

# 一种大测距动态范围高重频相干测距测速 激光雷达(II):信号调制

吴军<sup>1,2</sup>, 洪光烈<sup>1,2</sup>, 张鸿翼<sup>1,2</sup>, 李飞<sup>1,2</sup>, 徐卫明<sup>1,2</sup>, 何志平<sup>1,2</sup>, 舒嵘<sup>1,2\*</sup>

(1. 中国科学院上海技术物理研究所 空间主动光电技术中科院重点实验室, 上海 200083)

(2. 量子信息与量子科技前沿协同创新中心, 安徽 合肥 230026)

**摘要:**针对“双频双调制双本振(DFDMDL)”大测距动态范围高重频相干测距测速体制,分析了该体制信号调制需要考虑的调频线性度、发射光和本振光信号的“幅-频”特性、对称三角线性调频(STLFM)信号的周期稳定性等因素,通过参数的对比、仿真及实测,提出了适合本系统的信号调制方案. 实测结果表明,采用声光移频器(AOFS)外调制提供高线性度STLFM信号,直接数字频率合成(DDS)驱动AOFS,通过DAC调节射频驱动源功率补偿AOFS非平坦的“幅-频”特性,以及基于FPGA的高精度时间测量系统监测STLFM信号周期及测量多个STLFM周期期间的时差,可以使该“双频双调制双本振”体制具有较高的距离测量精度,并为通过脉冲积累减小发射能量的途径提供了可能.

**关键词:**相干激光雷达;双频双调制双本振;对称三角线性调频;声光移频器;DDS;高精度时间测量

**中图分类号:**TN958.94 **文献标识码:**A

## A coherent range and range-rate detection Ladar with large ranging dynamic range and high-repetition-rate (II) : Signal Modulation

WU Jun<sup>1,2</sup> HONG Guang-Lie<sup>1,2</sup> ZHANG Hong-Yi<sup>1,2</sup> LI Fei<sup>1,2</sup> XU Wei-Ming<sup>1,2</sup>  
HE Zhi-Ping<sup>1,2</sup> SHU Rong<sup>1,2\*</sup>

(1. Key Laboratory of Space Active Opto-Electronics Technology, Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China;

2. Synergetic Innovation Center of Quantum Information and Quantum Physics, University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230026, China)

**Abstract:** For the “dual-band dual-modulation dual LO (DFDMDL)” range and range-rate detection ladar with large ranging dynamic range and high-repetition-rate, we analyzed the LFM modulator linearity of the signal, the “amplitude-frequency” characteristic of the local and emitted light signal, the period stability of the symmetrical triangular linear frequency modulation (STLFM) signal, which are needed to be considered in the ladar design. The signal modulation scheme for the system was proposed by comparison, simulation and measurement of different parameters. In the design, we used the acousto-optic frequency shifter (AOFS) to provide external modulation for high linearity STLFM signal, and the direct digital frequency synthesis device (DDS) to drive AOFS. We also proposed and used the DAC to adjust the RF drive source power to compensate the non-flat “amplitude-frequency” characteristics of the AOFS, the High Precision FPGA based TDC measures the STLFM period and the time between multiple STLFM signals. The result demonstrated that the DFDMDL system has a high accuracy of ranging and has the potential ability of pulse integration by using this scheme.

**Key words:** coherent ladar, dual-frequency dual-modulation dual LO, symmetrical triangular linear frequency modulation, acousto-optic frequency shifter, direct digital synthesizer, high precision timing system

**PACS:** 42.79.Qx, 06.30.Gv, 42.79.Qx

### 引言

采用线性调频进行远距离相干测距测速的体制中,为达到较高的测距测速精度,对发射激光信号的调制提出了苛刻的要求<sup>[1]</sup>.

线性调频体制测距测速,其测距测速精度与线性调频的线性度有非常直接的关系.线性度不好,将导致回波和本振相干后信号频谱被展宽<sup>[2]</sup>,信噪比变差,难以得到精确的频率值,进而难以精确获得目标距离和速度.

相干探测时,通过本振光提高回波光信号的增益.进入探测器的光功率受探测器最大损伤阈值限制,不平坦的本振光功率无法保证接收到的回波光在整个信号采集周期具有最大增益.发射激光经放大器放大后输出,其最大输出光功率有限,尤其相干探测体制采用的窄线宽保偏光放大器难以实现大功率输出.无法以最大功率输出的系统相对远距离探测而言是一种空间(指远距离探测)或时间(指需要增加脉冲积累次数增加探测距离)的浪费.从接收和发射两个角度看在远距离探测时线性调频激光功率的平坦性比较重要.

在“双频双调制双本振”体制中,吴军从测距精度及是否可脉冲积累的角度对对称三角线性调频(STLFM)信号的调制周期的稳定性提出了明确的要求<sup>[1]</sup>.STLFM信号的周期越稳定,回波接收到的信号与本振信号的频率差将越稳定,则可有效地进行脉冲积累;反之接收到的频率峰值位置将会产生波动,则无法进行有效的脉冲积累.对STLFM信号,需要通过高精度时间测量(TDC)技术检测每个周期的大小及多个STLFM信号间的精确时间差以监测其周期大小及稳定性,以得到高精度的距离信息.

结合“双频双调制双本振”大测距动态范围高重频相干测距测速体制,对信号发射所需要考虑的各个方面进行了详细的分析,详述了实现方案及其效果,并对结果进行了分析.

### 1 相干测距测速激光雷达信号调制的原理与结构

“双频双调制双本振”体制的出射信号和接收信号如图1所示,发射信号和接收信号均包含两个波长,并采用两种不同调制周期的对称三角线性调频信号<sup>[1]</sup>.

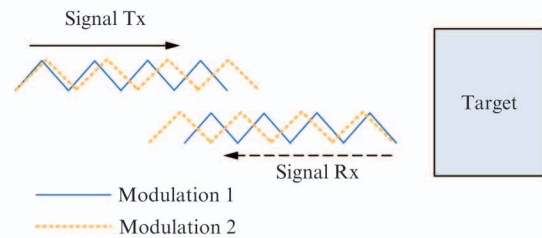


图1 “双频双调制双本振”体制探测波形  
Fig.1 Detect waveform of the DFDMDL system

回波信号接收时,需要使用4个本振信号,分别是两组不同波长的本振信号,每组包含两个本振信号,分别是“同相本振”、“反相本振”,其调制过程如图2,采用外调制方式对两个种子源激光进行调制,再通过光纤延迟各自产生“反相本振”信号,后文将分析采用外调制方式的原因.图3是调制所需要生成的几个信号的频率随时间变化的波形.图中A\_LO\_A、A\_LO\_B是采用第一种调制周期 $T_1$ 的两个本振信号,B\_LO\_A、B\_LO\_B是采用第二种调制周期 $T_2$ 的两个本振信号.

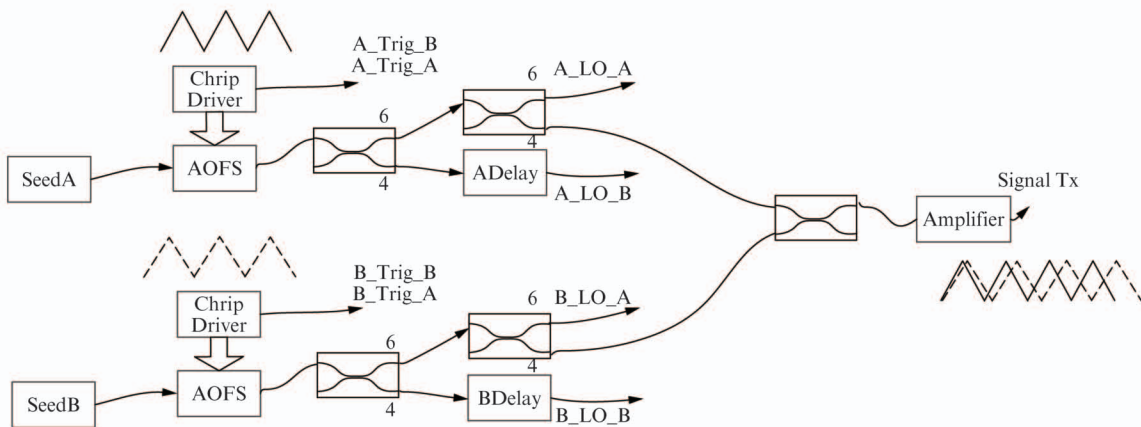


图2 “双频双调制双本振”调制过程  
Fig.2 Modulation process of the DFDMDL system

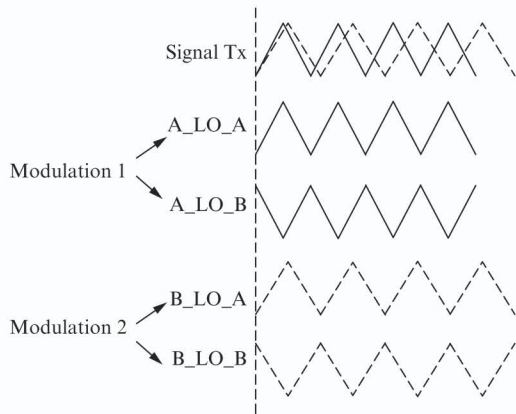


图 3 “双频双调制双本振”出射信号和本振信号  
Fig. 3 Transmitted signal and local signal of the DFDMDL system

基于线性调频的“双频双调制双本振”体制的调制信号需优先考虑线性调频信号的线性度以保证探测精度,其次是发射信号的“幅-频”特性是否平坦以充分利用光放大器的最大输出功率并保证接收时回波信号具有较高的增益,及提高 STLFM 信号的周期稳定性便于使用脉冲积累技术,并采用 TDC 监测 STLFM 信号的周期并计算最终距离。

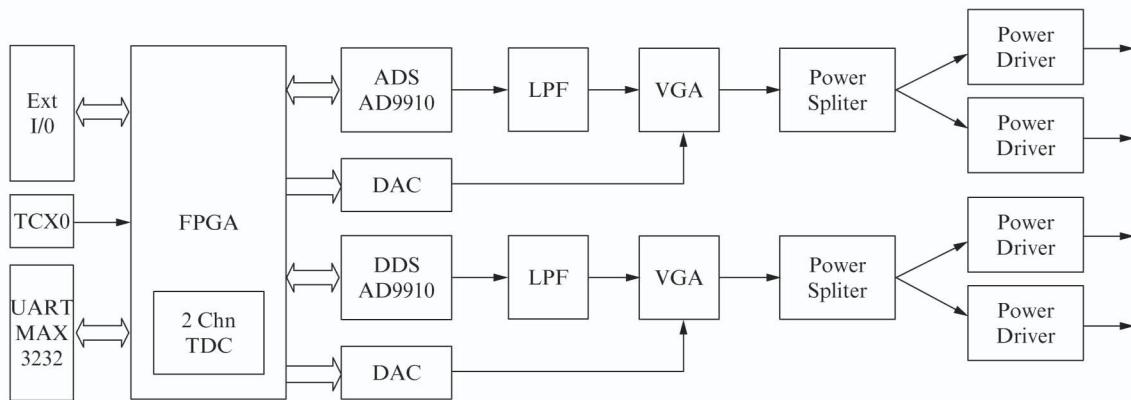


图 4 “双频双调制双本振”体制调制电路结构  
Fig. 4 The modulation schematic of the DFDMDL system

## 2 激光线性调频

### 2.1 激光频率调制线性度要求

线性调频测距测速体制对线性调频的线性度要求很高,线性度影响最终信号信噪比及谱峰位置。同时,“双频双调制双本振”体制在探测时可能会经过多个 STLFM 波形,则要求发射及本振的每个 STLFM 信号的初始频率都一样。

激光在频域调制有多种方式,分内调制和外调制两种类型。几种调制方式的调制带宽及线性度有

明显的差别。本系统最终采用 ADI 的集成 DDS 芯片 AD9910 驱动 Brimrose 公司的宽带声光移频器 (Acousto-Optic Frequency Shifter, AOFS) IPF-400-200-1550-2FP 实现发射激光和本振激光高线性度及高周期稳定度的线性调频。AOFS 在其频率可调谐带宽范围内具有不平坦的“幅-频”特性,采用 DAC 及 VGA 对射频驱动信号功率进行调节,实现对 AOFS 不平坦的“幅-频”特性的补偿。采用基于 FPGA 的时间测量方案实现对 STLFM 周期的测量及多个 STLFM 周期期间的间隔测量。后文将详述该方案的设计及实测结果。

图 4 为 AOFS 驱动电路结构,两种周期的调制,采用两路 DDS 及 VGA 放大电路实现。采用 Altera EP3C16E144C7 FPGA 对整个系统控制,并在其内部实现两路高精度时间测量系统。为保证整个系统能在时间特性上有优异的表现,一方面实现高精度长时间测量,另一方面保证 AD9910 以稳定准确的时钟频率运行,系统采用 MMDC-Tech 的高精度温补晶振 GEAC 25.000 0 MHz (图中 TCXO),其频率准确性  $\leq \pm 1.0 \text{ ppm} @ 25^\circ\text{C}$ , 频率稳定性  $\leq 1.0 \text{ ppm over } -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$ 。

明显的差别。

外腔调谐激光器通过调谐腔长实现波长调谐,是一种内调制方式。该方式会引入非线性调频相位误差,张琨锋在其论文中指出 THz 量级带宽的啁啾信号其理论测距精度是  $120 \mu\text{m}$ ,在未进行任何补偿的情况下实测只有米级,通过相位误差数据自适应的方法可将测距精度提高到  $200 \mu\text{m}$  左右<sup>[2]</sup>,但其补偿方式较为复杂,并且其系统是在实验室内借助参考通道实现,在远距离高重频探测时难以应用。

半导体激光器可通过调节激光器驱动电流的大

小实现调频,是另外一种内调制方式.驱动电流大小与激光器输出的波长并非线性关系.该方式可以实现较大的调谐带宽,但是其线性度较差,初始频率不确定,重复性较差<sup>[3]</sup>.

声光调制是一种外调制方式,射频驱动信号通过电声换能器转换为超声波信号作用于声光晶体.声光移频器入射光和衍射光频率之间具有  $\omega_{out} = \omega_{in} \pm \omega_s$ ,其中  $\omega_{in}$  为入射光频率, $\omega_{out}$  为衍射光频率, $\omega_s$  为声光介质中声波的频率<sup>[4]</sup>,即输入射频驱动信号与输出激光移动的频率差有明确的对应关系,故可通过改变驱动信号的驱动频率来改变衍射激光的频率.通过提高驱动声光移频器 (Acousto-Optic Frequency Shifter, AOFS) 的线性调频驱动信号的线性度,可实现对激光的高线性度线性调频.以相位累加为基础的 digital 频率合成技术 (DDS) 是一种成熟的频率生成技术,利用相位累加器与正弦查找表生成一定范围内的频率,其频率合成原理决定了其可以实现高线性度的啁啾信号.

IPF-400-200-1550-2FP 是一个中心频率 400 MHz,调谐带宽 200 MHz 的宽带 AOFS,该器件实为两个中心频率为 200 MHz,调谐带宽 100 MHz 的 AOFS 级联构成,有两个射频输入端口,每个端口输入信号频率为 150 ~ 250 MHz.

AD9910 是一款内置 14 bit DAC 的直接数字频率合成器 (DDS),支持高达 1 GSPS 的采样速率. DDS/DAC 组合构成数字可编程的高频模拟输出频率合成器,能够在高达 400 MHz 的频率下生成频率捷变正弦波形. AD9910 利用 32 bit 累加器提供快速跳频和频率调谐分辨率,在 1 GSPS 采样速率下,调谐分辨率为 0.23 Hz<sup>[5]</sup>,极高的调谐分辨率便于精细地进行线性调频.该器件的数字斜坡模式可实现线性调频,可以设置调频上限、下限及调频速度等参数.

可采用 AD9910 提供 150 ~ 250 MHz 内的对称三角线性调频信号驱动 IPF-400-200-1550-2FP,提供高线性度的 STLFM 光信号,如图 2、图 4 所示.

## 2.2 AD9910 线性调频

本系统设计最需要关注的是 AD9910 线性调频参数的设置及如何保证线性调频的调制周期稳定,后者涉及到该器件的“数字斜坡生成器”的控制,器件的其他特性请参考器件手册及相关论文<sup>[4,5]</sup>.

AD9910 频率配置寄存器值  $FTW$  和输出频率  $f_{OUT}$  的关系如公式 (1) 所示,其中  $f_{SYSCLK}$  为系统运行时钟<sup>[5]</sup>.

$$f_{OUT} = \left( \frac{FTW}{2^{32}} \right) \cdot f_{SYSCLK} \quad (1)$$

如图 5 所示,为上变频过程中实际 DDS 输出的线性调频信号. AD9910 配置成数字斜坡模式时,需设置变频范围的最小值 ( $F_{bot}$ )、最大值 ( $F_{top}$ )、变频步长 ( $F_{step}$ )、变频步进时间间隔 ( $T_{step}$ ). 由图 5 可知, DDS 产生的线性调频信号与理想线性调频信号的最小频率偏差为 0,最大偏差为频率步进值. 在线性调频带宽与调频周期一定时,应尽可能降低频率变频步长  $F_{step}$  以减小变频偏差,尽可能增加变频次数,缩短变频步进时间间隔  $T_{step}$ . AD9910 在系统时钟 1 GHz 时,步进时间间隔  $T_{step}$  最小 4 ns. 表 3 是结合 IPF-400-200-1550-2FP 效率实配的参数,其中 DDS 变频台阶约 22 kHz,相应地光信号变频台阶 44 kHz.

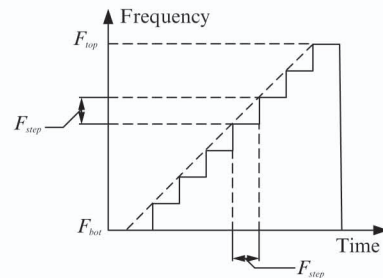


图 5 实际 DDS 输出线性调频信号  
Fig. 5 Actual LFM signal from the DDS

现分析图 5 所示 DDS 线性调频非线性对频谱的影响. LFM CW 信号的频率可以表示为公式 (2), 其中  $f(t)$  为当前信号频率,  $f_i$  为扫描初始频率,  $B$  为扫描带宽,  $T_L$  为线性调频周期,  $f_e(t)$  为当前时刻实际扫描相对于理想线性调频的偏差. 而在  $[0, T]$  内  $f_e(t)$  可按  $\Omega = 2\pi/T$  展开为傅里叶级数, 如公式 (3).

$$f(t) = f_i + (B/T_L)t + f_e(t) \quad (2)$$

$$f_e(t) = f_{e0} + \sum_{n=1}^{\infty} f_{en} \cos(n\Omega t + \phi_n) \quad (3)$$

陈祝明在其论文中指出,  $f_e(t)$  的各项分量中, 直流项  $f_{e0}$  仅影响检混频后信号的初相位, 对 LFM-CW 雷达的回波功率谱没有影响; 其余各次谐波都将对混频后信号起到一个调相作用, 而“标准偏差线性度”  $\sigma$  (见公式 (4)) 将更准确地反映出扫描非线性对 LFM CW 雷达性能的影响<sup>[6]</sup>.

$$\sigma = \left( \frac{1}{B} \right) \sqrt{\frac{1}{T_L} \int_0^{T_L} (f_e(t) - f_{e0})^2 dt} \quad (4)$$

对于图 5 所示 DDS 线性调频信号, 因为其偏差的周期性及对称性,  $\sigma$  值将会比较小, 对频谱造成的

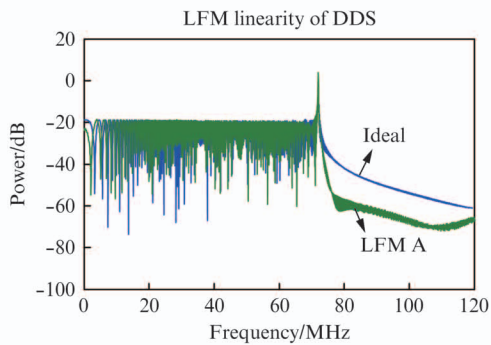
影响也较小. 宋景唯指出要精确得出线性度对测距的影响, 最合理的方式是得到实际的线性调频信号  $f(t)$  的函数, 通过计算机仿真得到结果<sup>[7]</sup>.

表 1 是 STLFM 信号相干混频的仿真参数, 变频总时间 13.12  $\mu\text{s}$ , 变频总带宽 144 MHz, 回波信号被延迟半个线性调频周期, 即 6.56  $\mu\text{s}$ , 对混频后在 STLFM 本振信号的上变频阶段采样到的数据作频谱分析. 表 1 中 Ideal 组是理想线性调频信号, LFM\_A 是根据表 3 中 Ch1 通道配置的参数(其中变频台阶 43.9 kHz 考虑了 AOFS 的 2 倍变频的效果), LFM\_B、LFM\_C、LFM\_D 分别是在变频时间间隔变大后, 变频频率台阶也相应增大, 但总变频带宽未变的参数. 图 6 是针对表 1 中参数仿真的结果, 其中谱分辨率为 76.29 kHz.

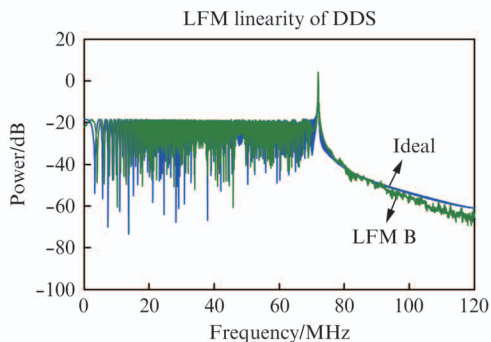
表 1 DDS 线性调频仿真参数  
Table 1 Parameter for DDS LFM simulation

组	变频时间间隔	变频频率间隔
Ideal	理想(连续)	理想(连续)
LFM_A	4 ns	43.9 kHz
LFM_B	80 ns	878.04 kHz
LFM_C	240 ns	2.634 MHz
LFM_D	400 ns	4.390 MHz

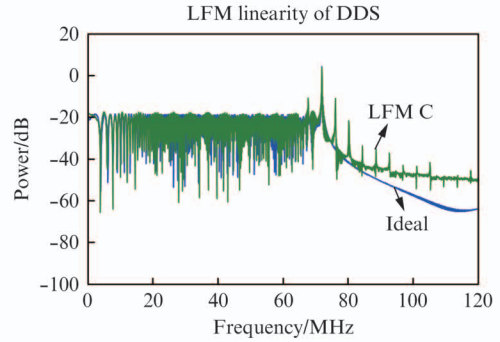
由图 6(1)可知, 在谱分辨率为 76.29 kHz 时, 实际配置的 DDS 线性调频的变频间隔(4ns)、变频台阶(43.9 kHz)所带来的 LFM 非线性对最终系统



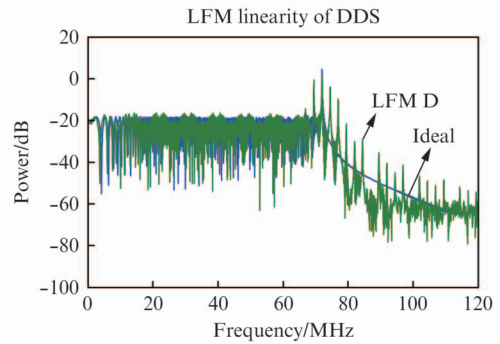
(1)



(2)



(3)



(4)

图 6 DDS LFM 调频线性度仿真  
Fig. 6 Simulation of the linearity of DDS LFM frequency modulation

并未产生明显影响. 并且 DDS 的线性调频偏差的周期性及对称性, 决定了其  $\sigma$  值比较小, 在图 6(2)中, LFM\_B 中变频台阶已经达到 878.04 kHz 并超出谱分辨率时, LFM\_B 的调频非线性带来的影响仍然很小, 这和陈祝明论文中理论是一致的<sup>[6]</sup>. 但在变频间隔、变频台阶进一步增大时, 图 6(2)、(3), DDS 的调频非线性带来的影响增大, 影响最终频谱分辨. 通过上述仿真结果表明, 表 3 配置参数从线性调频角度而言是比较合理的, 另外也表明 DDS 做线性调频是非常适用于雷达系统的一种线性调频手段.

2.3 STLFM 周期稳定性控制

数字斜坡生成器主要由 3 个管脚控制, DRCTL、DROVER、DRHOLD, 其管脚定义如表 2 所示.

表 2 数字斜坡发生器关键信号  
Table 2 Key signals of Digital Ramp Generator

信号名	输入/输出	功能
DROVER	O	输出, 数字斜坡结束, 高电平有效, 当数字斜坡发生器达到最大/最小编程值时, 此引脚将切换到逻辑 1
DRCTL	I	输入, 控制数字斜坡发生器的频率调制特性, “1”上变频; “0”下变频
DRHOLD	I	输入, 数字斜坡保持, 高电平有效, 使数字斜坡发生器保持在当前状态

为保证线性调频周期的稳定,应在线性调频的上变频、下变频结束时,DROVER 信号立即给出状态表明线性调频已经结束,并立即通过 DRCTL 改变频率调制方向.前者通过合理的配置参数实现,经实测配置时其参数应满足公式(5),其中  $Cnts$  是整数,

如表 3 所示;后者通过合理的时序控制实现,如图 7 所示,通过将 DROVER 信号作为 D 触发器的时钟信号达到快速切换变频方向.

$$F_{top} - F_{bot} = Cnts \cdot F_{step} \quad (5)$$

表 3 两路 DDS 配置参数及实测结果

Table 3 2 Channels DDS configuration parameters and the testing results

Group	Start (MHz)	Stop (MHz)	Step (kHz)	LFM $Cnts$	Theory Time(ns)	Posedge Time(ns)	Negedge Time(ns)	Period (ns)	Period Range(m)
Ch1	165.0	237	21.951	3 280	13 120	13 131.82	13 128.18	26 260.0	7 878
Ch2	162.5	235	21.903	3 310	13 240	13 248.03	13 251.97	26 500.0	7 950

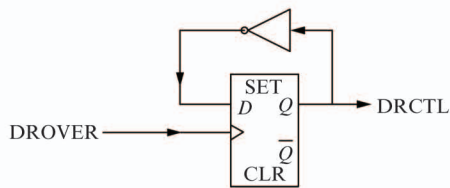


图 7 数字斜坡控制信号

Fig. 7 Control signals of the Digital Ramp Generator

表 3 中上变频时间(Posedge Time)、下变频时间(Negedge Time)是采用 TDC 实测的结果,第一路 DDS 的上变频或下变频的理论时间是 13 120 ns,实测到的上变频、下变频时间的平均值为 13 131.82 ns 和 13 128.18 ns,和理论值有十多 ns 的出入.该出入必须精确测量,在多周期时积累的效果将会较明显.STLFM 信号的周期稳定性将在后文通过 TDC 实测分析.

### 3 调制信号“幅-频”特性补偿

#### 3.1 AOFS 非平坦“幅-频”特性及补偿必要性

IPF-400-200-1550-2FP 中心频率 400 MHz,其标称在调谐中心频率时插入损耗为 7~8 dB.在相同驱动功率下,AOFS 的衍射效率与频率关系很大,在调谐带宽的两端衍射效率极低.图 8 为该款 AOFS 在最大驱动功率下实测的衍射效率.实测时输入激光功率为 16 mW,在 404 MHz 输出最大值 4.41 mW,达到最大衍射效率 26.7%,但是在调谐带宽两端,如 310 MHz 其输出功率只有 62  $\mu$ W,衍射效率只有 0.8%.在使用时该 AOFS 的在频域的两端因信号功率太低并不适用,只能取衍射效率较高的频率范围.

AOFS 非平坦的“幅-频”特性和理想平坦的“幅-频”特性在发射接收系统及相干探测的回波频谱上具有不同的影响,下文将通过分析及仿真对比其区别.

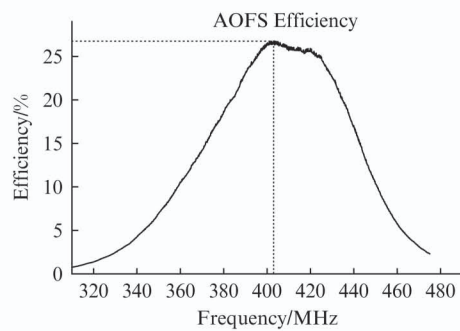


图 8 IPF-400-200-1550-2FP 衍射效率

Fig. 8 Diffraction efficiency of IPF-400-200-1550-2FP

#### 3.1.1 对收发系统的影响

本系统出射激光为连续波激光.如图 8 所示 AOFS 输出光信号功率对比明显,衍射效率最高、最低处是几十倍或更大倍数的差异,相当于一系列的脉冲信号.对于连续波光放大器这种输入方式是有害的,且由于在没有信号时光放大器会存在能量积累的特点,在光信号可以输出时,会出现陡峭的脉冲前沿,这对于相干探测体制是不利的.

相干探测时探测器输出信号如公式(6)正比于均方本振信号功率、均方回波信号功率,其中  $P_s(t)$  为信号功率, $P_L(t)$  为本振功率.相干探测在一定范围内通过较高的本振信号提高回波信号的增益,但探测器所能接收能量都具有最大限值.

$$i(t) \propto \sqrt{P_s(t) \cdot P_L(t)} \quad (6)$$

当 AOFS 输出信号未经补偿时,本振信号具有图 8 特性,考虑到探测器接收最大能量限制,本振信号只能在中心频率处才能输入最大值,其他频率点都如图 8 呈比例下降,则探测器仅能在中心频率点获得较大输出,而其他频率点可能很小,将给探测器后端的可变增益放大器带来较大压力,很大程度降低系统可达到的信噪比.而 AOFS“幅-频”特性经过补偿的系统则不会出现该问题.

### 3.1.2 对信号频谱的影响

两种“幅-频”特性的线性调频信号在相干探测体制中对信噪比具有不同的影响.相干探测时,回波信号被衰减并被延迟,且叠加了噪声,表 4 所示为两种信号相干探测的仿真参数.其中  $S_i$  为归一化后的理想线性调频信号经,  $\Gamma$  为正比于图 8 所示的衍射效率因子,最大值为 1,  $\eta$  为回波信号衰减比例.

表 4 仿真参数对比

Table 4 Parameter comparison for simulation

	本振/发射	延迟 $\Delta t$	衰减 $\eta$	回波 SNR
理想 STLFM	$S_i$	$T_{LFM}/4$	0.000 1	-20 dB
AOFS STLFM	$S_i \times \Gamma$	$T_{LFM}/4$	0.000 1	*

\*: 对于 AOFS STLFM 添加的噪声和理想 STLFM 的噪声一样,模拟相同的噪声环境,但信噪比并不一样.

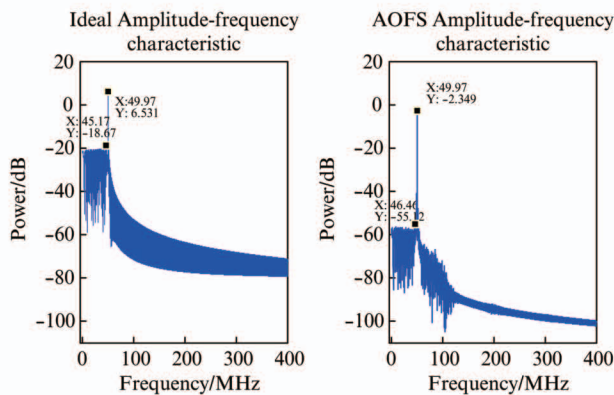


图 9 两种“幅-频”响应信号相干探测频谱对比(整个范围)

Fig. 9 Coherent detection spectrum comparison of two signals with different “A-F” characteristic (Full Scale)

仿真结果如图 9 所示,可看出 AOFS“幅-频”特性的频谱(右图)的回波接收能量较低,但信噪比却较好,表明非均匀的“幅-频”响应相当于给发射信号和回波信号加上了一个“窗函数”,有效地压低了噪声能量.不过本仿真并未考虑信号采集时 AD 字长给信号采集带来的误差,在实际情况下, AOFS“幅-频”特性的回波在调频带宽两端的信号幅度很低,可能不能被有效采集,亦即图 9 右图信号会变差.另外通过放大频谱图,如图 10,可以看出非均匀幅-频响应的频谱较宽.这在实际信号处理时将给寻峰带来不利的影响.

通过上述对比,实际使用时,对于远距离相干探测,如图 8 所示直接输出非平坦激光信号并不合理,需通过调节 AOFS 输入的射频驱动信号功率补偿 AOFS 的非线性“幅-频”特性,使整个调谐频率范围内的功率大小均一致输出.

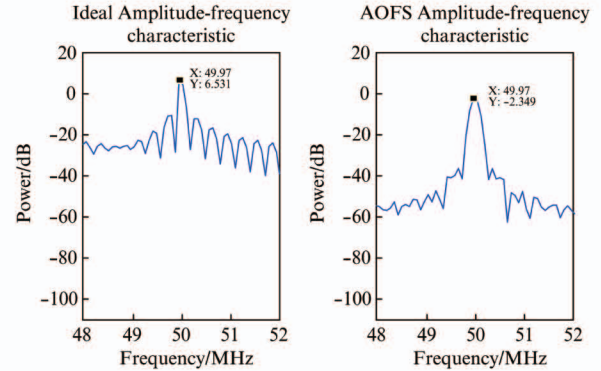


图 10 两种幅-频响应信号相干探测频谱对比(信号周围)  
Fig. 10 Coherent detection spectrum comparison of two signals with different “A-F” characteristic (Scale near signal)

### 3.2 衍射效率补偿方案及补偿参数获取

采用图 4 所示方案进行输出功率补偿,通过 DAC 控制 VGA 增益. FPGA 内置 ROM 记录 AOFS 的射频驱动信号功率的补偿参数,在每个 STLFM 调制周期的开始触发计数器计数并读取 ROM 内参数,实时配置 DA.

AOFS 随频率变化的衍射效率如图 8 所示非简单函数曲线,其衍射效率与驱动其工作的超声波功率  $P_s$  的关系如公式(7)所示<sup>[4]</sup>也非简单线性,同时 VGA 为线性 dB 增益,以及电路设计中信号增益与理论增益的差别,导致 AOFS 的补偿参数难以通过简单数学计算得到.

$$\frac{I_1}{I_s} = \sin^2 \left[ \frac{\pi}{\sqrt{2}\lambda} \sqrt{\frac{L n_0^6 P^2 P_s}{H \rho v_s^3}} \right] \quad (7)$$

如图 11 为用于获取 AOFS 补偿参数的闭环系统,其中 AOFS Driver 为图 4 所示结构,可通过 PC 机控制其射频驱动信号输出功率.激光器输出信号经分束器分束,一路作为本振光,一路进入 AOFS. AOFS 输出信号再分束,一路用作功率监测,一路和本振相干后进入频谱仪,用作频率监测. PC 机获取示波器、功率监测器参数,分析并合理控制驱动器功率大小以实现有效补偿.

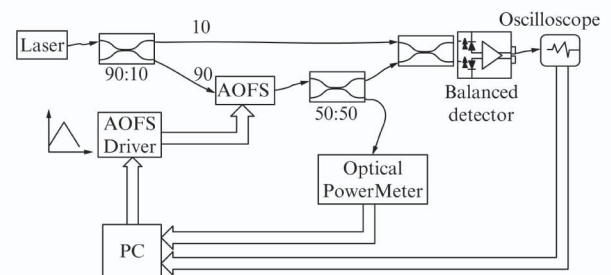


图 11 AOFS 输出补偿闭环系统

Fig. 11 Closed loop system for the AOFS compensation

### 4 调制信号周期的监测

#### 4.1 调制周期稳定性需求及监测

“双频双调制双本振”体制中,通过公式(8)中任意一个式子计算目标距离,其中  $R_1、R_2$  为两种调制周期所对应的激光飞行距离, $n、m$  为传输空间中完整的两种 STLFM 波形个数,  $r_1、r_2$  为探测系统探测到的小于一个周期的目标的飞行距离<sup>[1]</sup>. 如图 12 为回波接收时,采用调制方式 1 接收的示意图.

$$\begin{cases} 2S = nR_2 + r_1 \\ 2S = mR_2 + r_2 \end{cases} \quad (8)$$

设当前正在接收的状态是第  $j$  个发射信号,与第  $k$  个发射信号的回波信号作相干接收,图中用  $k'$  表示,而  $(k)$  表示的是第  $k$  个发射信号在没有遇到目标时的传输情况. 如图所示,系统探测到的距离为  $r_1''$ ,假设其中  $j - k = n, n$  通过公式(8)计算得到. 则目标往返距离  $2S = c \cdot t_n'' + r_1''$ ,其中  $t_n''$  是当前真实情况下  $n$  个周期所相差的时间. 下一个周期将是第  $j + 1$  个本振(发射)信号,与第  $k + 1$  个回波信号相干,系统探测到的距离为  $r_1'''$ ,目标往返距离  $2S = c \cdot t_n''' + r_1'''$ .

当能保证周期  $T_1、T_2$  值非常稳定(即  $R_1、R_2$  值的非常稳定)时,即保证公式(9)近似成立,则  $r_1'' = r_1'''$ ,则相干探测时距离造成的频率变化值将非常稳定,目标速度未发生较大变化时,回波接收到的有效信号频率点比较集中,多次脉冲得到的频谱可以累加,则多次探测到的结果能进行有效脉冲积累,可以降低对发射信号功率的需求. 周期越稳定,则多次积累后的信号信噪比越高,探测到的距离、速度精度越高.

$$t_n'' = t_n''' = n \cdot T_1 \quad (9)$$

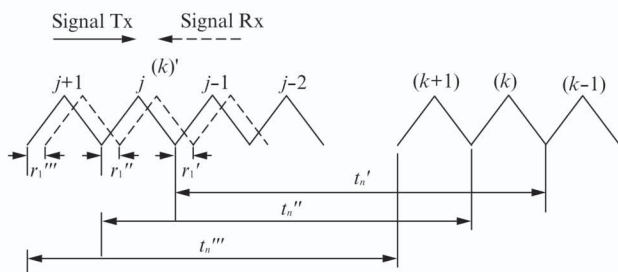


图 12 STLFM 周期稳定性示意  
Fig. 12 Demonstration of the stability of the period of STLFM signals

若不能保证  $R_1、R_2$  值的稳定,则无法保证公式(9)成立,探测时将无法得到稳定的  $r_1$  或  $r_2$ ,每次得

到  $r_1、r_2$  均需要相应地计算  $t_n$  的大小,如图 12 所示.

故实际系统中首先尽量保证每个调制周期的稳定,对每个 STLFM 调制的上变频、下变频及整个周期的时间进行精确测量用以监测周期稳定性并作为计算  $R_1、R_2$  大小的依据,要求测量结果没有偏移误差(Offset 误差).

另外系统如图 12 所示需具备计算任意两个 STLFM 波形时间差的能力,假设探测目标 300 km,其对应的时间差大于 2 ms,则要求系统能够测量 ms 量级的时间间隔仍具有相当高的测时精度.

以上两个测时需求需要 TDC 系统记录大量的 STLFM 调制开始的时刻,然后根据具体需要时计算相应的两个时刻点间的时间差值. 假设 STLFM 波形周期为 26  $\mu$ s,对于 2 ms 的一段时间,记录点数大于 153 个. 常规 TDC 器件,如 ACAM 公司的 TDC-GP1、TDC-GP2、TDC-GPX 系列<sup>[8]</sup>,直接计算两个通道(起始通道、停止通道)的时间差,并非记录每个脉冲的时刻点,且并不具备长时间大量记录时刻点的能力.

基于 FPGA 的延迟线作时间内插实现高精度时间测量系统是现今一种典型的时间测量方式,因 FPGA 具有用户可定制特性,决定了其可以比较容易被设计成用户需求的高精度时间测量系统. 本系统将基于 FPGA 实现该特定需求的高精度时间测量系统(TDC),该 TDC 需记录每个 STLFM 调制的上变频、下变频的触发时刻点,测量的时间间隔没有偏移误差,且较宽时间范围内具有较高的准确度及精度.

#### 4.2 基于 FPGA 的测时结构

图 13 是本系统基于 FPGA 的测时方案,DRIVER 信号从 Hit 端引入,采用了同一个传输路径,避免了“偏移”误差. 利用 FPGA 内部“进位链”结构对信号延迟(图中 Delay Line 模块),通过分析信号在

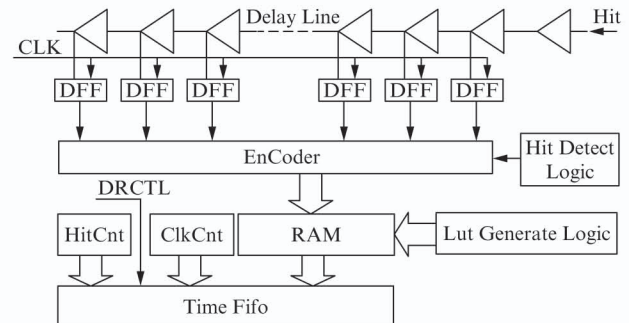


图 13 STLFM 变频触发时刻点时间测量方案  
Fig. 13 Timing scheme of the trigger of STLFM frequency modulation



进位链上的传输分布实现精细时间测量(图中 En-Coder、Hit Detect Logic、RAM、Lut Generate Logic 模块),通过时钟计数器实现大尺度时间测量(图中 ClkCnt 模块). 为保证 ms 量级的测时精度,采用高精度温补晶振 GEAC 25.000 0 MHz. 基于 FPGA 的 TDC 设计更多原理请参阅相关文献<sup>[9,10]</sup>.

### 5 实测及分析

#### 5.1 STLFM 调频线性度

如图 14 是 STLFM 信号相干示意图,图中  $T_s$  是信号的一个采样周期,通过 DDS 给出触发信号触发采样,图 15 是实验框图. 如图 14,线性调频信号的线性度可以通过两个线性调频信号混频得出,线性度好坏将体现在信号谱线的宽窄上.

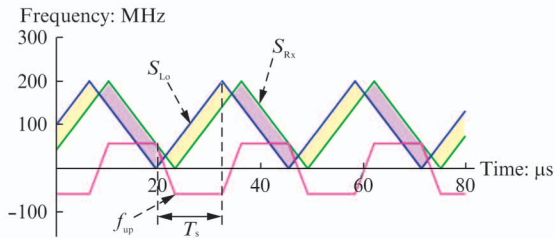


图 14 对称三角线性调频信号相干示意  
Fig. 14 Coherent detection of STLFM signals

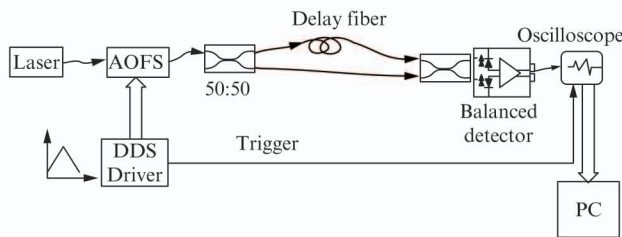


图 15 STLFM 调频线性度及测距精度分析框图  
Fig. 15 Schematic to measure the linearity of STLFM signals and the ranging accuracy

图 16 是一个采样周期内的信号频谱,采样率 5Gsp/s,采样长度 65 536,谱分辨率 76.3 kHz. 在 DDS 调频参数设计时,使其变频台阶小于谱分辨率,如表 3,变频台阶约 44 kHz. 从图 16 可以看出,谱线的半高宽小于谱分辨率,和图 6(1)仿真结果一致,表明表 3 参数设计合理,DDS 作线性调频具有非常高的线性度,满足本系统需求.

#### 5.2 AOFS 补偿结果

如图 17 是针对 AOFS 非平坦衍射效率进行补偿的参数及结果. 如图 8 所示 AOFS 效率在调谐带宽两端下降很快,为实现较宽的调谐带宽,将补偿目

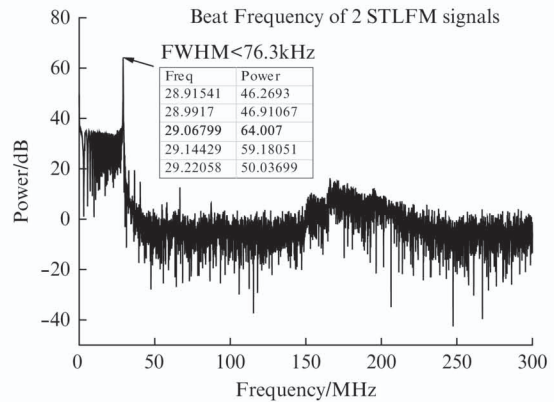


图 16 STLFM 信号线性度  
Fig. 16 Linearity of the STLFM signal

标功率设为 200  $\mu$ W,实测结果表明该补偿方案能在 330 ~ 470 MHz 实现有效补偿. 由图 17 可知在有效补偿范围内目标功率非常稳定,达到  $\pm 3 \mu$ W 量级,表明该闭环系统具有较高的补偿精度,也是一种便利的获取补偿参数的闭环方案. 系统采用该补偿参数,发射信号和本振信号将具有非常平坦的“幅-频”特性.

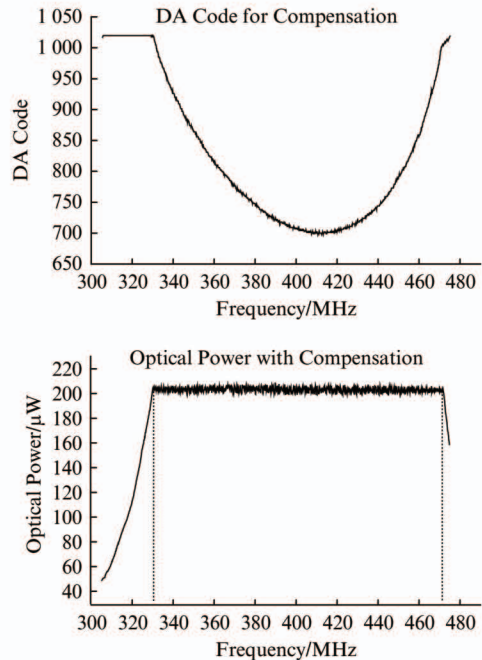


图 17 AOFS 补偿结果(目标功率: 200  $\mu$ W)  
Fig. 17 The effect of AOFS compensation (Object Power: 200  $\mu$ W)

#### 5.3 高精度时间测量

在 TDC 测量 STLFM 信号的周期前,需先验证 TDC 自身的时间测量精度. 采用两路时间测量通道的时差测试测量精度. 分两种情况测量对比,小尺

度时间测量和大尺度时间测量. 前者测量 TDC 精细测量精度,通过延迟线缆提供精确延迟信号;后者测量高精度温补晶振频率准确性及稳定性,通过 Tektronix AFG3022B 同步输出给出精确时间差,同步延迟设置为 3 ms.

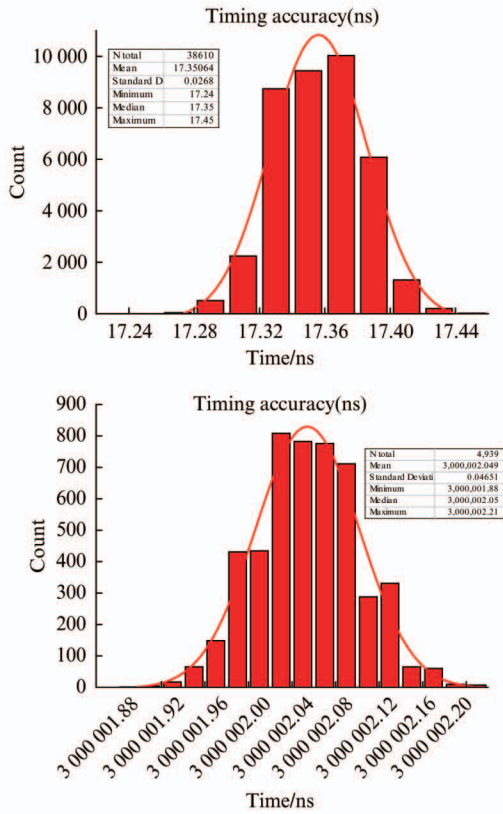


图 18 TDC 测时精度(左图:延迟线缆提供信号;右图:同步信号源提供信号)  
Fig.18 Timing accuracy of the TDC (Left Figure: signal provided by delay line; Right Figure: signal provided by synchronizing signal source)

图 18 是在室温 23 °C 下的测试结果. 延迟线提供非常精确的延迟信号,由图 18 左图知,该 TDC 系统具有 RMS 为 26.8 ps 的测时精度,为测量单个 STLFM 信号的周期提供了必要的精度. 由图 18 右图,对 3 ms 延迟信号测量得到的 RMS 精度为 46.5 ps,相对于 26.8 ps 并未发生较大恶化,同时测量的平均值为 3 000 002.05 ns,与信号源设置的 3 ms 延迟只相差 2.05 ns,其偏差来自于两路信号传输路径延迟和时钟频率偏差,且 2.05 ns 相对于 3 ms 已经很小,可知该系统使用的高精度温补晶振具有很高的频率准确性和稳定性. 图 18 右图的结果为远距离探测提供了足够的测时精度.

5.4 STLFM 周期稳定性测试

如表 5 所示,是在 DDS 如表 3Ch1 通道参数配

置后实测的结果. 可以发现,实测 STLFM 信号的上变频、下变频时间长度并非如理论值一样大小,分别相差约 12 ns、8 ns. 周期稳定性方面,上变频周期抖动方差 41.51 ps,下变频是 40.58 ps,整个周期是 36.35 ps,对应于距离是 0.0109 m. 表明当前设计的信号调制系统具有很高的周期稳定性,适用于“双频双调制双本振”体制.

表 5 STLFM 信号周期稳定性 (ns)  
Table 5 Period stability of STLFM signals ( ns )

LFM	Theory Time	Mean	RMS	Minimum	Median	Maximun
Posedge	13 120	13 131.821 66	41.51 ps	13 131.74	13 131.81	13 131.91
Negedge	13 120	13 128.178 3	40.58 ps	13 128.09	13 128.18	13 128.26
Period	26 240	26 259.999 96	36.35 ps	26 259.92	26 260	26 260.08

现分析该周期抖动对脉冲积累的影响. 脉冲积累假设的前提是目标距离、速度均未发生较大变化的情况下,探测到的信号的频谱可以有效累加而提高信噪比,进而提高探测精度或降低对发射信号能量的需求. 故假设公式(8)中距离  $S$  不变,且目标速度不变,则得到公式(10)和(11),代入谱分辨率

$$76.3 \text{ kHz 对应的距离 } 76.3 \text{ kHz} \times \frac{T_L c}{2B} = 1.04 \text{ mm, 则}$$

$$\text{可以认为最远往返个 } n = \frac{1.04 \text{ m}}{0.0109 \text{ m}} = 95 \text{ 个 STLFM}$$

周期的距离范围内,周期不稳定性不会造成回波信号频谱在多个计算谱分辨率对应的区间内分布,亦即该周期稳定性结果保证了最远 95 个 STLFM 周期的探测范围内能有效地进行脉冲积累.

$$r_1 = 2S - n \cdot R_1 \quad , \quad (10)$$

$$\sigma_{r_1} = n \cdot \sigma_{R_1} \quad . \quad (11)$$

5.5 测距结果稳定性

如图 15,采用延迟光纤分析整个调制系统可实现的测距精度. 分别采用光程为 800 m、2.97 km、25.02 km 的延迟光纤作为实际探测时的往返距离. 实际距离结果只是公式(8)中的一个,真实距离如公式(12). 计算时取表 3 中 Ch1 参数,由 5.4 节可知本信号调制系统能保证每个调制周期的变化非常小,可将  $R_1$  作为固定常量使用,根据公式(12),最终距离结果的精度等效于  $r_1/2$  的精度,实测如表 6 所示,其中  $L$  是延迟光纤的标称长度,与真实长度有一定误差.

$$S = \frac{1}{2}(nR_1 + r_2) \quad . \quad (12)$$

吴军在其论文中指出,线性调频测距精度为公式(13)<sup>[1]</sup>

表 6 延迟光纤测试( $R_1 = 7.878$  m)Table 6 Test results using delay fiber ( $R_1 = 7.878$  m)

$L$	$(L/2)$	$n$	$f_x(\text{MHz})$	$r/2(\text{min})$	$r/2(\text{mean})$	$r/2(\text{max})$	$S/(\text{measure})$	RMS
0.80 km	0.40 km	0	29.07	396.47 m	397.40 m	398.16	397.40 m	0.169 m
2.97 km	1.48 km	0	108.77	1 484.48 m	1 486.60 m	1 488.63 m	1 486.60 m	0.188 m
25.02 km	12.51 km	3	50.78	691.82 m	694.00 m	696.68 m	12 511.00 m	0.328 m

$$\delta_r = \frac{\sqrt{3} \cdot c}{\pi B \sqrt{2 \times \text{SNR}(\tau)}} \quad , \quad (13)$$

本实验信号调制带宽  $B = 144$  MHz, 理论系统探测分辨率为  $\frac{c}{2B} = 1.04$  m. 由于是在实验室光纤系统内实验, 系统噪声较低. 但在相干生成的信号中会有一段功率较高的线性调频信号, 为无用信号, 如图 14、图 16 所示. 则整个采样周期中线性调频时间占比  $\eta(t) = f_x/144$  MHz, 最优信噪比为  $\text{SNR}_{\max} = (1 - \eta(\tau))/\eta(\tau)$ .

表 7 测量结果精度分析

Table 7 Accuracy analysis of the measurement results

$f_x(\text{MHz})$	$\tau$	$\eta(\tau)$	$\text{SNR}_{\max}$	理论 RMS	实测 RMS	$n$
29.07	2.65 $\mu\text{s}$	0.201 875	3.953 56	0.408 5 m	0.169 m	0
108.77	9.927 $\mu\text{s}$	0.755 347	0.323 894	1.428 m	0.188 m	0
50.78	4.634 $\mu\text{s}$	0.352 639	1.835 762	0.599 5 m	0.328 m	3

注: 实测时 NI Labview SignalExpress 采用了“谐波检测”技术, 高次谐波检测会提升距离分辨率和精度.

表 7 是针对三组不同长度的理论测量精度的分析参数和实测精度, 其中理论 RMS 是指不采用特殊技术直接提取频率而测得的精度, 而实测 RMS 由于采用了示波器和 NI Labview SignalExpress, 是强制采用了 Distortion 功能(谐波检测)来进行频率提取后的精度. 需要指出的是, 实际 DDS 输出的非理想特性以及雷达解调的非线性, 实际得到的差频信号中包含差频的二次以及更高次的谐波分量, 在频率分辨率不变的情况下, 利用高次谐波判别基波频率值, 会提高基波理论频率分辨率, 相应地提高测距精度<sup>[4]</sup>. 该测量结果的精度与理论精度的对比及脉冲积累理论等为“双频双调制双本振”系统进一步提高系统探测精度提供了方向. 同时第 3 组的测量结果也表明在 STLFM 周期稳定的前提下, 能保证远距离探测时经过多个 STLFM 周期后探测到的  $r_1$  较稳定, RMS 精度小于系统分辨率 1.04 m, 为脉冲积累提供了可能. 但从第 2 组和第 3 组的测距精度数据上看, 结合理论 RMS 精度, 第 2 组实测的效果明显优于后者, 表明多个 STLFM 周期的稳定性带来的影响仍不可忽视, 采用 FPGA 的 TDC 监测系统仍然必不可少.

## 6 结论

针对“双频双调制双本振”激光雷达体制发射信号和本振信号调制需求, 采用宽带声光移频器对激光源进行外调制, DDS 驱动宽带 AOFS, 实现发射激光和本振激光高线性度及高周期稳定度的线性调频. 采用 DAC 及 VGA 对射频驱动信号功率进行调节, 实现对 AOFS 不平坦的“幅-频”特性的补偿, 同时提出了便利的获取补偿参数的闭环方案. 并基于 FPGA 设计高精度时间测量系统实现对 STLFM 周期的测量及多个 STLFM 周期期间的间隔测量. 实测结果表明, 该信号调制方案提供的 STLFM 信号具有较高的线性度, 两路 STLFM 信号相干谱线半高宽小于 76.3 kHz; 非常稳定的周期, 周期大小均方根误差为 36.35 ps; 非常平坦的“幅-频”特性, 达到  $\pm 3 \mu\text{W}$  量级; 时间测量系统提供了非常准确的 STLFM 信号周期值, 测时系统精度达到 26.8 ps. 结合光纤延迟实验, 整个调制系统在距离为几十公里量级、实验室环境并采用谐波检测技术的情况下能达到 0.33 m 的 RMS 测距精度. 表明该设计方案可以使“双频双调制双本振”体制具有较高的距离测量精度, STLFM 信号稳定的周期为通过脉冲积累减小发射能量的途径提供了可能.

## References

- [1] WU Jun, HONG Guang-Lie, HE Zhi-Ping, *et al.* A coherent range and range-rate detection Ladar with large ranging dynamic range and high-repetition-rate ( I ): Mechanism and Performance [ J ]. *J. Infrared Millim. waves* ( 吴军, 洪光烈, 何志平, 等. 一种大测距动态范围高重频相干测距测速激光雷达( I ): 体制及性能. *红外与毫米波学报* ), 2014, **33**(6): 680-690.
- [2] ZHANG Kun-Feng, HONG Guang-Lie, XU Xian-Wen, *et al.* Realization method of rang resolution of sub-millimeter in widely tunable laser radar [ J ]. *Infrared and Laser Engineering* ( 张琨锋, 洪光烈, 徐显文, 等. 宽调谐激光雷达亚毫米级距离分辨的实现方法. *红外与激光工程* ), 2012, **41**(10): 2674-9.
- [3] BECK S M, BUCK J R, BUELL W F, *et al.* Synthetic-aperture imaging laser radar; laboratory demonstration and signal processing [ J ]. *Appl Opt*, 2005, **44**(35): 7621-7629.
- [4] MENG Zhao-Hua, Research on the key technique of the chirped amplitude modulated coherent Lidar [ D ]. Graduate University of Chinese Academy of Sciences ( 孟昭华. 啁啾调幅相干激光雷达关键技术研究. 中国科学院研究生院 ), 2010.
- [5] ANALOG DEVICES Inc. AD9910 Data sheet. Rev. D [ M/OL ]. 2012 [ [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD9910.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9910.pdf) ].
- [6] CHEN Zhu-Ming, DING Yi-Yuan, XIANG Jing-Cheng.

- The Effects of Nonlinearity in Frequency Sweep on the Range Precision and Range Resolution of LFMCW Radar [J]. ACTA ELECTRONICA SINICA. (陈祝明, 丁义元, 向敬成. 扫频非线性对线性调频连续波雷达测距精度和距离分辨力的影响. 电子学报), 1999, (09): 103 - 104.
- [7] SONG Jing-Wei, Effect of the linearity on range resolution of linear frequency-modulated radar, [J] *Journal of UEST of China* (宋景唯. 线性度对线性调频雷达距离分辨力的影响. 电子科技大学学报), 1992, 21(2): 121 - 126.
- [8] ACAM-Messelectronic GmbH. TDCs-Time-to-Digital Converters [M/OL]. <http://www.acam.de/products/time-to-digital-converters>.
- [9] WU Jinyuan, SHI Zonghan. The 10-ps wave union TDC: Improving FPGA TDC resolution beyond its cell delay; proceedings of the Nuclear Science Symposium Conference Record, 2008 NSS08 IEEE, F, 2008 [C]. IEEE.
- [10] SONG Jian, AN Qi, LIU Shubin. A high-resolution time-to-digital converter implemented in field-programmable-gate-arrays [J]. Nuclear Science, IEEE Transactions on, 2006, 53(1): 236 - 241.