频率从 $20\ \text{MHz}$ 至 $492\ \text{MHz}$,斜率为 $k_1 - k_0$ 。在光基频上调制发射光信号波形如图 14 所示。

表 1 仿真信号设计参数

Table 1 Design parameters of simulation signal

Parameter	Value
$k_0 / (\text{Hz} \cdot \text{s}^{-1})$	2×10^{11}
$k_1 / (\text{Hz} \cdot \text{s}^{-1})$	8.2×10^{12}
$T_{\text{trig.local}} / \text{ms}$	1
$T_{\text{trig.sig}} / \mu\text{s}$	50
$T_{\text{sig}} / \mu\text{s}$	10
$f_{\text{local1}} / \text{MHz}$	100
$f_{\text{sig.d1}} / \text{MHz}$	320
f_s / Hz	5×10^9
$c / (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	3×10^8
ρ	0.2
P_t / mW	10
N / mW	0.258

在不同能见度条件下, $1.55\ \mu\text{m}$ 激光衰减系数不同。考虑到该激光波长大于大气分子尺度,大气分子散射造成的影响很弱,气溶胶粒子对激光的衰减成为主要影响因素。仿真以 $23.5\ \text{km}$ 良好能见度为前提,

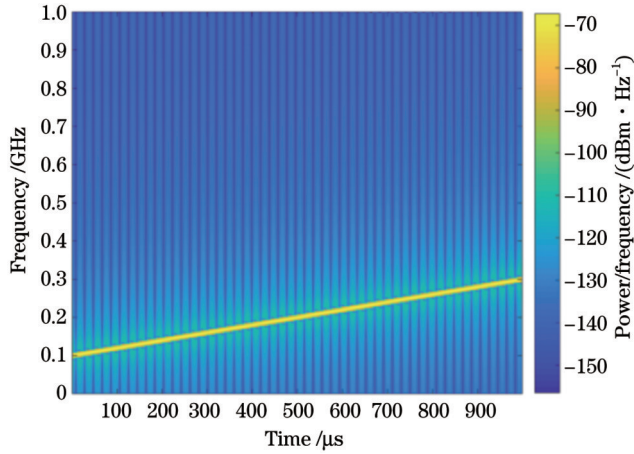


图 12 本振光信号端调制波形

Fig. 12 Modulation waveform of local oscillator optical signal

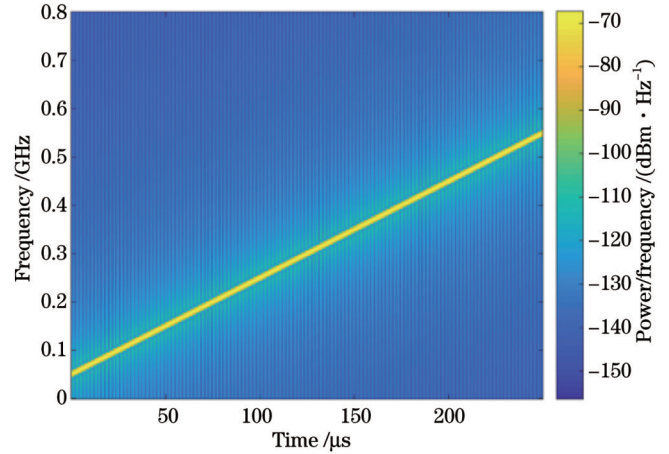


图 13 实现脉冲压缩功能的匹配滤波器设计

Fig. 13 Matching filter design for pulse compression

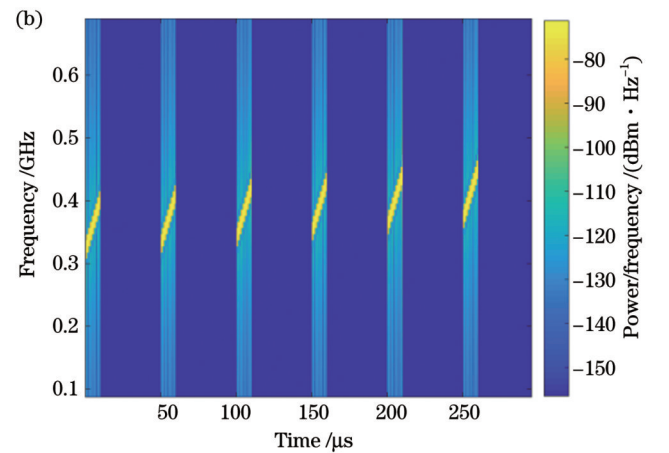
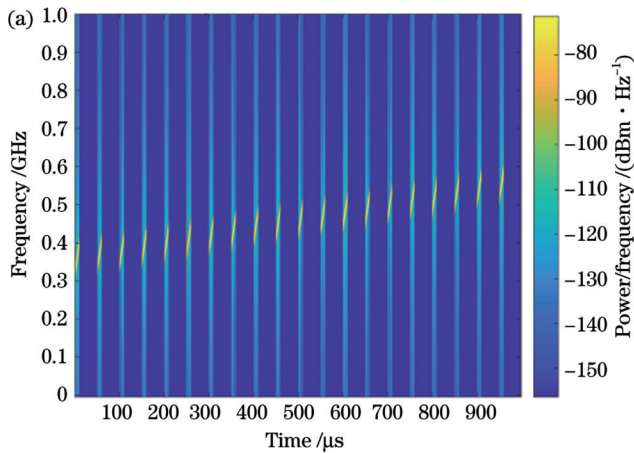


图 14 光基频上调制发射光信号波形。(a)整体波形;(b)局部放大

Fig. 14 Transmitted optical signal waveform modulated at optical fundamental frequency. (a) Overall waveform; (b) partially enlarged view

利用下式进行衰减系数计算:

$$\mu = \frac{3.912}{V_b} \left(\frac{0.55}{\lambda} \right)^\gamma, \quad (21)$$

式中: μ 为衰减系数, 单位为 km^{-1} ; V_b 为能见度, 单位

为 km ; λ 为波长, 单位为 μm ; γ 为修正因子, 在 23.5 km 能见度条件下 $\gamma = 1.6$ 。

通过计算, 得到 $\mu = 0.0317 \text{ km}^{-1}$ 。仿真设置目标参数与结果如表 2 所示。具体仿真结果如图 15 所示。

表 2 设置目标参数与仿真结果

Table 2 Target setting parameters and simulation results

Object	Target setting distance /km	Echo R_{SN} /dB	Distance simulation results /km
A	1.200	1.570	1.200
B	7.500	-0.164	7.500
C	35.000	-7.737	35.000

当目标处于 1.2 km 处时(此时处于发射脉冲的盲距内), 结果如图 15(a)所示, 得到目标距离为 1.2 km; 当目标处于 7.5 km 处时(此时处于 20 kHz 重复频率的盲距区间内), 结果如图 15(b)所示, 得到目标距离为 7.5 km; 当目标处于 35 km 处时, 结果如图 15(c)所示,

计算目标距离为 35 km。

图 15 仿真结果证明该方案在高重复频率固定目标远距离探测中可以实现近距离(脉冲重复周期内)、重复频率盲距区间内以及远距离(本振调制周期内)的测量。

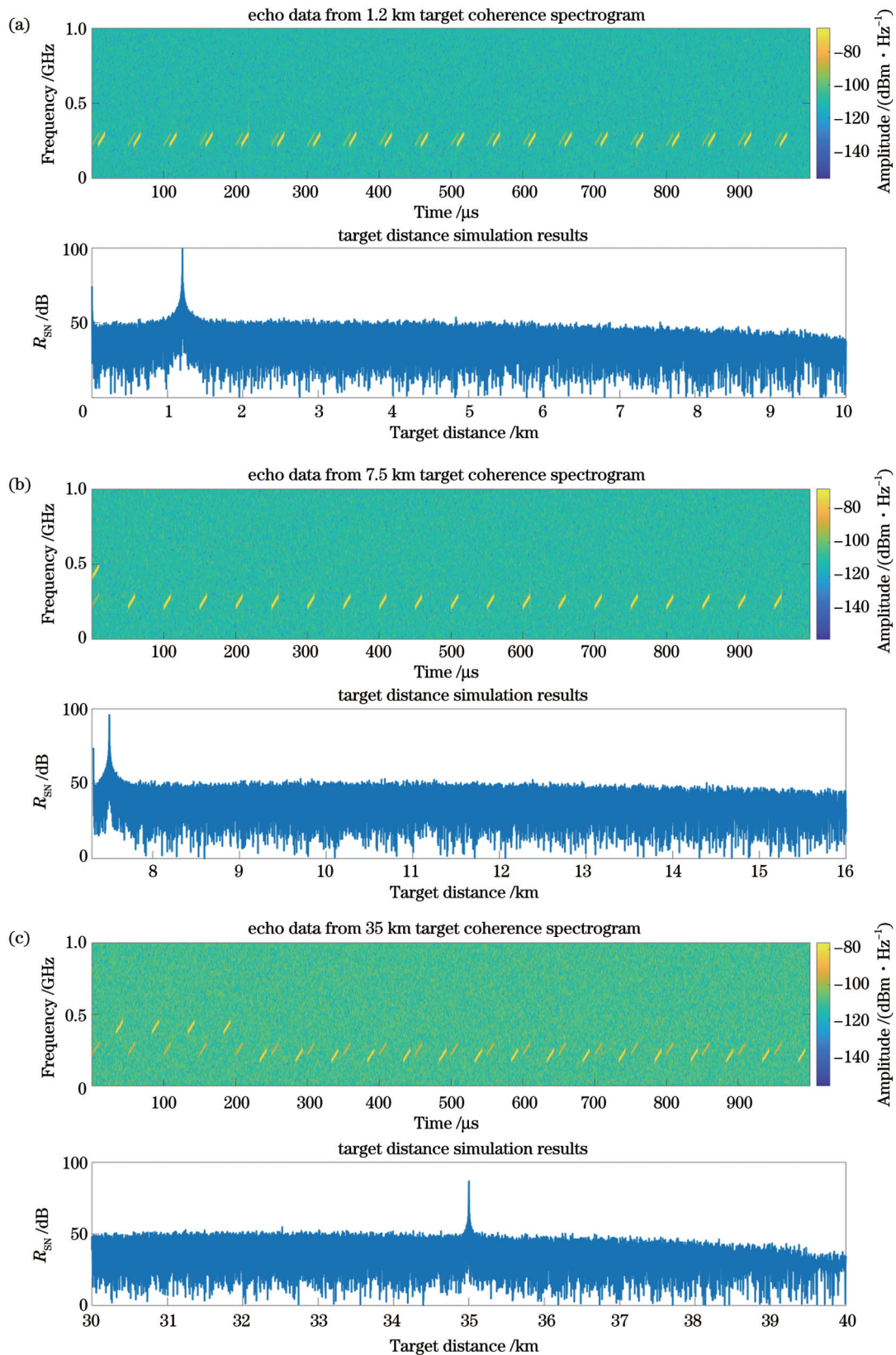


图 15 处于不同距离处的目标仿真结果。(a) 1.2 km;(b) 7.5 km;(c) 35 km

Fig. 15 Simulation results of targets at different distances. (a) 1.2 km; (b) 7.5 km; (c) 35 km

随着探测距离的增加,激光回波能量因大气衰减呈指数化减小。在其他测距影响因素包括镜头透过率、目标面积、接收口径面积等参数恒定且理想的情况下,当能见度为 23.5 km 时,利用表 1 设计参数,仿真该方案的检

测信噪比、回波信噪比、目标距离之间的关系,如图 16 所示。从图 16 可以看出,当检测输出信噪比达到 3 dB 临界值时,数据运算处理端的回波输入信噪比为 -20.3 dB,即利用该方案需要满足输入信噪比大于 -20.3 dB。

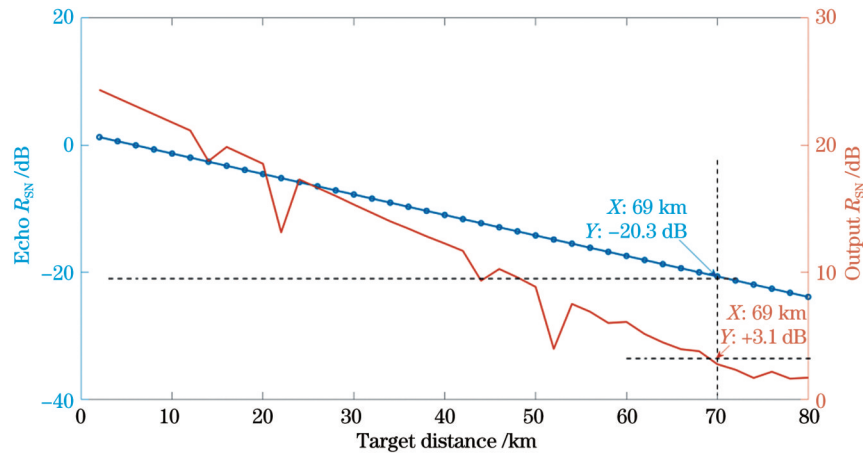


图 16 回波信噪比、检测输出信噪比与目标距离之间的关系

Fig. 16 Echo R_{SN} and detection output R_{SN} versus target distance

5 实验平台搭建与数据分析

为检验基于本振调制的高重复频率相干测距方案的可行性,在实验室条件下利用激光器、信号发生器、声光调制器、镜头、探测器、分束器等器件搭建了该测试平台,频率调制采用线性度较好的外调制方案。

其中,信号发生器产生 3 组相同的触发信号,分别给予本振调频数据生成器、信号调频数据生成器以及示波器。信号调频数据生成器在接到外触发信号后,产生以脉宽 $2 \mu\text{s}$ 、重复周期 $64 \mu\text{s}$ 、第一脉冲调制带宽从 200 MHz 到 210.0781 MHz 为特征的 8 个脉冲信号,加载到声光调制器 1。本振调频数据生成器接到外触发信号后,驱动声光调制器 2,实现 $512 \mu\text{s}$ 条件下 $170 \sim 190 \text{ MHz}$ 的线性调频。由于这两台声光调制器可调谐范围非常接近,为便于检测,在本振光路端串联一台 110 MHz 的声光调制器,使得本振信号最终加载调制频率为 $60 \sim 80 \text{ MHz}$ 。

激光器种子光为 1550 nm 连续波激光器,功率为 30 mW ,经 1:9 分束器分成两部分,10% 作为本振光,90% 作为信号光。实验室内为模拟光环行器在收发一体式激光相干测距中的影响,采用收发双镜头。经过调制的信号光经过 1:99 分束器,99% 作为照射目标的信号光,1% 模拟光环行器 1 端到 3 端的泄漏光信号。当照射目标光信号从待测物体返回后,经过接收镜头,与 1% 的光环行器模拟信号合束,再与调制后的本振光支路合束,进入探测器,利用示波器进行数据采集和分析。

为对比相干基本方案与本振调制型相干测距方案在距离模糊和盲距方面的表现,将待测目标距离设定为 7.96 km 、 36.5 km 和 58.1 km 附近。由于实验场地受限,外界自然环境难以找到符合条件的目标,因此采用空间目标与光纤延迟线相结合的方式对比验证,即在接收镜头后接入光纤延迟线延长光经过的距离。

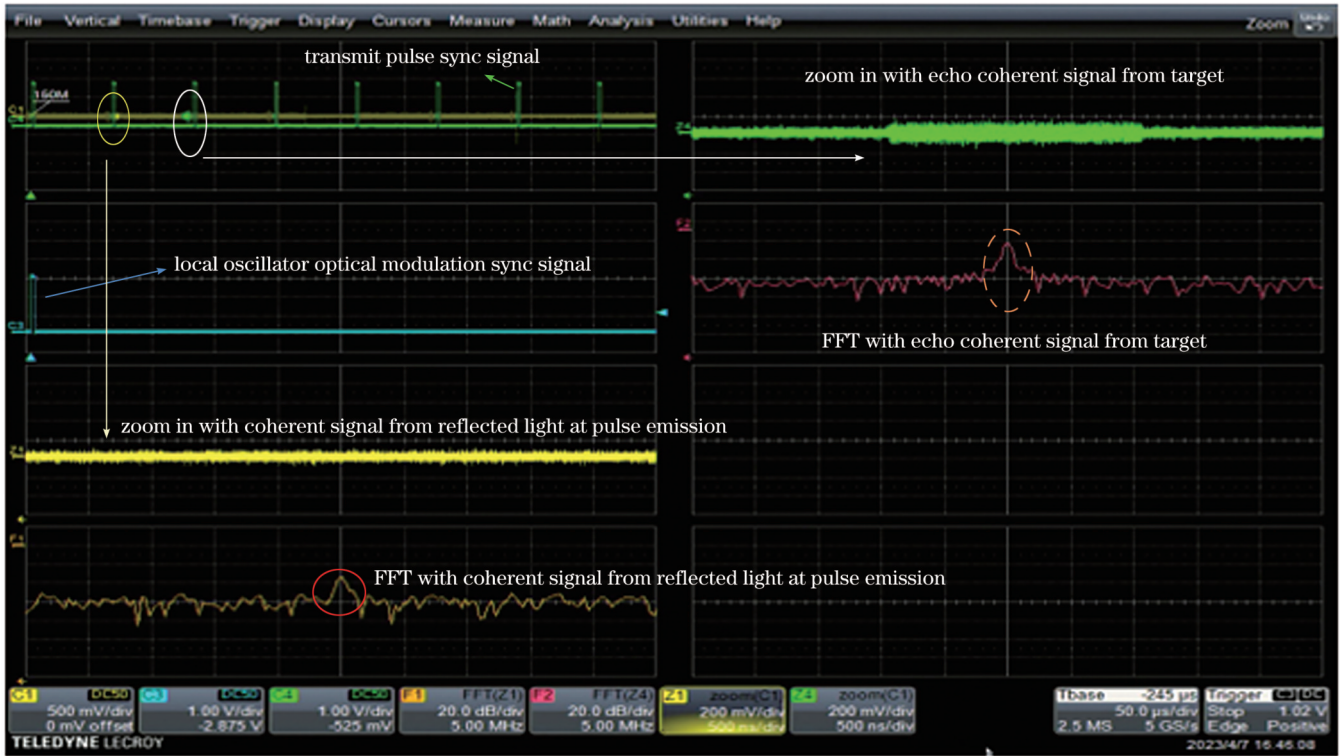
首先利用第 2 节所介绍的本振不调制固定载频脉冲激光相干方案对这 3 个目标进行测量。在模拟仿真过程中,为了显示各信号特征,将调制斜率设置得较大,但在实验中,考虑到各器件能达到的性能指标,进行参数设计如下:脉冲为 $2 \mu\text{s}$,重复周期为 $512 \mu\text{s}$,相干检测频率为 140 MHz 。每个目标进行 5 组数据测量,每组数据来源于一个本振重复周期内 8 个脉冲,共计 40 次测量,求取平均值。再利用本振调制型激光相干测距方案和上述调制参数,对这 3 个目标重新进行 5 组 40 次测量。以 36.5 km 目标为例,得到的结果如图 17 所示。

从图 17(a)可以看出,目标返回光信号落入第二个发射脉冲周期内,处于距离模糊状态。对采集数据进行分析,得到表 3 和表 4 所示结果。若以最近脉冲,即第二个脉冲为基准,检测到的距离如表 3 目标 B 结果。与延时光纤长度的差值为一个脉冲重复周期对应的距离 19.2 km 。

目标 A 处在单脉冲发射重复周期内,不会产生距离模糊和盲距,利用第 2 节所介绍的测量方案进行距离度量,并将表 3 的实测平均值 7.9605 km 结果作为基准,检验本振调制型的激光相干测距方案。

目标 B 的回波光信号落于下一个脉冲重复周期内,在本振不调制固定载频脉冲激光相干测量方案中会产生距离模糊,测量结果平均值只有 17.3195 km 。而采取本振调制的高重复频率相干测距方案可获得 36.5156 km 的测量结果平均值。在该时间段内,存在本振光、发射脉冲光和返回信号光同时抵达探测器,发生三波束混频的情况。三波束混频导致三种差频产生,除了本振信号和发射脉冲光信号相干的啁啾信号以及本振光信号和返回信号光相干的啁啾信号外,还存在发射脉冲光和返回信号相干产生的单频差频信号,由于采用脉冲压缩的方法,该单频信号对结果影响较小。

本振不调制固定载频脉冲激光相干方案在不调整



(a)



(b)

图 17 36.5 km 目标不同调制方案测量结果。(a)本振不调制固定载频脉冲激光相干雷达目标测量结果；(b)本振调制型脉冲激光相干雷达目标测量结果

Fig. 17 Measurement results of different modulation schemes for target distance (delay line) of 36.5 km. (a) Fixed carrier frequency pulsed laser coherent radar target measurement results without local oscillator modulation; (b) pulsed laser coherent radar target measurement results with local oscillator modulation

脉冲重复周期的条件下,目标 C 的返回光信号恰好落于目标发射时间段,受到镜头反射光的影响,产生距离盲区。利用第 2 节所介绍的相干测量方案无法获取测

量值,而基于本振调制的高重复频率相干测距方案可以获得 58.1052 km 的测量结果平均值。测距系统的精度与接收信号信噪比、采样精度等密切相关。实验

表 3 本振不调制脉冲激光相干雷达目标测量结果

Table 3 Pulsed laser coherent radar target measurement results without local oscillator modulation

Object	Average distance of each group /km	Measured average distance /km
A	7.9601	7.9605
	7.9584	
	7.9615	
	7.9616	
	7.9610	
B	17.3194	17.3195
	17.3212	
	17.3194	
	17.3185	
C	-	-

表 4 本振调制型脉冲激光相干雷达目标测量结果

Table 4 Pulsed laser coherent radar target measurement results with local oscillator modulation

Object	Average distance of each group /km	Measured average distance /km
A	7.9606	7.9608
	7.9605	
	7.9611	
	7.9610	
B	36.5125	36.5156
	36.5149	
	36.5167	
	36.5177	
C	36.5154	58.1052
	58.1028	
	58.1044	
	58.1100	
C	58.1052	
	58.1039	

中,利用距离镜头 1 m 的合作目标,组合不同长度的延迟光纤,采集 40 次测量结果,提取有效数据,得到本振调制型脉冲各组数据分布,如图 18 所示。实际测得距离分别为 7.9608 km、36.5156 km 和 58.1052 km,对应精度分别为 2.7274 m、5.1906 m 和 7.819 m。

综合以上实验结果和分析对比可知,基于本振调制型的脉冲激光相干测距可以有效避免高重复频率

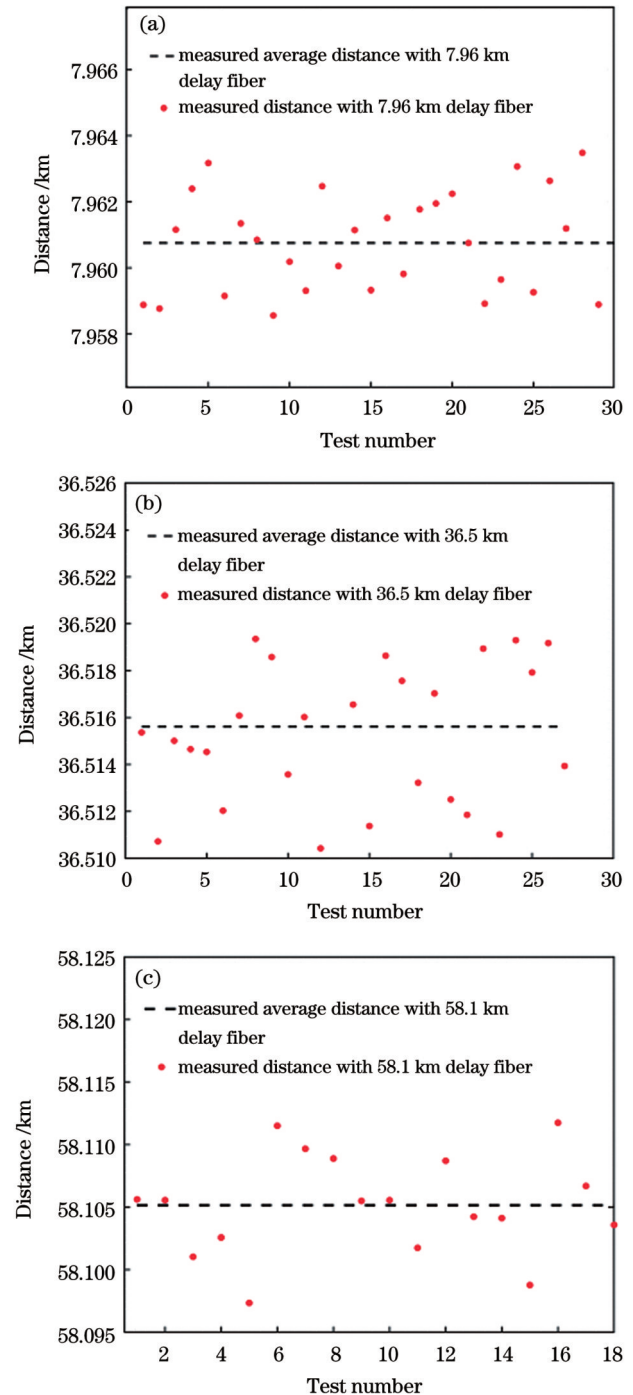


图 18 本振调制型脉冲激光相干测距不同延迟光纤测量结果。(a) 7.96 km; (b) 36.5 km; (c) 58.1 km

Fig. 18 Measurement results with different lengths of delay fiber based on local oscillator modulation pulsed laser coherent ranging. (a) 7.96 km; (b) 36.5 km; (c) 58.1 km

远距离探测的距离模糊问题(目标 B 测量),同时克服了收发一体式脉冲激光测距在发射时刻由于镜头端面反射及环形器光泄漏导致的多盲距问题(目标 C 测量)。

6 结 论

本文设计了一种基于本振调制的高重复频率远距

离脉冲激光相干测距系统。根据激光相干测距理论,建立基于本振光、发射脉冲光的不同斜率线性调频方案,并利用采集的相干信号进行脉冲压缩数据处理,推导出距离解算办法。通过盲距和模糊距离的理论分析,证明该方案能够解决远距离高重复频率条件下距离模糊严重、参差重复频率存在多个距离模糊区间、收发一体式测距盲距点较多等问题。所设计的方案在信号光为 64 μs 重复周期、2 μs 脉宽、单脉冲 10.0781 MHz 调制带宽,本振光为 512 μs 调制周期、20 MHz 调制带宽条件下,实现了 7.96 km、36.5 km 和 58.1 km(回波脉冲在整周期发射时间内)的目标测量。结果表明该系统方案具备触发信号设计复杂度低、对激光放大器重复频率变换适应度要求低等特点,在军事侦查、雷达成像、地形测绘、远距离目标探测等领域有广阔的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Kim G, Ashraf I, Eom J, et al. Concurrent firing light detection and ranging system for autonomous vehicles[J]. Remote Sensing, 2021, 13(9): 1767.
- [2] 邓汝杰, 张艺斌, 刘河山, 等. 太极计划中的星间激光测距地面电子学验证[J]. 中国光学(中英文), 2023, 16(4): 765-776.
Deng R J, Zhang Y B, Liu H S, et al. Ground electronics verification of inter-satellites laser ranging in the Taiji program[J]. Chinese Optics, 2023, 16(4): 765-776.
- [3] 李祝莲, 翟东升, 汤儒峰, 等. 基于 532 nm 波长的空间碎片白天激光测距研究与试验[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(11): 1112003.
Li Z L, Zhai D S, Tang R F, et al. Research and experiment on daytime laser ranging of space debris based on 532 nm wavelength[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(11): 1112003.
- [4] 徐荷, 孙迪峰, 李健兵. 相干测风激光雷达回波相干性分析[J]. 激光与光电子学进展, 2023, 60(14): 1428003.
Xu H, Sun D F, Li J B. Coherence analysis of echoes from coherent wind lidar[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023, 60(14): 1428003.
- [5] Xu J W, Zhang Y H, Liao G S, et al. Resolving range ambiguity via multiple-input multiple-output radar with element-pulse coding[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 2770-2783.
- [6] Niu S L, Zhu D Y, Jin G D, et al. A novel transmitter-interpulse phase coding MIMO-radar for range ambiguity separation[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2022, 60: 5238216.
- [7] Hanto D, Pratomo H, Rianaris A, et al. Time of flight lidar employing dual-modulation frequencies switching for optimizing unambiguous range extension and high resolution[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 7001408.
- [8] Bin Ahmad Sharifuddin M S, Nagata T, Zhang C, et al. Long-range frequency-modulated continuous-wave LiDAR employing wavelength-swept optical frequency comb with ranging disambiguation[J]. Proceedings of SPIE, 2023, 12487: 124871D.
- [9] 黄振兴, 史燕. 用孙子定理求解雷达测距模糊性[J]. 成都电讯工程学院学报, 1986, 15(3): 47-51.
Huang Z X, Shi Y. Application of Chinese remainder theorem to radar range ambiguity resolution[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 1986, 15(3): 47-51.
- [10] 洪兴勇. 基于快速余差查表法的脉冲多普勒雷达解距离模糊算法[J]. 微型机与应用, 2017, 36(4): 84-86.
Hong X Y. Algorithms of range ambiguity resolution for pulse Doppler radar based on high speed residues' difference look-up table[J]. Microcomputer & Its Applications, 2017, 36(4): 84-86.
- [11] Cao C H, Zhao Y B. Range estimation based on symmetry polynomial aided Chinese remainder theorem for multiple targets in a pulse Doppler radar[J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2022, 23(2): 304-316.
- [12] Camenzind S L, Fricke J F, Kellner J, et al. Dynamic and precise long-distance ranging using a free-running dual-comb laser[J]. Optics Express, 2022, 30(21): 37245-37260.
- [13] 王宁, 孟晋丽, 刘国庆, 等. 机载雷达微弱目标帧间非相参积累与检测技术[J]. 信号处理, 2021, 37(2): 248-257.
Wang N, Meng J L, Liu G Q, et al. Airborne radar weak target interframe noncoherent integration and detection method[J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(2): 248-257.
- [14] 廖金玲, 廖桂生, 许京伟, 等. 基于 EPC-MIMO 编码设计的解距离模糊性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(7): 2166-2174.
Liao J L, Liao G S, Xu J W, et al. Analysis on the performance of resolving range ambiguity based on a coding scheme design for EPC-MIMO[J]. Systems Engineering and Electronics, 2022, 44(7): 2166-2174.
- [15] 张小涵, 刘润华, 汪枫, 等. 基于筛选法的球载雷达解距离模糊改进方法[J]. 中国电子科学研究院学报, 2019, 14(2): 189-195, 211.
Zhang X H, Liu R H, Wang F, et al. An improved algorithm of resolving range ambiguity for balloon-borne radar based on screening[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2019, 14(2): 189-195, 211.
- [16] Ke J Y, Song Z Q, Wang P S, et al. Long distance high resolution FMCW laser ranging with phase noise compensation and 2D signal processing[J]. Applied Optics, 2022, 61(12): 3443-3454.
- [17] 吴兴国, 羊毅, 郝培育. 消除距离模糊的扩展伪随机码调制激光测距技术[J]. 中国激光, 2016, 43(4): 0408001.
Wu X G, Yang Y, Hao P Y. Unambiguous laser ranging technology based on extended pseudo random modulation[J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(4): 0408001.
- [18] 陈雨, 羊毅. 基于单光子探测的不同重频下扩展伪随机编码规则[J]. 激光与光电子学进展, 2017, 54(5): 051204.
Chen Y, Yang Y. Extended pseudo-random coding rules with different repetition frequency based on single photon detection[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2017, 54(5): 051204.
- [19] Hu Z H, Jiang C H, Zhu J G, et al. Chaos single photon LIDAR and the ranging performance analysis based on Monte Carlo simulation[J]. Optics Express, 2022, 30(23): 41658-41670.

High Repetition Frequency Long-Distance Pulsed Laser Coherent Ranging Based on Local Oscillator Modulation

Wu Ziyang, Sui Xiaolin*, Liu Bo, Zhao Xiaolong, Mei Bo, Zhang Yikang, Li Fengjun
*Science and Technology on Solid-State Laser Laboratory, the 11th Research Institute of China Electronics
Technology Group Corporation, Beijing 100015, China*

Abstract

Objective When high repetition frequency integrated transceiver pulsed laser coherent method is utilized to measure static target distance, the maximum unambiguous distance caused by high repetition frequency is shortened on the one hand. On the other hand, reflected light is formed due to the reflection from the lens end face and the light leakage of the circulator at the time of emission. So the echo light will be submerged in the reflected light when it arrives during the pulse emission period. It is impossible to detect the echo light within the pulse emission time. Multiple blind range points and ambiguous distance problem appear. The traditional staggered pulse repetition frequency method requires frequency switching to obtain multiple sets of measurement data under different conditions. The control process is complicated and the echo light is still indistinguishable from the emitted light. A new scheme, high repetition frequency long-distance pulsed laser coherent ranging based on local oscillator modulation, is proposed in this paper. The maximum unambiguous distance determining factor is transferred from the pulse signal repetition frequency to the local oscillator modulation period. It expands the unambiguous range and solves the multiple blind distance points problem to make the measurement range continuous. There is no need to switch the repetition frequency, and the difficulty of system control is reduced. At the same time, requirements of the repetition frequency adaptability with the laser amplifier are reduced.

Methods In pulsed laser coherent ranging, laser light is divided into two parts. One part is chopped and modulated to form pulsed light sent to the target, and the other is continuous local oscillator light. The proposed scheme mainly performs periodic chirp modulation on the continuous local oscillator light. And different pulse start frequencies are set according to the corresponding time relationship between the transmitted pulse signal and the local oscillator light. The modulation slopes of all pulse repetition frequencies are consistent. In order to make the measurement accuracy higher, the pulse compression method is used for data processing. So the slope of the optical pulse modulation is different from that of the local oscillator modulation. When the echo signal is coherent with the local oscillator signal, there will be two different effects. Within the local oscillator repetition period, one effect is that the pulse coherent signal with the same starting frequency is generated [Fig. 6(a)]. The other is that two different pulse coherent starting frequency signals are generated [Fig. 6(b)]. When the initial frequencies are different, the echo data are grouped according to the pulse repetition period that starts from the triggering time of the local oscillator modulation. The matching results of each group are analyzed. The number of pulses with the first initial frequency and the pulse compression results with the second initial frequency are recorded. Based on the recorded results, the target distance can be obtained by simple calculation.

In experiments, three acousto-optic modulators (AOMs) are mainly used. The first AOM is used as a pulse signal optical modulator. Its design parameters include 200 MHz initial frequency, 2 μ s pulse width, 64 μ s repetition period and 5.03905 MHz/ μ s modulation slope. The second and the third AOMs are used simultaneously to modulate the local oscillator signal. The second modulation period is 512 μ s and its modulation bandwidth is 170–190 MHz. The third one realizes a fixed -110 MHz frequency shift. Finally, the local oscillator optical modulation frequency is 60–80 MHz. The ranging experiment is conducted (Fig. 2). Dual lens, beam splitter and combiner are used to simulate the circulator light leakage in the laboratory. Different delay optical fibers of 7.96 km, 36.5 km, and 58.1 km lengths are respectively connected to the receiving lens to prolong the arrival time of echo pulses and simulate targets at different distances.

Results and Discussions Two measurement schemes with and without the local oscillator modulation are compared. Data acquisition and processing are performed. Relevant measurement results are obtained (Tables 3 and 4). With the local oscillator modulation high repetition frequency ranging scheme, the measured round-trip distances are 7.9608 km, 36.5156 km, and 58.1052 km, respectively. The corresponding accuracies are 2.7274 m, 5.1906 m, and 7.819 m. Since the 36.5 km delay line exceeds 19.2 km corresponding to a pulse repetition period, the measured distance based on the scheme without local oscillator modulation is 17.3 km (Table 3). An ambiguity phenomenon occurs and the target cannot be accurately measured. However, the measured distance 36.5 km can be obtained based on the local oscillator modulation, which matches the actual length of the optical fiber. Under the experimental condition of 58.1 km delay line, the data processing result is 0 based on the scheme without local oscillator modulation. The reason is that the echo light and the emitted light partially overlap in the time domain. The measurement scheme with local oscillator modulation shows advantage in frequency domain. Although these two pulsed lasers illuminate the detector surface simultaneously, their information in frequency domain is separated. The echo optical signal can be effectively distinguished through the matching filter

algorithm. The specific distance value of 58.1052 km is obtained.

Conclusions Some problems exist in the high repetition frequency integrated transceiver pulsed laser coherent ranging, including that the unambiguous distance is short and the echo signal light cannot be received normally at the moment of emission. The local oscillator modulation pulsed laser coherent ranging based on local oscillator and signal double-chirp modulation proposed in this paper overcomes the short unambiguous distance and multiple blind distance points. The measurement results with 36.5 km and 58.1 km delay fibers are obtained with the conditions including 512 μs local oscillator repetition period, 20 MHz local oscillator frequency modulation bandwidth, 64 μs pulse signal light repetition period and 10.0781 MHz single pulse modulation bandwidth. Data processing is carried out on the situations where the echo time exceeds the light modulation period with 36.5 km fiber and the echo signal falls within the light emission time with 58.1 km fiber. The results prove the advantages of the proposed scheme in high repetition frequency continuous long distance measurement.

Key words remote sensing; high repetition frequency; local oscillator modulation; range ambiguity; blind distance