

引用本文:曹明华,邓浩,张悦,等.基于 DPPM 的激光雷达通信测距一体化方案[J].光通信技术,2024,48(5):1-7.

基于 DPPM 的激光雷达通信测距一体化方案

曹明华¹,邓浩¹,张悦¹,张霞^{2,3},姚瑞芳¹

(1.兰州理工大学 计算机与通信学院,兰州 730050;

2.聊城大学 物理科学与信息工程学院,山东 聊城 252000;3.山东省光通信科学与技术重点实验室,山东 聊城 252000)

摘要:针对激光雷达系统建设成本高和测量精度低的问题,提出了一种基于差分脉冲位置调制(DPPM)的激光雷达通信测距一体化方案。该方案通过使用 DPPM 的不同脉冲时隙位置来表示通信和测距帧信息。接收机可以根据脉冲时隙位置解调出通信信号,并通过飞行时间测距模块实现测距功能。此外,为了应对回波信号的低信噪比(SNR)问题,使用脉冲累加算法对回波信号进行组帧处理以提高回波信号的 SNR。最终,通过现场可编程门阵列(FPGA)搭建了该通信测距一体化系统并进行了测试。实验结果表明:该系统不仅能在 300 cm 的范围内实现平均测距误差为 ± 2.04 cm 的测距功能,而且还能同时达到 5 Mb/s 的通信速率。

关键词:差分脉冲位置调制;激光雷达;通信测距一体化;飞行时间法

中图分类号:TN929 文献标志码:A 文章编号:1002-5561(2024)05-0001-07

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2024.05.001

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Lidar communication and ranging integrated solution based on DPPM

CAO Minghua¹, DENG Hao¹, ZHANG Yue¹, ZHANG Xia^{2,3}, YAO Ruifang¹

(1. School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;

2. School of Physics Science and Information Engineering, Liaocheng University, Liaocheng Shandong 252000, China;

3. Shandong Provincial Key Laboratory of Optical Communications Science and Technology, Liaocheng Shandong 252000, China)

Abstract: To address the issues of high construction costs and low measurement accuracy in lidar systems, a lidar communication and ranging integrated solution based on differential pulse position modulation (DPPM) is proposed. This scheme uses different pulse slot positions in DPPM to represent communication and ranging frame information. The receiver can demodulate the communication signals based on the pulse slot positions and achieve ranging using a time-of-flight ranging module. Additionally, to address the issue of low signal-to-noise ratio (SNR) in echo signals, a pulse accumulation algorithm is used to frame the echo signals and improve their SNR. Finally, the integrated communication and ranging system is built by field programmable gate array (FPGA) and tested. The experimental results show that the system can not only achieve a range of 300 cm with an average ranging error of ± 2.04 cm, but also achieve a communication rate of 5 Mb/s.

Key words: differential pulse position modulation, lidar, communication and ranging integration, time-of-flight method

收稿日期:2024-04-19。

基金项目:国家自然科学基金项目(批准号:62265010)资助;甘肃省科技计划(批准号:24JRRA183)资助;山东省自然科学基金(批准号:ZR2022MF284)资助。

作者简介:曹明华(1979—),男,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为无线光通信理论、光无线融合技术等。主持国家自然科学基金面上项目 1 项,地区项目 1 项,主持或参与完成了国家自然科学基金、“863”课题、甘肃省自然科学基金、甘肃省教育厅高等学校科研项目及横向项目共计 10 余项。



0 引言

随着雷达技术和通信场景的快速发展和多样化,集成通信与传感(ISAC)系统已经成为近年来的研究热点^[1-2]。将激光雷达与通信模块集成在同一设备中的这种一体化设计,不仅简化了系统结构、减少了设备数量、降低了复杂度,还显著提高了系统的整体性能。这一设计不仅能够实现高精度环境感知和距离测量的同时,还提供可靠的无线通信能力^[3]。

激光雷达的高精度测距对于环境感知至关重要,然而单一的测距功能无法满足 ISAC 系统的信息交互

曹明华,邓浩,张悦,等:基于 DPPM 的激光雷达通信测距一体化方案

需求^[4-9]。鉴于当前射频通信频谱资源日益紧张,无线光通信技术^[10]作为一种有效途径被广泛应用于缓解频谱资源的竞争。因此,将无线光通信技术与激光雷达相结合,设计雷达通信一体化集成系统,既可以同时完成通信与测距功能,又能避免因使用独立设备而导致的额外功耗问题,具有重要的研究意义与应用价值^[11]。

文献[12]提出了一种基于光学相控阵(OPA)的激光雷达通信系统,通过光学原理实现了波束成形和控制,提高了通信链路的稳定性和可靠性。其高集成度的设计使得 OPA 系统更为轻便,但是目前 OPA 技术在制造工艺和光学相位精确控制方面仍面临很大挑战,导致设计成本居高不下。文献[13]介绍了一种基于 $\Delta-\Sigma$ 调制的通信测距一体化设计方法,通过多频点相位测距达到了毫米级的测距精度,但是多个频率信号的处理需要更复杂的硬件电路和信号处理算法,这不仅会提高系统设计的复杂度,还可能影响到测距性能和通信系统的可靠性。

因此,为了满足低成本和高精度的设计需求,本文提出一种基于脉冲位置调制(DPPM)的激光雷达通信测距一体化方案。

1 系统结构与测距原理

通信测距一体化系统原理框图如图 1 所示。该系统主要由发射端、接收端和上位机三部分组成。

1.1 发射端

当上位机发送数据信息后,控制器会发出指令将传输的并行数据转换为串行数据流。DPPM 脉冲信号发生器在检测到信号输入后,将存储器内的数据流从低位向高位移位读出,并将输入数据与预设的常量按

位进行比较以确定脉冲位置。最终,输出的 DPPM 信号(TXD)被发送至脉冲激光发射电路。

脉冲激光发射电路主要包括数/模(D/A)转换器、OPA、信号比较器(COMP)。D/A 转换器将来自现场可编程门阵列(FPGA)处理器的数字调制信号转换为模拟信号。随后,OPA 和 COMP 将微弱的输入信号电压放大并整流至垂直腔面发射激光器(VCSEL)的线性工作范围内,以提高激光雷达的分辨率。

脉冲激光发射电路的主要功能是为 VCSEL 提供恒定的驱动电流。它通过两级放大器对电流进行放大,为 VCSEL 提供恒定的偏置电流,确保其在亚阈值附近工作。这种配置使 VCSEL 能够快速响应调制电流,从而提高工作效率。对于 VCSEL 阵列,可以通过外接一个分压电阻来调节偏置电流。VCSEL 的脉冲宽度极限值为 200 ns,而本文选择 20~60 ns 的脉冲宽度作为最佳折衷方法,旨在平衡信号的峰值功率和传输的可靠性。一方面,要避免脉冲宽度过窄导致回波信号淹没在噪声中;另一方面,20~60 ns 的脉冲宽度则能够提供较高的时间分辨率和通信速率。通过 FPGA 发送调制信号的设置指令与偏置电压的设置指令,可以实现所需脉宽的信号输出。这种通过软件上的修改来改变脉宽的方法简化了系统设计的开发过程,并提高了设计的可靠性。

1.2 接收端

接收端主要包含雪崩光电二极管(APD)、COMP、跨阻放大器(TIA)、数据采集器、DPPM 解调器以及飞行时间(TOF)测距模块。APD 负责光电探测,将接收到的光信号转换成电流信号。随后,TIA 将电流信号转换为低压差分信号(LVDS)形式的回波脉冲,以便输入

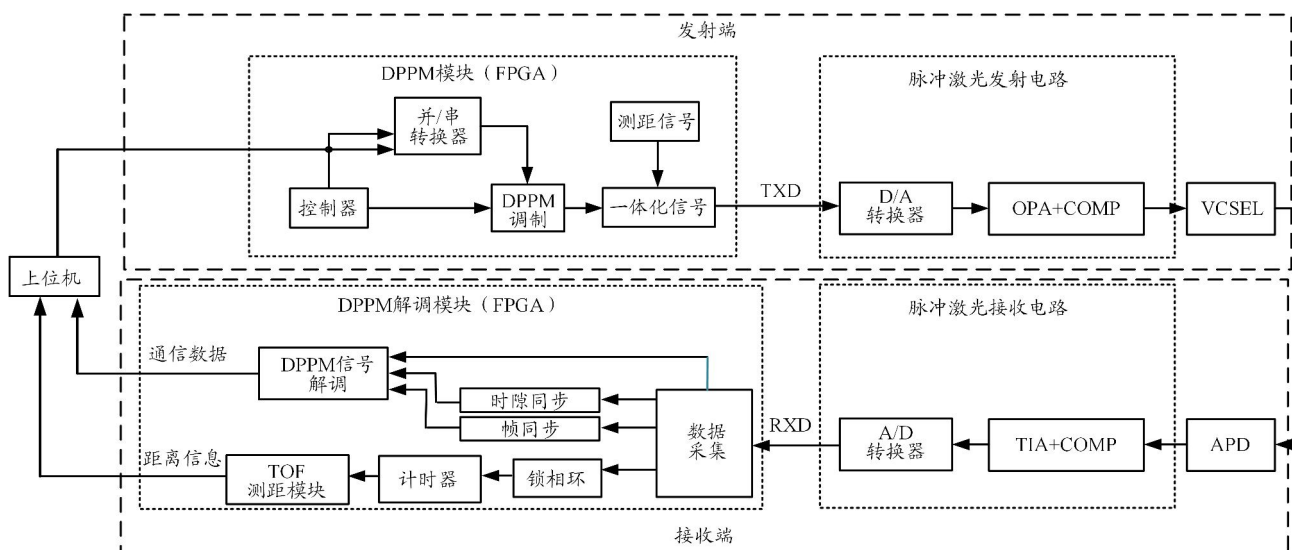


图 1 通信测距一体化系统原理框图

FPGA 处理器进行数据处理。APD 的选择需要确保与 VCSEL 的中心波长(905 nm)相匹配。本研究选用的是由敏光科技公司制造的 LSSAPD9-500 型雪崩二极管, 该二极管的光谱响应范围为 400~1 100 nm。这种选择保证了 APD 能够高效地检测特定波长的光信号, 从而提高了整个系统的性能。APD 将探测到的光信号转换为电流信号; 然后, TIA 将这一电流信号转换为电压信号 V_1 ; 最后, 系统将电压 V_1 进一步放大, 得到电压 V_2 。COMP 用于对电压信号 V_2 进行整形, 并通过与阈值电压比较输出高低电平信号。COMP 输出的 LVDS 回波脉冲经 A/D 转换器后作为接收信号(RXD)送入 FPGA 进行数据处理。DPPM 解调模块通过识别不同的脉冲位置位置信息来进行解调和测距。

在接收端中, 当 APD 进行光子探测时存在一个死区时间。若 APD 被光子激活, 其感光能力会在一段时间内下降, 这使得它无法立即检测到下一个入射光子。因此, 淬灭电路对于确保 APD 能够及时检测击穿后的下一个光子至关重要。

1.3 测距原理

在该系统中, 发送端通过不同的时隙数量区分通信信号与测距信号, 将具有特殊时隙数量的测距信号加在 DPPM 信号前, 形成具有特定信号周期的串行数据流。随后, 这些信号通过 VCSEL 发射出去。信号经过大气信道传播后, 接收端会接收到回波信号, 并依据脉冲时隙的位置进行信号处理, 从而分离出测距信号和通信信号。最后, 脉冲信号 TOF 测距模块通过测量发射与接收脉冲之间的时间间隔来计算距离信息; 而 DPPM 信号则根据脉冲信号的位置信息进行解调, 从而恢复出原始的比特信息。上位机负责收发通信数据并接收距离信息。

激光雷达测距是通过计算发射脉冲与接收脉冲之间的时间间隔来实现的^[4]。考虑到当时时间分辨率低于 1 ns 时, 需要使用高达千兆赫兹(GHz)的高速时钟进行计时, 而在大多数 FPGA 芯片上难以实现这样的高速时钟。因此, 本文采用粗计数和细计数相结合的方法来降低对 FPGA 芯片的要求。测距计数原理如图 2 所示。

在该方法中, 通道 1 中的计数模块记录下发送脉冲的起始时间, 通道 2 中的计数模块记录下接收脉冲的截止时间。图中的 c_1 为系统时钟频率, c_2 为倍频后产生的 TOF, t_0 为起始时刻, τ 为测距信号的延迟时间, u_1 和 u_2 分别为通道 1 和通道 2 的计数模块在系统时钟频率 c_1 下记录的时间间隔; 而 v_1 和 v_2 则分别表示通

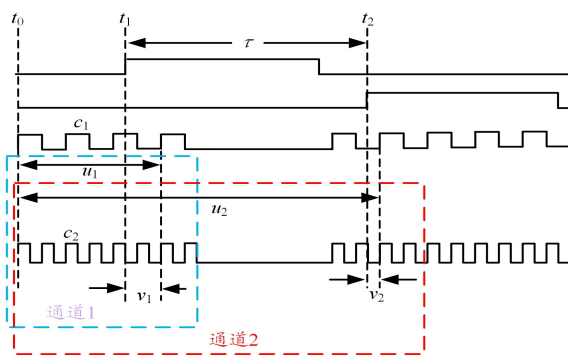


图2 测距计数原理图

道 1 和通道 2 的计数模块在 c_2 时钟信号下记录的时间间隔。此时, 测距信号的 TOF 可以表示为

$$\tau = t_2 - t_1 = u_1 c_1 - v_1 c_2 - (u_2 c_1 - v_2 c_2) = (u_2 - u_1) c_1 - (v_2 - v_1) c_2 \quad (1)$$

2 仿真分析

本文利用 ModelSim 和 Matlab 软件对系统数据采集、DPPM 解调、TOF 测距、脉冲累加算法等功能进行了仿真分析。

2.1 数据采集

接收端通过数据采集模块对探测器的原始数据进行采样。由于 DPPM 信号的脉冲位置具有不确定性, 很难精确确定高脉冲的位置, 因此需要对 RXD 进行全采样。为了解决可能存在的时序问题和采样过程中可能出现的电子干扰或时钟不稳定等问题, 本文将数据 data 在采样寄存器内进行累加判断。具体操作如下: 将 RXD 的 5 次采样结果进行累加, 低电平时计为 0, 高电平时计为 1; 如果累加的 data > 3, 则判断该时隙位置为高电平脉冲。数据采集的具体流程如图 3 所示。数据采集的仿真结果表明, 输出端与输入端的初始信号一致, 这表明接收端的数据采集模块功能正常。

2.2 DPPM 解调

DPPM 的仿真结果如图 4 所示。其中, din 表示输入的进制信号; r_data_in 是输入信号的寄存器; state 表示状态机当前的状态; data_out 是输出的串行调制信号; 而标志信号 data_out_flag 用于指示 r_data_in 内的数据是否发生变化, 从而决定是否进行状态跳转。每当 data_out_flag 发生跳变时即开始检测。在 data_out 输出调制信号之后, state 跳转至 IDLE 状态。此时, 输入信号 din 的序列“01_10_11_00”分别对应输出信号“0001_00001_000001_001”。输出信号的前 2 位低电平代表调制信号的保护时隙。

在进行信号解调之前, 需要进行位同步和符号同

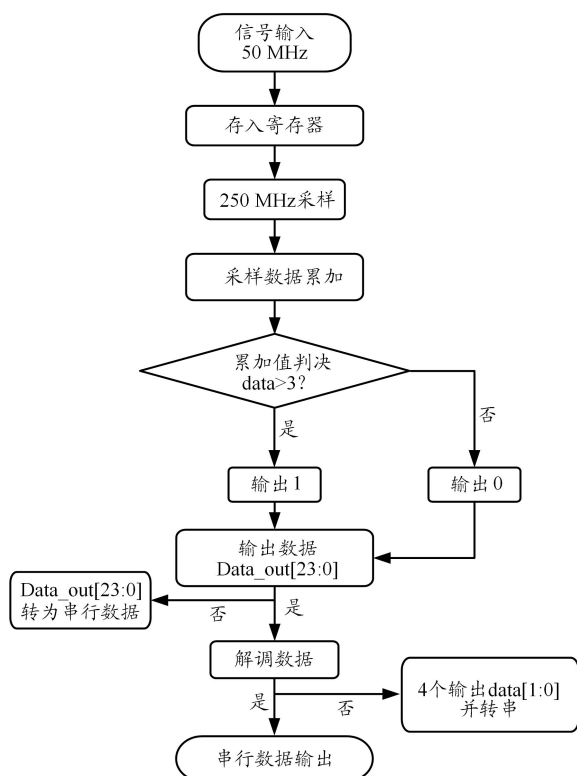


图3 数据采集流程图

步。为了降低硬件实现的复杂度,本文采用了FPGA处理器中的锁相环来提取位同步时钟,以恢复解调所需的时钟信号。符号同步则用于确定解调信号的起始位置,确保帧头信息能与通信信号区分开来。由于DPPM信号的最大时隙数为3,而测距信号的时隙数为4,因此可以将测距信号作为帧头信息来实现符号同步。

根据DPPM原理,调制阶数 M 越高,脉冲的时隙位置就越多,这会导致解调电路变得更为复杂,并且较高的 M 值还会增加解调错误的概率。因此,本文设定 $M=2$ 以简化电路设计,这样解调电路只需区分4个不同的脉冲位置。图5显示了DPPM解调的仿真波形图,其中 $data_i$ 表示输入信号, $data_o$ 是输出信号,而 r_cnt_a 记录了调制信号的时隙数量。从图中可以看出, $data_o$ 在每次高电平脉冲出现的下一时刻输出原始信号,并持续到下一个高电平脉冲结束,此时寄存器 r_cnt_a 会被重置。解调得到的数据与调制模块输入的数据一致,这证明了解调模块能够正常工作。

另一方面,在实际应用环境中,激光雷达的通信性能会受到多种因素的影响。为了验证其通信性能,本文对激光通信系统进行了仿真测试,分别模拟了强、中、弱3种湍流信道,结果如图6(a)所示。可以看出,在中湍流和弱湍流条件下,误码率差异不大,在信噪比为13 dB时误码率约为 10^{-3} 。与中湍流条件相比,在强湍流条件下,激光通信系统在相同误码率水平下产生了大约3 dB的信噪比损失,这表明强湍流对系统性能有较大的负面影响。

图6(b)为传输距离对误码率的影响仿真图。可以看出,无论是在弱湍流还是中湍流条件下,当通信距离 L 小于200 m时,传输距离并非影响误码率的主要因素;在相同误码率下,当 $L=1\ 000$ m时,系统的信噪比损失变得非常显著。这是因为在远距离传输时,激光信号受到湍流效应、大气吸收和散射等多种因素的影响,导致信号衰减加剧。

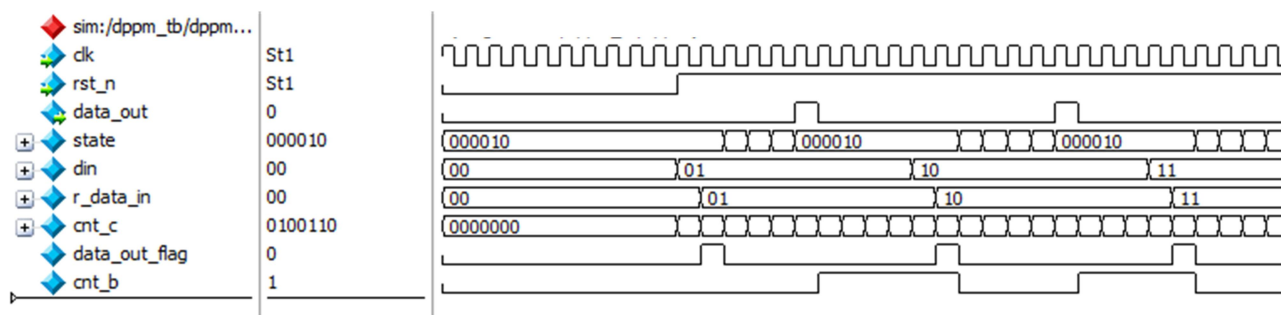


图4 DPPM 仿真图

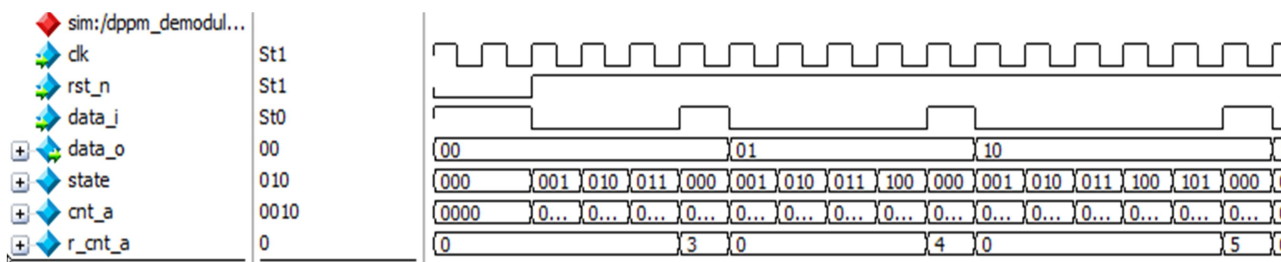
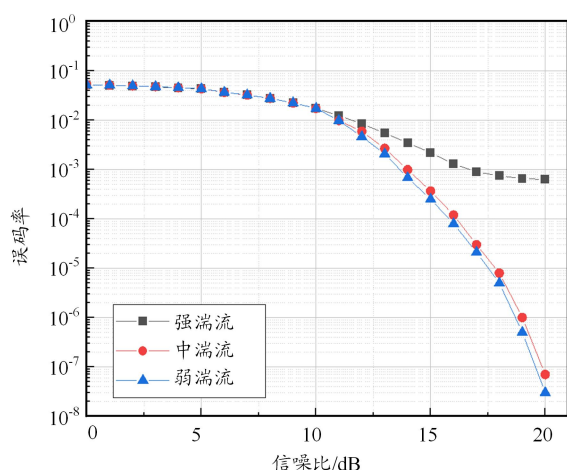
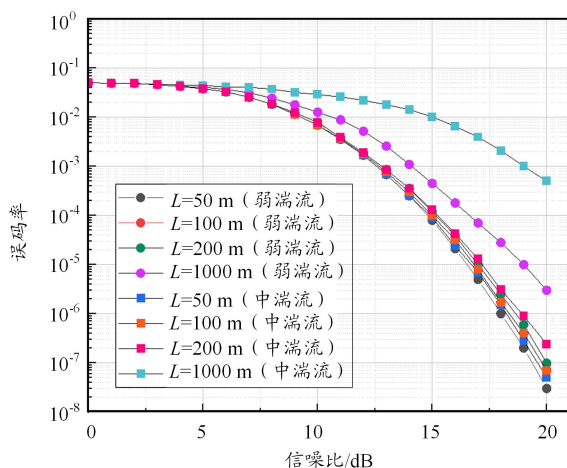


图5 DPPM 解调仿真图



(a) 不同湍流信道下的误码率



(b) 不同通信距离下的误码率

图6 DPPM 调制通信性能仿真图

2.3 TOF 测距

TOF 测距模块通过记录脉冲之间的时隙数量完成测距。通信数据经过调制后,脉冲之间的时隙数量最大为 3,因此将测距标志位的时隙数量设置为 4 即可达到区分测距信号与通信信号的目的^[2]。当解调模块检测到脉冲时开始记录,时隙数量为 4 时,系统发出测距指令,记录当前的时间间隔并进行相关运算。

图 7 为 TOF 测距模块的流程图。当有信号输入时,通道 1 和通道 2 的使能信号跳变为高电平并触发计数模块。其中,粗计数模块负责记录系统时钟时间,而细计数模块则负责记录不足一个系统时钟周期的时间量,以此实现精确计时。之后,测距模块通过记录脉冲信号之间的时隙数量来确定是否为测距信号。当检测到测距信号时,通道 1 处的使能信号跳变为低电平,停止计数并记录下发送脉冲信号的起始时间;当再次检测到测距信号时,通道 2 处的使能信号跳变为低电平,停止计数并记录下接收脉冲信号的截止时

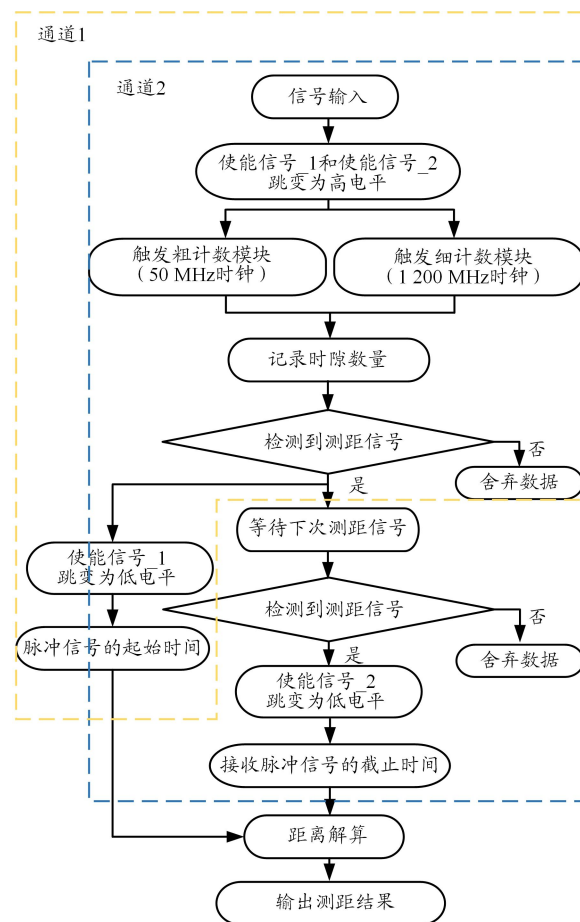


图7 TOF 测距模块的流程图

间。然后,根据式(2)计算得到测距信号的 TOF,从而计算出距离信息。其中,细计数模块的 1 200 MHz 工作时钟信号需要利用 FPGA 处理器的锁相环来生成,具体步骤如下:

- 1)对系统时钟进行分频,获得一个 300 MHz 的时钟信号;
- 2)再对该 300 MHz 时钟信号分别延迟 1/4、1/2 和 3/4 个周期,以产生 4 个具有不同相位的时钟信号;
- 3)在每个时钟信号的上升沿执行计数操作,即可得到 1 200 MHz 的时钟信号。

2.4 脉冲累加算法

如果仅使用单个 VCSEL 发送信号,所得到的回波信号功率通常仅为毫瓦级别。这可能导致较低的信噪比,进而增加误检的概率。为了克服这一问题,本文设计了一种脉冲累加算法来增强对目标信号的提取和噪声抑制能力。该算法的具体步骤包括:

- 1)回波信号累加前,设置一个外部时钟输入端口,用来校准 FPGA 内部时钟;
- 2)利用多个独立通道同时对回波信号进行采样;
- 3)将上述测距信号作为帧头,对采样后的信号进

曹明华,邓浩,张悦,等: 基于 DPPM 的激光雷达通信测距一体化方案

行位置同步;

4)将多个通道的脉冲信号进行累加;

5)对信号幅值进行算术平均处理,以得到处理后的信号。

脉冲累加算法仿真结果如图 8 所示,(a)、(b)、(c)图分别表示含噪声、累加 10 次、累加 100 次的回波信号。可以看出,随着累加次数的增加,回波脉冲逐渐凸显,而噪声信号由于不具有相关性或相关性较弱,在算术平均处理后其均值接近于零,从而显著提高了回波信号的信噪比。信噪比的提升随累加次数增加而改善,增强了系统对微弱信号的检测能力。然而,增加累加次数会导致数据运算处理时间的增加,可能无法满足实时探测的需求。因此,在实际应用中应根据系统性能要求来确定合适的累加次数。

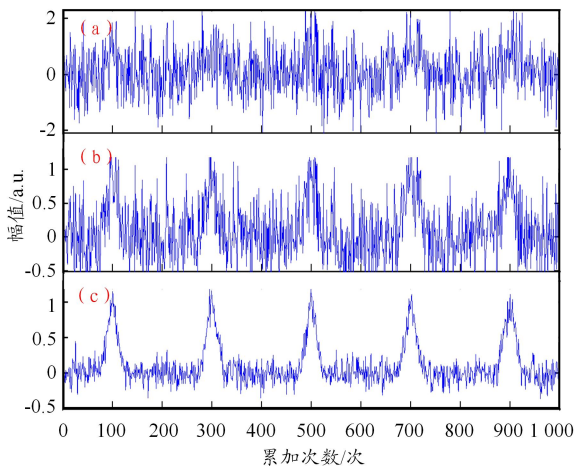


图 8 脉冲累加算法仿真结果图

3 实验测试与结果分析

为了验证系统的整体性能,本文将程序下载到了 2 个不同的 FPGA 开发板上。根据开发板上的引脚编号对输出信号进行了分配,并通过程序下载接口 USB-Blaster 连接计算机的通用串行总线(USB)接口,以此建立起 FPGA 与计算机之间的数据传输链路。系统实验参数如表 2 所示。

通信测距一体化系统硬件实物平台如图 9 所示。该平台控制电路采用了 Altera 的 Cyclone IV 系列中的 EP4CE10F17C8 芯片。系统的时钟频率为 50 MHz,单个脉冲宽度为 20 ns,信号周期 T 为 400 ns。计算机利用通用异步收发传输器(UART)串口循环发送数据序列“10_11_00_01”,当系统 A 作为发射端时,系统 B 负责接收并处理数据;反之,当系统 B 作为发射端时,系统 A 则负责接收并处理数据。

表 2 系统实验参数

参数名称	指标
激光波长/nm	905
峰值功率/W	25
接收信号光功率/mW	10
脉冲宽度/ns	20
物体反射率	0.2
大气衰减系数 ^[16] /m ⁻²³	9×10^{-15}
APD 有效接收区域/m ²	0.001

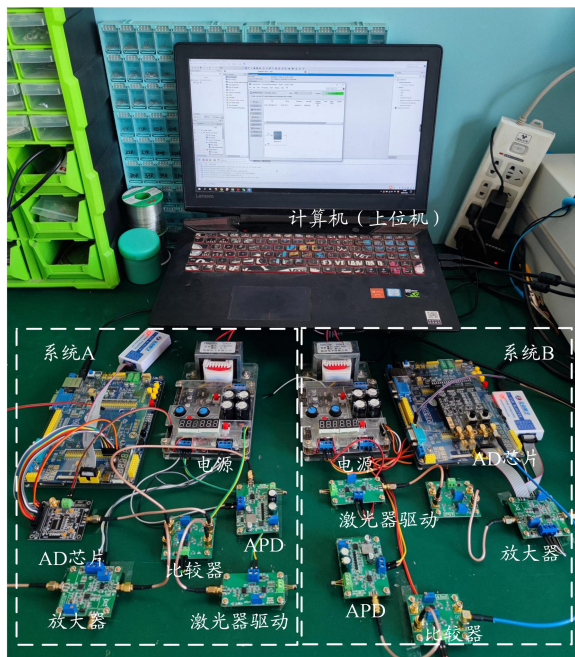
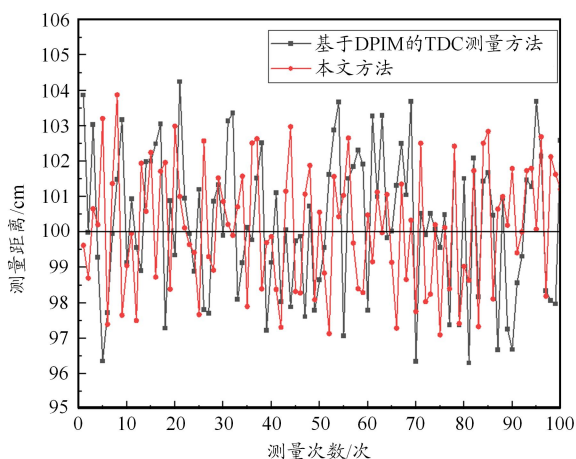


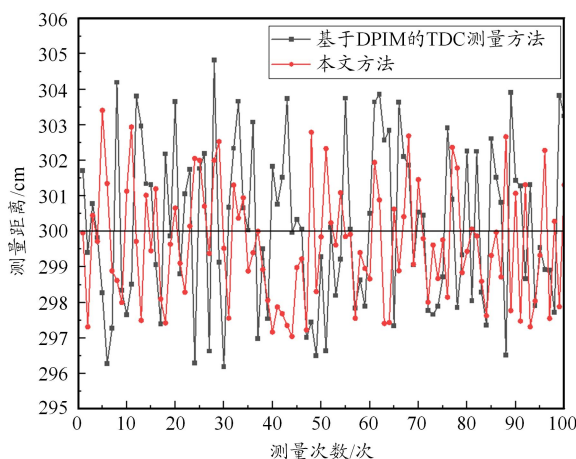
图 9 通信测距一体化系统硬件实物平台

在 DPPM 模式下,每比特数据占用 0~3 个时隙,总时长为 60~120 ns。经计算,平均每 90 ns 可以传递 1 bit 信息。由于 DPPM 信息段长度不固定,为了确保解调的正确性,在帧结构中引入了保护时隙。根据调制后的时隙长度,插入同等长度的保护时隙段,即每比特数据平均插入 90 ns 的保护时隙。因此,每 180 ns 传输 1 bit 数据,据此计算出系统的通信速率为 5.4 Mb/s。然而,设计时插入的测距帧信号占用了 4 个时隙,即一个信号周期内携带一个测距帧信号。因此,实际平均每 200 ns 传输 1 bit 数据,通信速率为 5 Mb/s。

测量距离受到激光器的发射功率的限制。单个 VCSEL 的测量分辨率在 3 m 内表现最佳。为了检验该系统的测距精度,将本文所提出方法与基于脉冲间隔调制(DPIM)的时间数字转换器(TDC)测量方法进行了对比,测量结果如图 10 所示。可以看出,基于 DPIM 的 TDC 测量方法在 100 cm 处的平均测距误差为 ± 1.95 cm,在 300 cm 处为 ± 2.16 cm;而本文提出的方



(a) 测量距离为 100 cm 时的测距结果



(b) 测量距离为 300 cm 时的测距结果

图 10 测量距离结果图

法在 100 cm 处的测距误差为 ± 1.82 cm, 在 300 cm 处的误差为 ± 2.04 cm, 测量误差更小。

4 结束语

本文针对激光雷达系统频谱利用率低的问题, 利用 FPGA 实现了所提出的 DPPM 方式下的通信测距一体化系统。该系统具有简化的系统架构和较低的硬件成本及实现复杂度, 能够完成数据采集、调制解调以及激光雷达测距等功能。此外, 通过采用脉冲累加技

术优化了回波信号处理, 从而提升了脉冲信号的信噪比。实验结果表明, 该系统能够在 5 Mb/s 的通信速率下更好地实现测距功能。

参考文献:

- [1] FENG Z, FANG Z, WEI Z, et al. Joint radar and communication: a survey[J]. China Communications, 2020, 17(1): 1–27.
- [2] TAO M, GUAN J, PENG T, et al. Simultaneous realization of laser ranging and communication based on dual-pulse interval modulation[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 1–10.
- [3] 周莎莎, 吴侃, 曹先益, 等. 基于 LABS 技术和 FPGA 的固态激光雷达测距系统[J]. 光通信技术, 2023, 47(5): 71–77.
- [4] 陈晓冬, 张佳琛, 庞伟淞, 等. 智能驾驶车载激光雷达关键技术与应用算法[J]. 光电工程, 2019, 46(7): 190182-1–190182-13.
- [5] BASTOS D, BRANDAO A, LORENCES-RIESGO A, et al. Time-frequency range estimation method for pulsed LiDAR[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(2): 1429–1437.
- [6] CHEN L, ZHOU X, CHEN F, et al. Carrier phase ranging for indoor positioning with 5G NR signals[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 9(13): 10908–10919.
- [7] CHEN G B, WIEDE C, KOKOZINSKI R. Data processing approaches on SPAD-based d-TOF LiDAR systems: a review[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(5): 5656–5667.
- [8] LIN Y C, HSIEH P H, HONG J L, et al. A cross-correlation-based time-of-flight design for chaos lidar systems[J]. IEEE Asian Solid-State Circuits Conference(a-Sscc 2021), 2021, 5: 138–141.
- [9] GROLIUS S, LIGGES M, RUSKOWSKI J, et al. Concept of an automotive LiDAR target simulator for direct time-of-flight LiDAR[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2023, 8(1): 825–835.
- [10] CHOWDHURY M Z, HOSSAN M T, ISLAM A, et al. A comparative survey of optical wireless technologies: Architectures and applications[J]. IEEE Access, 2018, 6: 9819–9840.
- [11] 肖博, 霍凯, 刘永祥. 雷达通信一体化研究现状与发展趋势[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(3): 739–750.
- [12] DERAKHSHANDEH A, PACHNICKE S, HOEHER P A. Underwater wireless laser-based communications using optical phased array antennas[J]. IEEE Photonics Journal, 2023, 15(5): 69–77.
- [13] 左金鑫, 张大卫, 聂俊缘, 等. 基于 Delta-Sigma 调制的多频相位激光测距[J]. 光通信研究, 2022, 48(1): 1–5.
- [14] 陈品儒, 华楠, 朱康奇, 等. 应用于光通信网络的高精度双频时间间隔测量方法[J]. 光通信技术, 2023, 47(5): 78–83.