

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

吴军^{1,2}, 洪光烈^{1,2}, 何志平^{1,2}, 舒嵘^{1,2*}

(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:分析了简单“对称三角线性调频(STLFM)”连续波测距测速激光雷达体制及其局限性,提出了“双本振”、“双调制双本振”、“双频双调制双本振”相干激光雷达体制,不同程度提升了简单STLFM体制激光雷达的测距动态范围及探测重复频率等性能.对三种体制中涉及到的关键理论进行了仿真分析,对探测精度进行了分析并提出了进一步提高测距精度的措施,仿真分析了采用脉冲积累降低对发射功率需求的能力.几种体制对比表明“双频双调制双本振”对称三角线性调频连续波测距测速激光雷达体制具有大测距动态范围、高探测重频、能有效降低对发射功率的需求等优点.

关键词:相干激光雷达;测距测速;大测距动态范围;高探测重复频率;双本振;双调制;双频率

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(I): Mechanism and performance

WU Jun^{1,2}, HONG Guang-Lie^{1,2}, HE Zhi-Ping^{1,2}, SHU Rong^{1,2*}

(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 230026, China)

Abstract: The simple symmetrical triangular linear frequency modulation(STLFM) continuous wave range and range-rate detection ladar system and its limitations were analyzed. Dual-LO, dual-modulation dual-LO, dual-frequency dual-modulation dual-LO coherent ladar systems were proposed, which will enhance the simple STLFM system's dynamic range of detection range, the detection repetition frequency, and other performances of this system. The simulation and analysis of the key theory for these three systems and the detection accuracy were presented. Methods for further improving the ranging accuracy were proposed. The possibility to reduce the need of emitted power by pulse integration was simulated and analyzed. Comparison of those systems demonstrated that dual-frequency dual-modulation dual LO symmetrical triangular linear frequency modulation continuous wave range and range-rate detection ladar system has advantages of large dynamic range of ranging, high-repetition-rate of detection, effective ability of reduce the need of emitted power and so on.

Key words: coherent ladar, range and range-rate, large dynamic range of ranging, high-repetition-rate of detection, dual LO, dual-modulation, dual-frequency

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

引言

在基于红外-激光复合探测的预警体制中,激光因为光束窄,指向性好,能有效地得出目标在空间的角度信息,同时对目标距离信息和速度信息的探测,与角度相结合能很好地得出目标的空间位置信息和速度信息.激光光束窄,在指向上是其优点,但是在覆盖面上却是其缺点.远距离探测时,为降低对激光能量的需求,激光光束通常被压缩到几十 μm 量级,而红外高精度探测也是这个量级,考虑到红外探测分析的结果跟真实目标在空间位置上的角度误差及光束指向误差、响应时间等因素,对目标探测时需要一片区域进行遍历式的高重频扫描探测.当前国内外对大测距动态范围内目标进行高重频的距离和速度探测的研究很少.

当前国际上远距离探测系统主要采用高功率激光用于成像,能得出相对较精确的距离信息.1972年,美国林肯实验室陆基 $10.6\ \mu\text{m}$ 激光多普勒雷达—“火池”(Firepond)雷达,采用 CO_2 激光器,系统体积庞大,需要用水冷却^[1].改进后的“火池”探测重频 $8\ \text{Hz}$,在1990年其采用可见光进行精密的跟踪,并且卫星上装有很多的光学角反射器,获得了 $800\sim 1\ 000\ \text{km}$ 的在轨海洋卫星的距离-多普勒图像.2001年美国空军研究所采用 HI-CLASS 相干 CO_2 激光雷达对 $514\ \text{km}$ 外轨卫星 LACE 进行了目标特征重构,该实验单脉冲输出能量 $30\ \text{J}$,重复频率 $30\ \text{Hz}$,接收口径 $60\ \text{cm}$ ^[1].这两种远距离成像雷达均使用了高功率激光器,并采用其他手段进行了精密跟踪,探测重频较低,对一片区域进行高重频扫描探测并不可行.

NASA 在其自主着陆和风险规避 (ALHAT) 项目中对距离、速度的同时测量进行了研究^[2].其多普勒激光雷达 (Doppler Lidar) 是一个线性调频连续波激光雷达 (Linear FMCW Laser Radar),可实现精确的距离和速度测量.该雷达为全光纤系统,采用相干体制,对发射波形采用对称三角线性调频方式调制,以达到对速度和距离的同时解析.其作用距离范围为 $10\sim 2\ 500\ \text{m}$,测速精度 $1\ \text{cm/s}$,测距精度 $10\ \text{cm}$ ^[3].

“火池”、HI-CLASS 及 ALHAT 的多普勒激光雷达实现了对目标的距离信息、速度信息的测量,但“火池”、HI-CLASS 探测重频较低,且功耗需求大.ALHAT 的多普勒激光雷达对发射激光的频域进行调制,实现了目标的距离、速度的精确测量,对回波

信号的信噪比要求较低,但作用距离范围太小.对大测距动态范围内目标进行高重频的距离和速度探测,从对发射信号能量需求及对目标距离、速度信息的精确测量考虑,宜采用相干体制,并采用类似 ALHAT 的多普勒激光雷达体制的方式.

本文详细分析了“对称三角线性调频 (Symmetrical Triangle linear frequency modulation, STLFM) 连续波”测距测速体制的信号特性,通过不同的调制及解调方式,提出了三种不同的测距测速体制,分别有着不同的测距动态范围及探测重频,最后对几种体制的特性进行了仿真和性能分析.性能最好的体制——双频双调制双本振 (DFDMDL) 系统能探测大距离动态范围内目标的距离信息、速度信息,还能以大于飞行时间约束限制的高探测重频 (DRF) 进行探测.

1 简单对称三角线性调频连续波体制及其局限性

线性调频信号的数学表达式及其与本振信号差频的推导在多篇文献中已有详细分析,本文不再详述.如图1为对称三角线性调频调制波形的示意图,其信号频率 f 随时间 t 如图做对称三角形线性变化,在图1中, B 为线性调频(啁啾)调制带宽; T 为一个对称三角线性调频 (STLFM) 的调制周期; K 为频率调制速率(斜率); T_L 为线性调频的上变频或下变频所用时间,该对称三角线性调频信号作为激光雷达的发射信号通过发射系统向目标发射;信号接收时通过分析本振激光信号和回波激光信号因飞行时间延迟导致的两个对称三角线性调频信号的频率差实现测距.

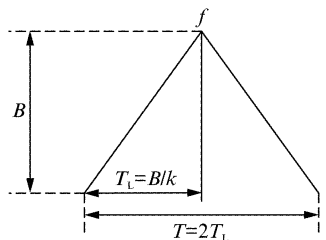


图1 对称三角线性调频 (STLFM) 调制波形示意
Fig. 1 Demonstration of STLFM modulation wave

图2是ALHAT项目中多普勒激光雷达采用的信号调制波形示意图,均是信号的频率随时间变化的曲线.

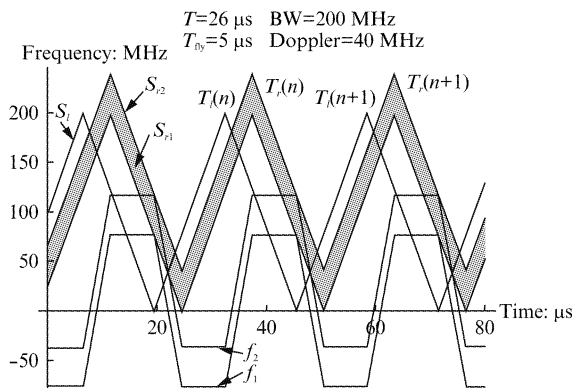


图2 ALHAT系统中的回波-本振信号的波形关系及频率差

Fig. 2 Relationships of received signals and LO and frequency difference between them in ALHAT systems

如图2, S_i 为发射的信号及本振信号, S_{r1} 为仅经距离延时导致频率变化的回波信号, S_{r2} 为经过距离延时导致频率变化和 Doppler 频移后的回波信号. 本文分析时取频率差为回波信号的频率减去本振信号的频率, 即 $\Delta f = f_r - f_i$. 图中 f_1 为回波信号 S_{r1} 和本振信号 S_i 的差频, f_2 为回波信号 S_{r2} 和本振信号 S_i 的差频. 如图2所示, STLFM 信号及其差频具有周期性, 这也导致其可探测距离范围受限. 为后文分析方便, 图2中, $T_i(n)$ 表示本振信号的第 n 个对称三角线性调频信号, $T_r(n)$ 表示回波中第 n 个对称三角线性调频信号.

将图2中一个周期的波形重新绘制如图3. 设 f_i 为发射信号的频率, f_{r1} 为回波信号 S_{r1} 的频率, f_{r2} 为回波信号 S_{r2} 的频率, f_1 为回波信号 S_{r1} 和本振信号 S_i 的差频, f_2 为回波信号 S_{r2} 和本振信号 S_i 的差频, f_x 为在本振信号下变频阶段回波信号 S_{r1} 与本振信号 S_i 的频率差值中的固定部分, f_d 为多普勒效应导致的频率变化值, τ 为回波信号 STLFM 中心位置与其较接近的本振信号 STLFM 位置中心在时间上的偏差, 设在一个调制周期 T 内, 回波信号晚于本振信号时 τ 为正值, 回波信号早于本振信号时 τ 为负值. 从物理上, 回波信号不应该早于本振信号, 但对于多个连续波形时及远距离探测时, 如图2中若 $T_r(n)$ 和 $T_i(n+1)$ 重叠在一起, 将波形限制在一个周期内会出现回波信号早于本振信号的现象.

回波信号减去本振信号的频率而获得的差频包括回波信号和本振信号中 STLFM 信号在时间上的相对位置(激光的飞行时间造成的延迟)造成的部分和速度造成的部分. 如图2、图3, 当考虑仅经距离延时导致频率变化的回波信号 S_{r1} 时, 对于本振信号

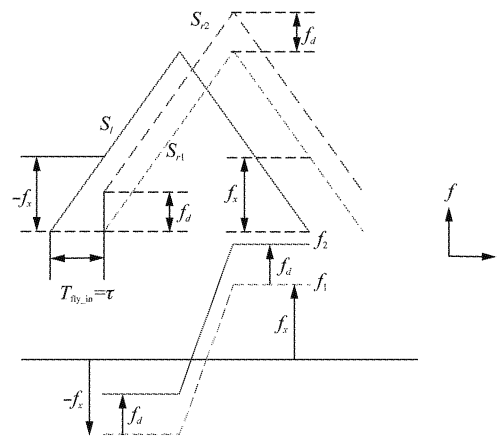


图3 近距离相干测距测速信号示意图

Fig. 3 The signal for near distance coherence detection of range and range rate

在上变频阶段有式(1)

$$f_{r1} - f_i = -f_x \quad (1)$$

本振信号在下变频阶段有式(2)

$$f_{r1} - f_i = f_x \quad (2)$$

因为线性调频的线性关系, 当 $\tau \in (-T_L, T_L)$ 时回波信号与本振信号的差频 f_x 服从式(3), 为

$$f_x = \frac{\tau \cdot B}{T_L} \quad (3)$$

应用时, 先测出 f_x 后再求 τ , 即式(4), 通过 τ 可以进一步得到两个 STLFM 波形相对的距离信息 r , 即式(5).

$$\tau = f_x \cdot \frac{T_L}{B} \quad (4)$$

$$r = c \cdot \tau = c \cdot f_x \cdot \frac{T_L}{B} \quad (5)$$

速度产生的多普勒频移 $f_d = \frac{2v}{\lambda}$, 其中 λ 为激光

波长, v 为目标相对于雷达激光视线方向的速度. 在经过多普勒效应的回波信号上表现为 $f_{r2} - f_{r1} = f_d$. 这里 f_d 频率可能为正值, 也可能为负值, 设目标逼近雷达时, 速度为正, 多普勒频率为正; 目标背离雷达运动时, 速度为负, 多普勒频率为负. 对于本振信号上变频阶段有式(6), 其中 f_{r2} 为回波信号 S_{r2} 的频率, f_i 为本振信号的频率, 且限定 $\tau \in (-T_L, T_L)$,

$$f_{up} = f_{r2} - f_i = f_d - f_x \quad (6)$$

对于本振频率下变频阶段有式(7)

$$f_{down} = f_{r2} - f_i = f_d + f_x \quad (7)$$

由式(6)、式(7)可解得式(8).

$$\begin{cases} f_d = (f_{up} + f_{down})/2 \\ f_x = (f_{down} - f_{up})/2 \end{cases} \quad (8)$$

则目标速度和频率变化表现出的时间如式(9).

$$\begin{cases} v = \frac{f_d \lambda}{2} = \frac{(f_{\text{up}} + f_{\text{down}}) \lambda}{4} \\ \tau = \frac{f_x T_L}{B} = \frac{(f_{\text{down}} - f_{\text{up}}) T_L}{2B} \end{cases} \quad (9)$$

对于相干探测中频差的探测,让回波信号和本振信号经过 2×2 耦合器,再经平衡探测器,响应两束光之间的差频,称之为“相干”过程. 数据处理时频谱分析系统可区分出本振和回波两个信号的频率大小及频率差值,即频率差值具有大小及正负特性,可通过采用使用 90° 光桥接器和平衡探测器的 I/Q 正交探测系统实现或者在本振或发射信号上叠加一个固定的中频实现. 对于频谱分析,信噪比定义如式(10)所示,为被分析的数据中的有用信号能量 S_{eff} 与数据中噪声能量 N_{BW} 总和的比值.

$$\text{SNR} = S_{\text{eff}} / N_{\text{BW}} \quad (10)$$

如图3,当回波信号与本振信号的相对时间差 τ 较小时,回波信号可以和本振信号在线性调频阶段可以做到较好的重叠,在探测器上较长一段时间内回波信号和本振信号存在固定频差,频谱分析时,可得到较高的信噪比及谱分辨率. 为表述简便,此处引入“有效重叠比例 $\eta(\tau)$ ”概念. 当 $\tau = 0$ 时,回波信号和本振信号在相同的变频阶段完全重叠,则两者在变频阶段的频率差一直是一个固定的值,为 $\eta(0) = 100\%$; 而 $\tau \rightarrow T_L$ 或 $-T_L$ 时,回波信号和本振信号在相同的变频阶段完全没有重叠,则两者在变频阶段的频率差不固定,为 $\eta(\pm T_L) = 0\%$. 对于 f_x ,其频谱分析过程中,有效信号持续时间为 $\eta(\tau) \cdot T_L$,进行有效信号频谱分析的时间缩短,其分辨率为 $\frac{1}{\eta(\tau) \cdot T_L}$ (采样周期上其他无用信号没有对原信号增加任何新的信息,因此不可能提高分辨率^[4]). 则两个 STLFM 波形的相对距离的分辨率为式(11),可见 $\eta(\tau)$ 不允许太小,以避免测量到的距离分辨率太差.

$$\Delta r = c \cdot \Delta f_x \cdot \frac{T_L}{B} = \frac{C}{\eta(\tau) \cdot B} \quad (11)$$

设有效重叠比例 100% 时,即 $\eta(\tau) = 1$ 时,获得的信号经频谱分析信噪比为 SNR_0 . 对于理想情况,当有效信号在整个采样周期占比为 $\eta(\tau)$ 时,信号功率只占原来的 $\eta(\tau)$,噪声不变,得到的信噪比为 $\text{SNR}_0 \times \eta(\tau)$. 但在同样的情况下,实际情况由于本振和回波信号产生的差频中伴有较多的线性调频信号属于噪声能量,参见图2、图3,则实际得到的信噪比如式(12).

$$\text{SNR}(\tau) \leq \text{SNR}_0 \times \eta(\tau) \quad (12)$$

如图4所示为回波信号与本振信号的频率差以及“有效重叠比例”与 τ 的大小的关系,图中周期性地拓展了 τ 的范围.

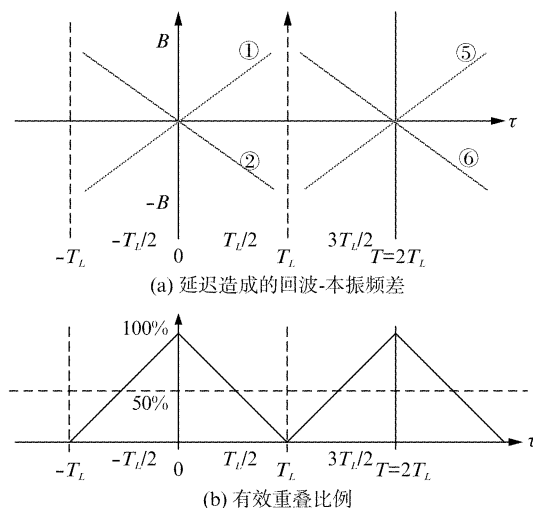


图4 回波-本振信号相对位置(τ)造成的频率差及有效重叠比例变化

Fig. 4 The frequency difference and effective overlap ratio change caused by the relative position (τ) between received signals and LO

图4(a)中,①和⑤为下变频频差,②和⑥为上变频频差. 由图4可知,当 τ 接近 $\pm T_L$ 时,有效重叠比例很低,这时获得的信号信噪比很低,当 $\tau = T_L$ 时,将无法分析出任何有效的频率. 延迟造成的回波-本振频率差 $f_x(\tau)$ 、有效重叠比例均具有周期性,具有式(13)的特点,其中 $f_x(\tau)$ 为相对时间为 τ 时延迟造成的回波-本振频率差,如图2、图4所示. 该特点使得简单 STLFM 波形的激光雷达系统探测的飞行距离动态范围小于一个周期所允许的距离 R , 其中 R 为一个 STLFM 调制周期 T 对应的飞行距离,即 $R = c \cdot T$. 并且由于 STLFM 波形相同的线性调频部分需要重叠使得简单 STLFM 体制的探测距离更小.

$$f_x(\tau) = f_x(\tau + T) \quad (13)$$

如图3、图4,当回波信号与本振信号的相对时间差 τ 大于半个周期 T_L (即对称三角线性调频的一半)时,回波信号和本振信号不能和同一个对称三角调频信号在同一个变频方向的线性调频部分重叠,且在 $\tau = T_L$ 时得不出结果. 故只能约束 $\tau \in [0, T_L)$, 则其相应的探测飞行距离动态范围为 $2S \in [0, R/2)$. 而如果通过延长调制周期 T 以增加测距动态

范围,一方面回波需要采集大量的数据点作频谱分析,另一方面也要求对称三角线性调频的调制带宽大大增大,而高线性度的宽带线性调频难以实现. 本文强调“动态范围”是因为“远距离小动态范围”也可简单的通过让用于相干的回波信号经过一个距离 L_0 的延迟实现,则前文提及的可探测飞行距离动态范围为 $2S \in [L_0, L_0 + R/2)$, 可实现远距离探测,但动态范围不变.

2 远距离高重频相干测距测速体制

2.1 双本振(DL)体制

为获得更大的测距动态范围,使用两个本振信号(第一本振信号和第二本振信号),如图5所示,第二本振信号 Alob 与第一本振信号 Aloa 相差时间 $T_D = T_L$ (或者说第二本振信号 Alob 与第一本振信号 Aloa 的相位相差 180° 或调制时变频方向完全相反). 为描述方便,这里将 Aloa 与回波信号求解的过程称之为“同相相干”,将 Alob 与回波信号求解的过程称之为“反相相干”.

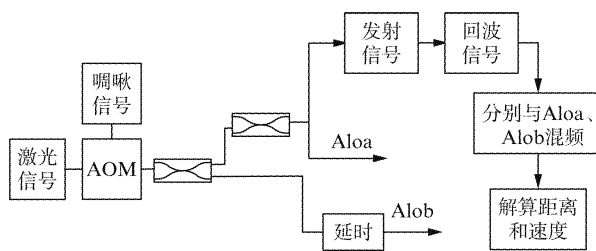


图5 双本振(DL)对称三角线性调频连续波激光雷达体制

Fig. 5 The mechanism of dual-LO symmetrical triangular linear frequency modulation (STLFM) continuous wave radar

为分析方便,将速度设为0. 取回波信号某个STLFM波形与第一本振信号 Aloa 的STLFM波形中心位置重合时为 τ 的零点,如图6所示,分别绘出速度为零时,回波信号与本振信号的频差 ($f_1 - f_l$) 随相对时间 τ 的变化关系图6(a)和回波信号与本振信号单边线性变频阶段有效重叠比例随相对时间 τ 的变化关系图6(b). 在图6(b)中,回波信号当前STLFM波形与第一本振信号 Alob、第二本振信号 Alob 的STLFM波形的相对位置分别为 τ_1, τ_2 .

(图6(a)中,①⑤为同相相干下变频频差、②⑥为同相相干上变频频差、③为反相相干下变频频差、④为反相相干上变频频差;图6(b)是回波信号分别

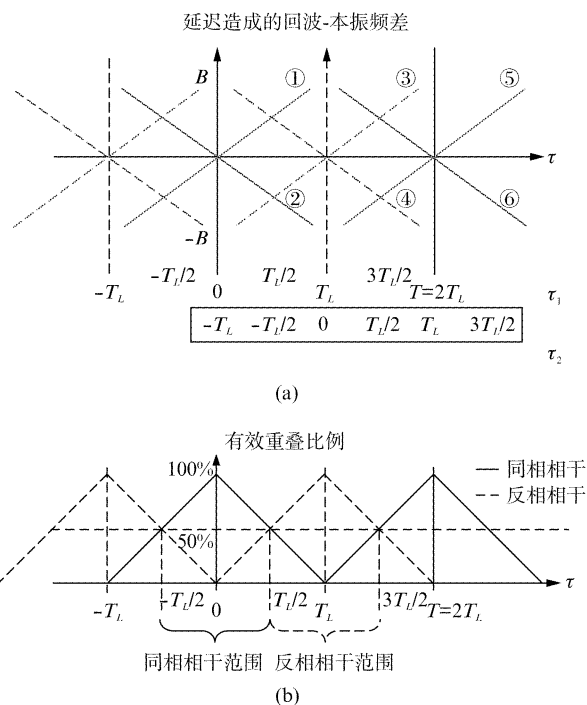


图6 同相相干、反相相干频率差及变频阶段有效重叠比例

Fig. 6 Same phase coherence and Opposite phase coherence frequency difference and effective overlap ratio during frequency modulation

与第一、第二本振信号相干时有效重叠比例随相对时间变化的关系)

因第二本振信号 Alob 与第一本振信号 Aloa 相差时间 $T_D = T_L$, 故在同一个时刻 $\tau_1 = \tau_2 + T_L$, 得到 τ_2 的时间可以转换为 τ_1 ; 同时具有如图6(b)的特点,有效重叠比例在同相相干最大时,在反相相干时最小;在同相相干最小时,在反相相干时最大. 另外,延迟造成的回波-本振频率差关于 τ_1, τ_2 具有周期性,即得到的 τ 可能是 $\tau + T$ 或者 $\tau - T$. 故这种探测方式其最大探测的飞行距离动态范围应该小于 R . 考虑到频谱分析出信号的质量,实际探测在保证信噪比要求时,可以限定公式(9)中 $|\tau| \leq T_L/2$, 即

$$-\frac{T_L}{2} \leq \tau \leq \frac{T_L}{2}, \text{ 其动态范围为 } T_L, \text{ 这种情况下信号的有效重叠比例均大于 } 50\%.$$

对于同相相干 τ_1 、反相相干 τ_2 , 其作用范围如图6(b)所示. 由图可知,在这样的限定下组合得到的相对时间 $\tau \in \left[-\frac{T_L}{2}, \frac{3T_L}{4} \right]$.

因为式(13)的特点,可以将相对时间 τ 约束在一个周期内. 设 T_{ny_in} 为回波信号与同相相干本振 Aloa 中STLFM中心点的偏差,通过式(14)的转化,其值限定在一个调制周期内,即 $T_{ny_in} \in [0, T)$, 对应的

飞行距离动态范围如式(15),为 $2S = r \in [0, R)$.

$$T_{\text{fly_in}} = \begin{cases} T + \tau_1 & \tau_1 \in \left(-\frac{T_L}{2}, 0\right) \\ \tau_1 & \tau_1 \in \left[0, \frac{T_L}{2}\right] \\ T_L + \tau_2 & \tau_2 \in \left(-\frac{T_L}{2}, \frac{T_L}{2}\right) \end{cases} \quad (14)$$

$$r = cT_{\text{fly_in}} \in [0, R) \quad (15)$$

因为 $T_D = T_L$,故式(14)中,三种情况中只会出现其中一种情况,计算不会冲突.其中 τ_1, τ_2 可以用式(9)计算,相应的速度也可以通过式(9)得到.

由图6(b)可知,同相相干、反相相干中,有一种相干方式可能会重叠比例很低,导致频谱分析后信噪比极低,无法得到有效信号,但另外一种相干方式却会具有较好的重叠比例及较高的信噪比.故在具体实施时,采取以下步骤:

(1) 同相相干、反相相干的信号采集均由本振信号线性调频的初始时刻触发,采样持续时间稍短于 T_L ,经频谱分析,若信噪比均比较好,则通过两种相干方式分别得出 $f_{\text{up}}, f_{\text{down}}$ 解算出 f_d 和 f_x ,两组的 f_d 大小应是一致的,并采用式(14)进行转换;或一组信噪比较好,另一组信噪比较差,则必是其中一组重叠比例比较高,别外一组较低,用信噪比较好的一组得出 $f_{\text{up}}, f_{\text{down}}$ 并解算出 f_d 和 f_x ,并采用式(14)进行转换;若两组相干信号信噪比均较差,则没有收到回波信号.

(2) 根据得到的 $T_{\text{fly_in}}$ 由式(15)计算出相应的飞行距离,同时由 f_d 解算出速度.

通过双本振(DL)体制可以使探测的飞行距离动态范围由 $[0, R/2)$ 拓展到 $[0, R)$,范围增大一倍,并且因为两个本振信号组合使用,使得探测到的信号频谱具有较好的信噪比.

2.2 双调制双本振(DMDL)体制

为使激光雷达探测的飞行距离动态范围远大于 R ,可采用“双调制双本振(DMDL)对称三角线性调频连续波激光雷达体制”,如图7所示.

“双本振(DL)对称三角线性调频连续波激光雷达体制”框架为通过啁啾信号对激光雷达产生的激光信号进行调制而获得调制信号,对调制信号进行处理而获得发射信号和第一本振信号、第二本振信号.本体制基于上述框架进行改进,但先以周期 T_1 发射所述发射信号而获得第一回波信号,此时第二本振信号相对于第一本振信号延时为 $T_{D1} = T_1/2$ 或者相对于第一本振信号相移 180° ;再以周期 T_2 发射

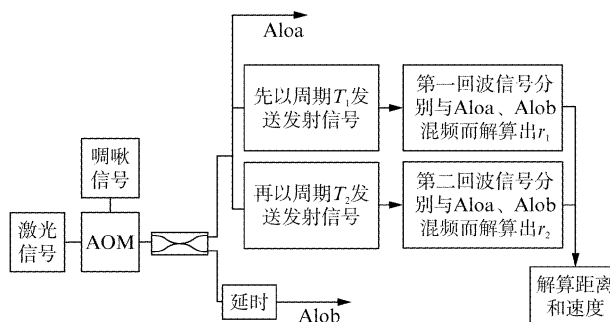


图7 双调制双本振(DMDL)对称三角线性调频连续波激光雷达体制

Fig. 7 The mechanism of dual-Modulation dual-LO(STLFM) Ladar

所述发射信号而获得第二回波信号,此时第二本振信号相对于第一本振信号延时为 $T_{D2} = T_2/2$ 或者相对于第一本振信号相移 180° .假设这两个操作进行较快,目标位移、速度尚未发生较大变化,实际情况也符合这样的假设.

在接收第一回波信号时通过“双本振(DL)”体制雷达计算周期为 T_1 时计算到的速度 v 和一个调制周期内的相对飞行距离 r_1 ,则探测目标时光束的飞行距离为 $2S = nR_1 + r_1$.其中 R_1 为周期是 T_1 发射信号中一个对称三角线性调频信号对应的距离, $R_1 = cT_1$, n 为发射信号飞行距离中完整的 R_1 的个数.

在接收第二回波信号时通过“双本振(DL)”体制雷达计算周期为 T_2 时计算到的速度 v 和一个调制周期内的相对飞行距离 r_2 ,则探测目标时光束的飞行距离为 $2S = mR_2 + r_2$.其中 R_2 为周期是 T_2 的发射信号中对称三角线性调频信号的一个调制周期对应的距离, $R_2 = cT_2$, m 为发射信号飞行距离中完整的 R_2 的个数.

通过最大探测距离的约束,可以有效解析出 m, n 的值,使其只有惟一解,得出最终距离.为表述方便,不妨设 $R_1 < R_2$ ($R_1 = cT_1, R_2 = cT_2$),即 $T_1 < T_2$,在设计系统可探测最大距离时,应确保只存在以下两种情况,以避免解析时得出多个距离值.

1) $r_1 > r_2$ 时,应是 $n = m$,即式(16)

$$\begin{cases} 2S = mR_1 + r_1 \\ 2S = mR_2 + r_2 \end{cases} \quad (16)$$

可解得式(17)

$$m = \text{round}\left[\frac{|r_1 - r_2|}{|R_2 - R_1|}\right] \quad (17)$$

由式(17)结果,代入式(16),即可得出真实的探测距离 S .式中 $\text{round}(x)$ 表示是向最近的整数

取整.

2) $r_1 < r_2$ 时, 应是 $n = m + 1$, 即式(18)

$$\begin{cases} 2S = (m + 1) \cdot R_1 + r_1 \\ 2S = m \cdot R_2 + r_2 \end{cases}, \quad (18)$$

可解得式(19),

$$m = \text{round}\left[\frac{|R_1 + r_1 - r_2|}{|R_2 - R_1|}\right], \quad (19)$$

由式(19)结果, 代入式(18), 即可得出真实的探测距离 S .

最远可探测距离约束 S_{\max} 可以做式(20)约束, 以确保探测出的距离只会出现上面两种情况. 式

(20)是最保险的约束, 是在 $\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 能整除的情况

下; 当不能整除时, 最远可探测距离将数倍于该值, 其区别在于上述情况 2 中的 $n = m + x$, 而 x 可以是 1 或其他正整数, 但这种情况会使计算系统变得复杂, 且对 R_1 、 R_2 大小的稳定性要求较高以避免测量到的 r_1 、 r_2 的抖动变大导致 m 、 n 计算错误, 故设计时即使不能整除也建议约束系统的最远探测距离符合式(20).

$$2S_{\max} < \frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}. \quad (20)$$

通过双调制双本振(DMDL)体制, 双本振(DL)体制可探测的飞行距离动态范围由扩展到了一个非常大的范围.

2.3 双频双调制双本振(DFDMDL)体制

分析可以发现双调制使得 DMDL 体制探测重复频率较低, 只有飞行时间所允许的重频的一半. 每次探测时, 先发射周期为 T_1 的信号, 但必须在接收到回波后, 才能发射周期为 T_2 的信号. 为实现对远距离目标的高重频探测, 需对上述雷达体制做进一步改进, 如图 8 所示, 为“双频双调制双本振(DFDMDL)对称三角线性调频连续波激光雷达体制”.

该体制相对于“双调制双本振(DMDL)”体制的改进主要是将其先后发射的周期为 T_1 、 T_2 的信号分别采用两个波长同时发射.

通过第一啁啾信号对波长为 λ_1 的第一激光信号进行调制而获得周期为 T_1 的第一调制信号, 对第一调制信号进行处理而获得第一分频信号、第一本振信号 Aloa 和第二本振信号 Alob, 其中, 第二本振信号相对于第一本振信号的延时为 $T_{D1} = T_1/2$ 或相对第一本振信号相移 180° .

通过第二啁啾信号对波长为 λ_2 的第二激光信号进行调制而获得周期为 T_2 的第二调制信号, 对第

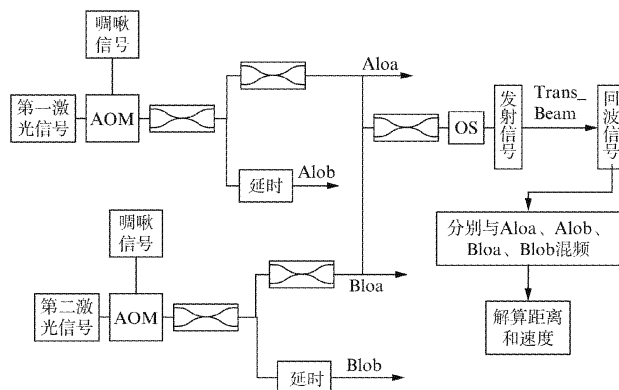


图 8 双频双调制双本振(DFDMDL)对称三角线性调频连续波激光雷达体制

Fig. 8 The mechanism of Dual-frequency dual-modulation dual-LO(STLFM) Ladar

二调制信号进行处理而获得第二分频信号、第三本振信号 Bloa 和第四本振信号 Blob, 其中, 第四本振信号相对于第三本振信号的延时为 $T_{D2} = T_2/2$ 或相对第三本振信号相移 180° .

发射信号包含波长为 λ_1 的第一激光信号和波长为 λ_2 的第二激光信号, 需保证这两种波长的频率差大于探测器带宽, 则回波信号中 λ_1 波长的信号只与 λ_1 波长的第一本振信号 Aloa 或第二本振信号 Alob 相干而得出速度和相对距离 r_1 ; 回波信号中 λ_2 波长的信号只与 λ_2 波长的第三本振信号 Bloa 或第四本振信号 Blob 相干而得出速度和相对距离 r_2 . 得到速度和相对距离 r_1 、 r_2 的方式和“双本振(DL)”体制方式一致, 此处不再赘述. 因为发射的信号是同时照射到目标上的, 故两种波长解析到的速度大小是一致的. 得到 r_1 、 r_2 , 即有关系式 $2S = nR_1 + r_1$ 、 $2S = mR_2 + r_2$, 便可通过约束限制解析出真实距离, 其具体关系和“双调制双本振(DMDL)”体制一致.

对于 λ_1 和 λ_2 两个波长的相干, 即使波长很接近, 如只相差 0.1 nm 也可很容易满足两波长的频率差远大于探测器响应带宽的条件, 使彼此在相干时能量不会相互影响. 但可以合理设计 λ_1 、 λ_2 两个波长, 使其可以通过 WDM(Wavelength Division Multiplexing)或分色片有效地分开, 以有效提升回波能量的利用率.

相对于“双调制双本振(DMDL)”体制, 该“双频双调制双本振(DFDMDL)”体制有个突出的优势在于其两个波长可以同时持续的进行. 每个周期 T_1 内可以得出一个距离 r_1 , 同样每个周期 T_2 内也可得出一个距离 r_2 , 则由 r_1 、 r_2 可推算出真实距离 S . 则

该方式可以达到的探测重复频率如式(21),

$$\text{DRF} = \frac{1}{\max(T_1, T_2)} \quad (21)$$

简单脉冲探测(仅考虑其测距特性)所允许探测的脉冲重复频率(PRF)受脉冲的飞行时间限制,如式(22).

$$\text{PRF} < \text{PRF}_{\max} = \frac{1}{T_{\text{fly}}} = \frac{c}{2 \cdot S_{\max}} \quad (22)$$

对比易见,DFDMDL体制的探测重频DRF不受探测距离远近的限制,而简单脉冲探测所允许的脉冲重频PRF是受所要探测的距离限制的,距离越远,简单脉冲所允许的重频越低,本体制的优势越明显.

3 仿真及性能分析

3.1 唯一解仿真

本体制关键在于要保证DMDL体制(或DFDMDL体制)中, n, m 有唯一解.其中关于 $\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 能否整除具有两种情况,以下是对两种情况进行的仿真.

$\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 能整除的情况

假定两个调制周期对应的飞行距离分别为 $R_1 = 3 \text{ km}, R_2 = 4 \text{ km}$.该情况下 $\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 能整除,由式(20)得到最大可探测的飞行距离小于12 km,如图9所示,在12 km内 $r_1, r_2, r_2 - r_1$ 这样的组合在数据上并没有重复;在大于12 km后的情况与12 km内的情况会出现一致的情况,即 $r_1, r_2, r_2 - r_1$ 这样的数据

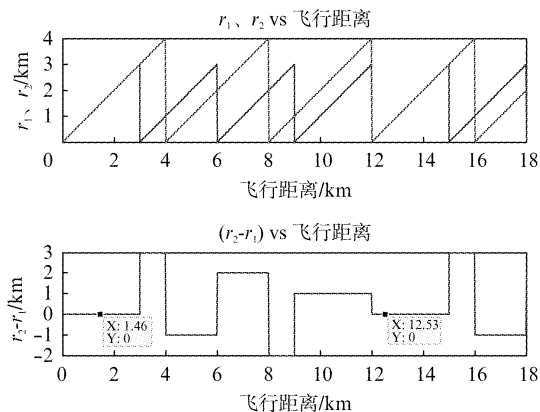


图9 双调制双本振远距离探测仿真($R_1 = 3 \text{ km}, R_2 = 4 \text{ km}$)

Fig. 9 The simulation of dual-Modulation dual-LO Laser long distance detection ($R_1 = 3 \text{ km}, R_2 = 4 \text{ km}$)

组合会复现.分析实际数据也可发现:假设一个超出所限定范围的距离14 km,则理论上应测量到 $r_1 = 2 \text{ km}, r_2 = 2 \text{ km}$,但却能解析出另外一组解,即2 km,如下式.

$$\begin{cases} 14 \text{ km} = 4 \times 3 \text{ km} + 2 \text{ km} \\ 14 \text{ km} = 3 \times 4 \text{ km} + 2 \text{ km} \end{cases}, \text{同时} \begin{cases} 2 \text{ km} = 0 \times 3 \text{ km} + 2 \text{ km} \\ 2 \text{ km} = 0 \times 4 \text{ km} + 2 \text{ km} \end{cases}$$

故在 $\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 能整除时,最大所允许的探测距离与式(20)一致.

$\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 不能整除的情况

假定两个调制周期对应的飞行距离 $R_1 = 3 \text{ km}, R_2 = 3.7 \text{ km}$.该情况下 $\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 不能整除,由式(20)

得到最大可探测的飞行距离小于15.857 1 km,如图10所示,在大于15.857 1 km后数据组合 $r_1, r_2, r_2 - r_1$ 在15.857 1 km内并未复现.假设一超出所限定范围内的距离18 km,理论上将测量得到 $r_1 = 0 \text{ km}, r_2 = 3.2 \text{ km}$.其解 $n = 6, m = 4$ 则通过以下方式求解: $m = \frac{(0 + 3 \times 2) - 3.2}{3.7 - 3} = 4$,该过程和式(17)、式(19)

并不一致,则得到下式,且在15.857 1 km内由 r_1, r_2 并不能得到另外的解.

$$\begin{cases} 18 \text{ km} = 6 \times 3 \text{ km} + 0 \text{ km} \\ 18 \text{ km} = 4 \times 3.7 \text{ km} + 3.2 \text{ km} \end{cases}$$

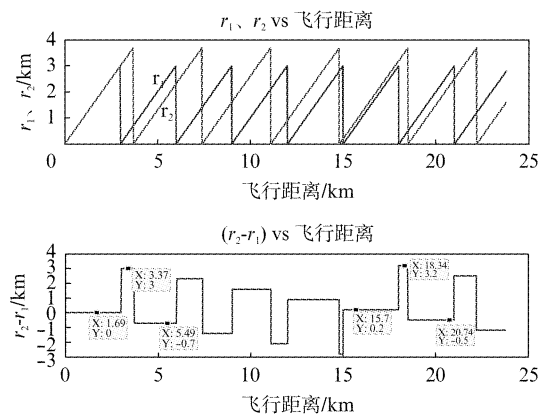


图10 双调制双本振远距离探测仿真($R_1 = 3 \text{ km}, R_2 = 3.7 \text{ km}$)

Fig. 10 The simulation of dual-Modulation dual-LO Laser long distance detection ($R_1 = 3 \text{ km}, R_2 = 3.7 \text{ km}$)

实际中可通过设计使得 $\frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|}$ 不能整除,但仍建议将该值作为最大允许探测的飞行距离范围,以减小系统反演的复杂性.

3.2 测速测距精度分析

本文提出 3 种体制,其测速方式并无太大差别,其精度分析和经典测速体制一样,下文将着重分析这 3 种体制的测距精度. Skolnik 指出,对于线性调频信号,其测速在频域的均方根误差为式(23),测距时得到的两个 STLFM 波形相对距离造成的频率差值的均方根误差为式(24)^[5]. 其中线性调频的线性度对测速测距精度影响很大,线性度较差会导致信号频谱谱线展宽,降低信噪比. 采用数字频率合成器(DDS)可生成高线性度的线性调频信号,并且能保证线性调频上下变频的斜率一致. 但数字变频的变频台阶会导致 DDS 输出的线性调频信号与理想线性调频信号存在偏差. 在具体设计时可从频谱分辨率、DDS 变频台阶等角度合理设置参数以降低其影响.

$$\delta_{fd} = \sqrt{\frac{B}{4T_L \text{SNR}(\tau)}} \quad , \quad (23)$$

$$\delta_{fx} = \frac{\sqrt{3}}{\pi T_L \sqrt{2 \times \text{SNR}(\tau)}} \quad . \quad (24)$$

由式(24)、式(5)得到两个 STLFM 波形的相对距离精度如式(25).

$$\delta_r = c \cdot \delta_{fx} \cdot \frac{T_L}{B} = \frac{\sqrt{3} \cdot c}{\pi B \sqrt{2 \times \text{SNR}(\tau)}} \quad . \quad (25)$$

对于 DMDL 体制(DFDMDL 体制),STLFM 调制时周期 T_1 、 T_2 的不稳定,会导致 R_1 、 R_2 发生变化. 又计算 n 、 m 时采用 $2S = nR_1 + r_1$ 、 $2S = mR_2 + r_2$,但真正反演距离信息时只采用其中一个式子. 假设采用前者,真实目标距离为式(26),

$$S = \frac{1}{2}(n \cdot R_1 + r_1) \quad , \quad (26)$$

则真实目标的均方根误差如式(27)所示,

$$\begin{aligned} \sigma_s &= \sqrt{\left(\frac{\partial S}{\partial R_1} \cdot \sigma_{R_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial S}{\partial r_1} \cdot \sigma_{r_1}\right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{n^2 \cdot \sigma_{R_1}^2 + \sigma_{r_1}^2} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{n^2 \cdot \sigma_{R_1}^2 + \frac{3c^2}{2\pi^2 B^2 \times \text{SNR}^2(\tau)}} \quad , \quad (27) \end{aligned}$$

其中 σ_{R_1} 的精度取决于线性调频时的调制时间的控制精度. 由公式可见, σ_{R_1} 对整个系统的测距精度影响较大,距离越远,影响越大. 典型商用 DDS 器件在每个线性调频调制周期的开始、结束均会给出相应的信号,采用高精度时间测量(TDC)技术,可以精确测得每个周期进而精确计算出相应的 R_1 、 R_2 . 通过累计实际传输过程中每个周期对应的距离,式(26)可改写为式(28),可获得更为精确的距离. 而 $\sum_{i=0}^{n-1} R_1(N-i)$ 的计算可转化为时间的计算,因为时间点

的连续性,它等效于两个时刻点的时间差,结合高精度时间测量系统,那么系统将在远距离探测时达到一个非常高的测距精度.

$$S = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=0}^{n-1} R_1(N-i) + r_1 \right] \quad . \quad (28)$$

3.3 脉冲积累特性

对于精确指向的探测,尤其在借助红外、可见光等其他手段使激光雷达可以精确指向目标探测时,同一目标在探测期间可以反射多个脉冲(本文体制中为多个 STLFM 周期). 通过将一定数目的有效回波脉冲累加,雷达的灵敏度(SNR)会增加,该过程称为雷达脉冲积累. 该方式可以有效降低对接收能量的要求,相应地降低了对发射能量的需求. 脉冲积累分为相干积累和非相干积累,前者需要在检波器(或光探测器)前进行,后者在检波器(或光探测器)后进行. 激光雷达通常处理光探测器后的信号,即非相干积累.

脉冲积累时需要考虑多种因素,包括扫描期间目标和波束中心的相对位置导致回波信号幅度的起伏、传播路径导致的回波信号幅度起伏、目标的动态特性(如目标距离、距离变化率、翻滚速度、雷达横截面 RCS 起伏)的影响等. 非相干积累时,目标动态特性影响不是那么关键,但目标距离变化率是必须估计的,只有这样才能只对规定距离单元内的特定目标的回波进行积累,亦即必须避免距离走动^[6].

假设 DFDMDL(或 DMDL)体制所使用的对称三角线性调频信号调制带宽为 $B = 200$ MHz. 其距离分辨率根据公式(11)得到最好的结果为 $\frac{c}{2B} = 0.75$ m,假设一径向飞行的高速目标速度为 $v = 340$ m/s,其飞离一个距离单元时间为 $\frac{0.75 \text{ mm}}{240 \text{ m/s}} = 2.2$ ms,若系统 STLFM 调制周期 $T_1 = 26$ μs ,则允许的积累次数为 $n_p = \frac{2.2 \text{ mm}}{26 \mu\text{s}} = 84$.

假设单次探测获得信号的信噪比为 -20 dB,在单次探测时可探测距离为 R_0 ,所需要能量为 P_0 . Marcum 和 Swerling 指出 M 个脉冲相干积累后其增益为 M ,而非相干积累后其增益在 \sqrt{M} 和 M 之间^[6]. 如图 11 为根据该理论得出的相干积累和非相干积累(取最差效果 \sqrt{M})与回波信噪比增益之间的关系. 对目标雷达散射截面固定的系统,回波接收能量与距离四次方成反比,在相干积累和非相干积累两种情况下,相同的发射能量两种积累方式所能达到

的最远探测距离的对比如图 12 所示;相同探测距离两种积累方式所需要的能量对比如图 13 所示。

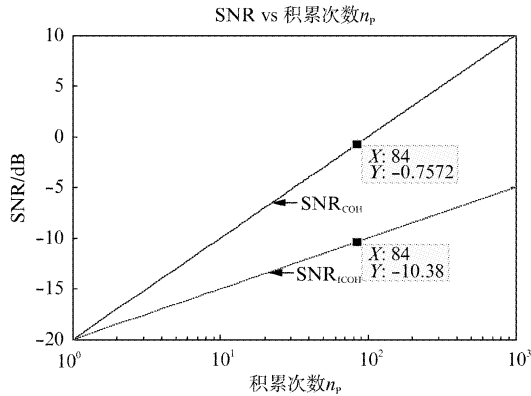


图 11 相干积累和非相干积累对信号增益的影响
Fig. 11 Coherent integration and Incoherent integration for the effect of signal gain

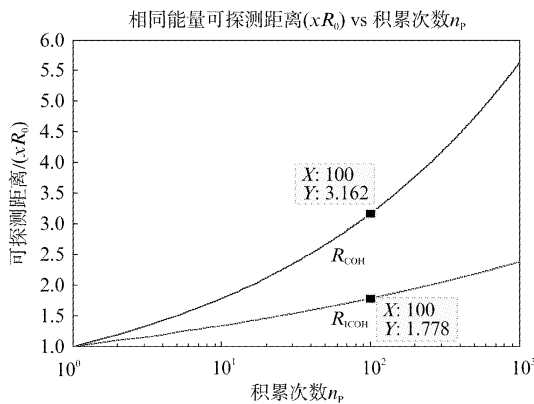


图 12 相同发射能量下相干积累和非相干积累的最大探测距离
Fig. 12 The maximum detection range of Coherent integration and Incoherent integration under the same emitted energy

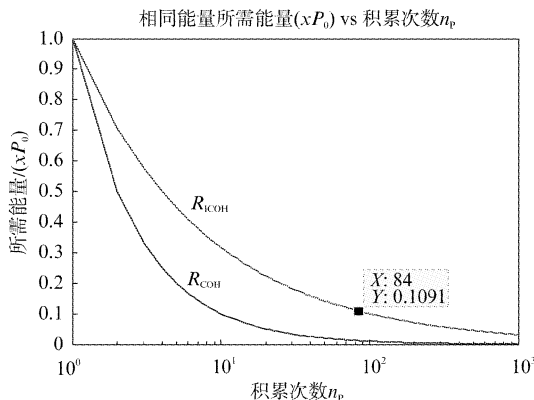


图 13 相干积累和非相干积累发射能量需求的区别
Fig. 13 Difference of energy needed to be transmitted between Coherent integration and Incoherent integration

由图 11 可以看出,对于改善回波信号的信噪比,相干积累比非相干积累要好,在积累次数为 84 次时,非相干积累相对于未作积累的探测的信噪比提高约 10 dB;图 12 中假设相同的发射能量,积累 84 次时,非相干积累可探测的距离将扩大约 1.7 倍;图 13 中假设是需要探测相同的距离,在不同积累方式下所需要的能量,可以发现从该角度看,同样的探测范围采用积累手段能有效降低对发射能量的需求,积累 84 次时,只需原本一次探测时所需能量的 10%。可见对于远距离探测,采用脉冲积累是一种有效减轻对发射能量需求的方式。在对面目标探测时,雷达截面积会发生改变,回波能量与探测距离呈现平方反比的关系,其脉冲积累的特性会更明显,在此不再赘述。

3.4 测距动态范围及高重频特性分析

举例而言,对于调制周期 $T_1 = 26 \mu\text{s}$ 的 STLFM 信号,其对应的飞行距离 $R_1 = c \cdot T_1 = 7.800 \text{ km}$,则对于通常只有一个相干过程简单体制,其可探测飞行距离(为真实距离 S 的 2 倍)的动态范围 $r_1 < \frac{R_1}{2} = 3.900 \text{ km}$,该动态范围太小。

将反相相干延迟设定为 $T_D = 13 \mu\text{s}$,则结合反相相干,则可探测飞行距离的动态范围 $r < R_1 < 7.800 \text{ km}$,是“双本振(DL)”体制。

对于更远距离探测,采用“双调制双本振(DM-DL)”体制。设 $T_2 = 26.3 \mu\text{s}$,其对应的飞行距离 $R_2 = C \cdot T_2 = 7.890 \text{ km}$ 。最大可探测飞行距离如式(29),为 683 km,远大于 3.9 km。

$$r = 2S_m \leq \frac{R_1 \cdot R_2}{|R_1 - R_2|} = \frac{7.8 \times 7.89}{|7.8 - 7.89|} \approx 683 \text{ km}, \quad (29)$$

而 $R_2 - R_1 = 90 \text{ m}$,对于整个系统的测距精度,则要求比 90 m 要高,这比较容易达到。而对于更远距离的探测,只需要使得 $|R_2 - R_1|$ 更小即可实现。

对于高重频探测,采用“双频双调制双本振(DFDMDL)”体制。对于 $T_1 = 26 \mu\text{s}$ 、 $T_2 = 26.3 \mu\text{s}$ 的参数,其所允许的重频如公式(30)为 38.46 kHz。

$$\text{DRF} = \frac{1}{\max(26 \mu\text{s}, 26.3 \mu\text{s})}, \quad (30) = 38.46 \text{ kHz}$$

而对于 100 km,简单脉冲所允许的重复频率由式(22)得到最大为 1.5 kHz,300 km 时只有 0.5 kHz。上述几种体制的对比表明,“双频双调制双本振

(DFDMDL)”体制是一种具有超大测距动态范围的超高重频相干测距测速体制.

4 结论

针对大距离动态范围内目标进行高重复频率的距离和速度探测提出了三种体制,三种体制的性能依次提升,针对不同的需求可以采用不同的体制.性能最优的“双频双调制双本振(DFDMDL)”体制具有非常宽的测距动态范围及相当高的探测重频.详细分析了探测重频、探测精度、探测所需能量等距离变化敏感参数,分析表明该体制在远距离探测时仍具有高探测重频、高测距精度及较少能量需求的优点.文中所述三种体制逐次复杂,具体实现难度较大,同时在实现及体制进一步完善上尚有许多工作需要开展,后续工作将在发射信号调制及监测、光学系统搭建、宽带信号处理等方面开展,将本系统实现并完善.

References

- [1] SUN Jian-Feng, YAN Ai-Min, Liu De-An, *et al.* Progress on long-range laser imaging lidar[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*(孙建锋, 闫爱民, 刘德安, 等. 远距离激光成像雷达进展. *激光与光电子学进展*), 2009, **46**(8): 49-54.
- [2] Pierrottet D F, Amazajerdian F, Petway L, *et al.* Linear FMCW laser radar for precision range and vector velocity measurements[C]. In proceedings of the Proc Mater Res Soc Symp, F, 2008. Cambridge Univ Press.
- [3] Amzajerdian F, Pierrottet D, Petway L, *et al.* Lidar systems for precision navigation and safe landing on planetary bodies[C]. F, 2011.
- [4] HU Guang-Shu. *Digital signal processing: Theory, algorithms and implementation*[M]. Tsinghua University Press co., LTD(胡广书. 数字信号处理: 理论, 算法与实现). 清华大学出版社有限公司, 2003.
- [5] Skolnik M I. Theoretical accuracy of radar measurements[J]. *Aeronautical and Navigational Electronics, IRE Transactions on*, 1960, ANE-7(4): 123-9.
- [6] Bassem R, Atef Z. *Matlab simulations for radar systems design*[M]. CRC Press, USA. 2004.