

线性调频连续波雷达低空小目标长时间相参积累方法*

郭立民¹, 莫禹涵¹, 刘鲁涛¹, 郭晓冉²

(1. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 中国人民解放军 32181 部队, 河北 石家庄 050000)

摘要:针对小型无人机目标雷达回波弱、目标检测难的问题,研究了在线性调频连续波(linear frequency modulation continuous wave, LFMCW)体制雷达下的长时间相参积累方法。通过推导 LFMCW 雷达回波表达式,提出了基于时域差频信号线性调频-Z变换的拉东-傅里叶变换实现方法。评估了该方法的运算量,并与频域实现的方法进行对比。经过仿真和实测数据验证了本文算法对 LFMCW 雷达下的弱目标相参积累的有效性。

关键词:弱目标检测;线性调频连续波雷达;长时间积累;拉东-傅里叶变换;线性调频-Z变换

中图分类号:TN95 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2022)04-190-08

Long-term coherent integration method for low-altitude small targets of LFMCW radar

GUO Limin¹, MO Yuhan¹, LIU Lutao¹, GUO Xiaoran²

(1. College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. The PLA Unit 32181, Shijiazhuang 050000, China)

Abstract: Aimed at the problem of weak radar echo of small unmanned aerial vehicle targets and difficult target detection. Long-term coherent integration method under the LFMCW (linear frequency modulation continuous wave) radar was studied. By deriving the expression of LFMCW radar echo, an Radon-Fourier transform implementation method based on Chirp-Z transform of time-domain beat signal was proposed. The computational complexity of this method was evaluated and compared with the method implemented in frequency domain. Simulation and measured data verified the effectiveness of this algorithm for the coherent integration of weak targets under LFMCW radar.

Keywords: weak target detection; LFMCW radar; long time integration; Radon-Fourier transform; Chirp-Z transform

随着无人机技术的发展,操作小型无人机的技术门槛越来越低。为人们生活娱乐带来便利的同时也为重点区域的低空安全带来了极大威胁^[1]。目前探测无人机的手段包括光学探测和雷达探测等。其中光学探测的精度较高,实现简单,但会受到光线条件的影响,且作用距离也受制于光学设备的分辨率,不利于全天候、远距离的探测;而雷达探测可以不受时间和气候的影响,作用距离较大,但实现起来较复杂。因此很多无人机反制系统选择复合型方案,选用光学系统和雷达系统结合的方式实现无人机反制系统。作为总体系统的一部分,雷达系统的成本必然不能过高。因此研制低成本、小型化雷达来探测无人机势在必行。线性调频连续波(linear frequency modulation continuous wave, LFMCW)雷达结构简

单、成本低、易于实现,且无距离盲区,十分适合探测无人机目标。但受其成本限制,硬件参数一般较差。因此深入研究适用于 LFMCW 雷达探测小型无人机的方法十分具有现实意义。与常规的目标不同,无人机的雷达散射截面积(radar cross section, RCS)很小。在远距离探测目标时,无人机的回波很容易淹没在杂波和噪声当中,需要增加发射信号的周期和相参积累的时间以获取更大信噪比^[2-3]。这就意味着雷达对无人机的一次积累时间会很长,目标会在积累周期内跨距离单元。直接对回波进行动目标检测(moving target detect, MTD)处理会导致目标能量无法有效聚集,即便增加积累周期也无法获得理想的信噪比增益^[4]。

关于长时间相参积累的研究成果很多,核心内容都是校正目标在积累周期内的走动,实现对

* 收稿日期:2020-11-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61801143);中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(3072020CF0815)

作者简介:郭立民(1977—),男,吉林吉林人,副教授,博士,硕士生导师,E-mail: guolimin@hrbeu.edu.cn;

刘鲁涛(通信作者),男,副教授,博士,博士生导师,Email: liulutao@hrbeu.edu.cn

远距离微弱目标的长时间相参积累。其中包括霍夫(Hough)变换^[5]、拉东(Radon)变换^[6-9]等,这些方法引入了图像处理中的一些思想,取得了一定的效果。文献[6]中的拉东-傅里叶变换(Radon-Fourier transform, RFT)综合了图像和雷达信号处理中的思想,很大程度上将长时接收的目标能量有效积累起来。但是目标轨迹是由时域移位或寻址运算确定的,偏移量为整数,这样会损失一部分目标能量。若要减少能量损失,可以对数据进行插值处理,又增加了算法的运算量。文献[7]针对这种缺点,提出了基于频域补偿实现RFT的方法及其快速实现方法。利用Chirp-Z变换(Chirp-Z transform, CZT)减小了文中直接计算式的运算量,具有一定的参考意义。但在无人机反制系统中,LFMCW雷达仅作为其中一部分,信号处理能力比不上文献[7]中的脉冲多普勒(pulse Doppler, PD)雷达。直接应用文中的算法运算量较大,不利于信号的实时处理。因此本文立足于低成本、小型化LFMCW雷达的工作特点,提出了基于时域差频信号CZT的RFT实现方法,规避了上述算法中的一些不足,与传统的频域RFT算法相比减少了快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)和逆快速傅里叶变换(invert fast Fourier transform, IFFT)的次数。在仿真数据和实测数据上进行长时间的相参积累验证,取得了理想的积累效果。

1 LFMCW 雷达基本原理

LFMCW雷达的收发天线分置,发射线性调频连续波信号,能够以较小的发射功率获得较大的探测距离,且无距离盲区。假设雷达收发信号均为复指数信号,则发射信号可由式(1)表示。

$$s_i(t) = \exp\left[j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right] \quad (1)$$

式中: f_0 为载波频率, $\mu = B/T$ 为调频斜率。 B 为发射的线性调频信号的带宽, T 为调频周期。假设空中的一个小目标位于距离雷达 R_0 处,速度为 v (远离雷达为正),则目标回波经过接收机放大,混频滤波后归一化处理的差频信号如式(2)所示。

$$s_b(t, t_m) = \exp\left(\frac{j4\pi f_0 R_0}{c}\right) \cdot \exp(j2\pi f_d t_m) \cdot \exp\left\{j2\pi\left[f_d t + \frac{2\mu t(R_0 + vt_m)}{c}\right]\right\} \quad (2)$$

此差频信号即为接收机输出到信号处理单元模数转换器(analog to digital converter, ADC)的

信号,其中 f_d 为多普勒频率。从式(2)中可以看出,差频信号主要由三部分构成。首先是与目标初始距离 R_0 有关的相位项,代表着回波信号的时延。第二项是由目标运动引起的多普勒相位项,随着慢时间 t_m 的变化,运动目标回波幅度会受到多普勒频率的调制。第三项是差频信号的主体,可视为中心频率为 $f_d + 2\mu(R_0 + vt_m)/c$ 的单载频复指数信号。若仅关注某一个周期的回波信号,即将慢时间 t_m 视为常量,则前两项为常数。差频信号就是单载频复指数信号,频率与目标距离相关。

若要得到直观的目标距离信息,需要对差频信号做一次快时间FFT运算,既能够解析距离信息,又实现了时域信号的脉冲压缩处理,提高了信噪比。对差频信号做快时间FFT运算后的表达式如式(3)所示。

$$S_b(f, t_m) = \exp\left(\frac{j4\pi f_0 R_0}{c}\right) \cdot \exp(j2\pi f_d t_m) \cdot T \text{sinc}\left(\left\{f - \left[\frac{2\mu}{c}(R_0 + vt_m) + f_d\right]\right\}T\right) \quad (3)$$

由于FFT运算相当于为信号加了矩形窗,所以差频信号的频谱是辛克函数的形状,谱峰位于 $f = f_d + 2\mu(R_0 + vt_m)/c$ 。对不同周期的回波进行MTD处理,可以实现相参积累,过程如式(4)所示。

$$S_b(f, f_d) = \int S_b(f, t_m) \cdot \exp(-j2\pi f_d t_m) dt_m \quad (4)$$

式中的 f 与距离 r 等价,多普勒频率 f_d 与速度 v 等价。故式中的 $S_b(f, f_d)$ 等价于 $S_b(r, v)$ 。MTD处理可由慢时间FFT实现。至此经过两个维度的FFT运算,就可以得到目标的距离-多普勒(range-Doppler, RD)二维谱。并由此得到目标距离和速度信息。

2 RFT 快速实现方法

2.1 频域实现RFT方法原理

由第1节中的分析可知,回波差频信号在经过快时间FFT处理后,为峰值位于 $f = f_d + 2\mu(R_0 + vt_m)/c$ 处的辛克函数。设 $r = cf/(2\mu)$,式(3)可改写为式(5)。

$$S_b(r, t_m) = \exp\left(\frac{j4\pi f_0 R_0}{c}\right) \cdot \exp(j2\pi f_d t_m) \cdot T \text{sinc}\left(\left\{r - \left[(R_0 + vt_m) + \frac{cf_d}{2\mu}\right]\right\}T\right) \quad (5)$$

式中, $cf_d/(2\mu)$ 项为距离-速度耦合项,可通过发

射对称三角调频信号,对回波上下扫频段目标进行配对来抑制^[10]。但式(5)中的 $R_0 + vt_m$ 项则会导致每个周期回波的峰值位置随着慢时间 t_m 发生变化。若 vt_m 大于一个距离单元,就会发生距离走动现象。因为目标匀速运动,所以相邻周期的距离走动 $\Delta R = vT$ 为定值。只要将 $S_b(r, t_m)$ 中的距离信号进行相应的移位,保证目标峰值在同一距离单元即可实现距离走动的校正。但对式(5)直接进行移位比较困难,可以对式(5)做傅里叶变换,再乘以相移因子 $\exp(j2\pi f' vt_m)$,最后经过傅里叶反变换后即实现了距离校正。其中 f' 为距离变量 r 所对应的频率域变量。设 $S_b(r, t_m)$ 的傅里叶变换为 $S_b(f', t_m)$,频域实现 RFT 的过程可由式(6)表示。

$$\begin{cases} S'_b(r, t_m) = \int S_b(f', t_m) \cdot \exp(j2\pi f' vt_m) \cdot \\ \exp(j2\pi f' r) dr \\ S_b(r, f_d) = \int S'_b(r, t_m) \cdot \exp(-j2\pi f_d t_m) dt_m \end{cases} \quad (6)$$

式(6)可以用 FFT 来实现。由于不知道目标实际的运动速度 v ,在用此方法进行 RFT 运算的时候需要对可能的速度 v 进行遍历,选择积累峰值最高的作为最终结果。式(6)的两次积分可以调换顺序得到如式(7)的结果。

$$\begin{cases} S'_b(f', v) = \int S_b(f', t_m) \cdot \exp(j2\pi f' vt_m) \cdot \\ \exp(-j4\pi vt_m/\lambda) dt_m \\ S_b(r, v) = \int S'_b(f', v) \cdot \exp(j2\pi f' r) dr \end{cases} \quad (7)$$

综上,用 FFT 在频域实现 RFT 的框图如图 1 所示。

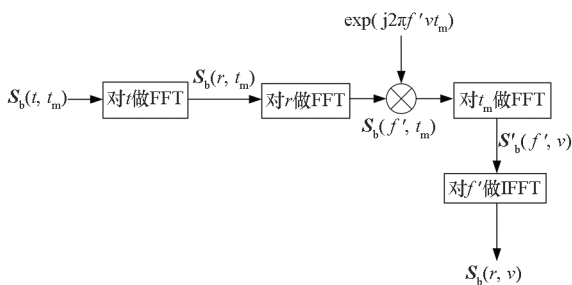


图 1 频域 RFT 实现框图

Fig. 1 Frequency domain RFT implementation block diagram

2.2 时域 RFT 快速实现算法

频域实现 RFT 的基本思想是利用傅里叶变换的时移定理,对距离维信号做一次 FFT,通过频

域移相实现了原始序列的位移。在 PD 雷达中,脉冲压缩是通过匹配滤波实现的。而匹配滤波中的卷积运算多通过频域相乘实现。因此 PD 雷达实现频域 RFT 时可以在匹配滤波的过程中进行,不会额外增加 FFT 的次数。而 LFM CW 雷达的脉冲压缩则是通过对差频信号做一次快时间 FFT 实现的,用 2.1 节的方法需要额外做一次 FFT 和一次 IFFT。增加了复数乘法次数,消耗了大量的时间和硬件资源。

观察 1.1 节中的式(3),快时间维信号已经是频域信号。2.1 节中分析的对 $S_b(r, t_m)$ 中不同周期的距离信号做移位对齐,实质上就是对 $S_b(f, t_m)$ 中的频率信号做频移。由傅里叶变换的时频对称定理可知,频域信号的频移可由时域移相实现。时域信号可通过对 $S_b(f, t_m)$ 进行傅里叶反变换得到,而差频信号 $s_b(t, t_m)$ 就是 $S_b(f, t_m)$ 的傅里叶反变换。直接对差频信号进行时域移相即可实现目标距离走动的校正。

式(3)中,造成不同周期回波走动的项为 $2\mu vt_m/c$ 。所以时域差频信号相应的相移因子为 $\exp(-j4\pi\mu vt_m t/c)$ 。每个周期的差频信号都乘以相移因子 $\exp(-j4\pi\mu vt_m t/c)$ 后,再进行第 1 节所述的二维 FFT,即可得到时域 RFT 结果。和 2.1 节一样,两次 FFT 的顺序可以调换。用二重积分表示此过程,如式(8)所示。

$$\begin{aligned} S_b(f, f_d) = \iint s_b(t, t_m) \cdot \exp(-j4\pi\mu vt_m t/c) \cdot \\ \exp(-j2\pi f_d t_m) \cdot \exp(-j2\pi ft) dt_m dt \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)用 FFT 实现时,和式(7)一样,对需要对可能的速度 v 进行遍历,最后选取最大值作为积累结果。结构如图 2 所示。不同的是式(8)直接对差频信号 $s_b(t, t_m)$ 进行运算,而式(7)是对差频信号快时间 FFT 后等价的 $S_b(r, t_m)$ 进行运算。因此式(8)比式(7)要少了一次 FFT 运算和一次 IFFT 运算。与频域实现 RFT 相比,时域实现更适用于 LFM CW 雷达。

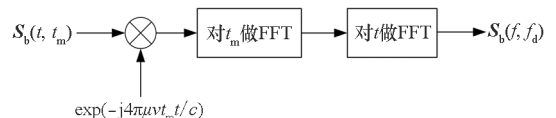


图 2 时域 RFT 实现框图

Fig. 2 Time domain RFT implementation block diagram

将式(8)进一步合并整理,可以得到式(9)。

$$\begin{aligned} S_b(f, f_d) = \iint s_b(t, t_m) \cdot \exp[-j2\pi(1 + t\mu/f_0)f_d t_m] dt_m \cdot \\ \exp(-j2\pi ft) dt \end{aligned} \quad (9)$$

将式(9)中的慢时间积分离散化处理,设 $a = 1 + t\mu/f_0$,快时间采样点数为 N ,用 n 表示快时间离散变量,对应快时间 t ;积累周期数为 M ,用 m 表示慢时间离散变量,对应慢时间 t_m ; k 表示多普勒采样点,对应 f_d 。从而得到式(10)。

$$S_b(n, k) = \sum_{m=1}^M s_b(n, m) \cdot \exp\left(-j2\pi ak \frac{m}{M}\right) \quad (10)$$

直接计算式(10)运算量较大,可以将其做一定的变形得到式(11)。

$$S_b(n, k) = \exp(-j\pi ak^2/M) \cdot \sum_{m=1}^M s_b(n, m) \cdot \exp(-j\pi am^2/M) \cdot \exp[j\pi a(k-m)^2/M] \quad (11)$$

通过对比可以发现,式(11)与式(12)CZT的表达式一致,即可以通过 CZT 来计算式(10),达到沿着目标运动轨迹积累的目的。

$$\begin{aligned} X(z_k) &= W^{\frac{k^2}{2}} g(k) * h(k) \\ &= W^{\frac{k^2}{2}} \sum_n g(n) \cdot h(k-n) \\ &= W^{\frac{k^2}{2}} \sum_n x(n) \cdot A^{-n} \cdot W^{\frac{n^2}{2}} \cdot W^{-\frac{(k-n)^2}{2}} \end{aligned} \quad (12)$$

CZT 变换能够实现任意长度的傅里叶变换,多用来进行频谱细化。CZT 可由 FFT 实现,相比直接计算式(10)计算量会小很多。利用 CZT 实现时域快速 RFT 的框图如图 3 所示。

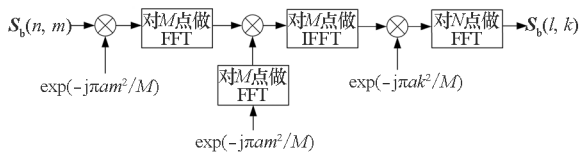


图3 基于 CZT 的时域快速 RFT 实现框图

Fig. 3 Block diagram of fast RFT implementation in time domain based on CZT

图3中 l 表示快时间频域的离散变量,与 f 对应。图3中系数 $\exp(j\pi am^2/M)$ 中的变量都是由雷达参数决定的,可事先计算其 FFT。与图1频域 RFT 的方法相比,不需要对速度 v 遍历,极大提高了系统的效率。频域 RFT 也可以通过 CZT 来实现^[7],此处不对其做推导,仅在下一章对频域 CZT-RFT 做运算量的分析。

3 仿真实验对比分析

3.1 多普勒模糊情况分析

地面预警雷达为保证距离不模糊,往往脉冲重复频率 (pulse repetition frequency, PRF) f_r 较

小。代价就是多普勒欠采样,直接得到的目标的多普勒频率往往是模糊的。而式(11)能够补偿的速度范围为 $[-\lambda f_r/4, \lambda f_r/4]$,需要在 RFT 计算前对由模糊数引起的目标走动进行补偿。假设模糊数为 i ,则模糊数与真实速度 v 的关系为 $v = (\tilde{f}_d + if_r)\lambda/2$ 。 \tilde{f}_d 为模糊的多普勒频率,因此需要补偿的速度为 $\lambda if_r/2$ 。相应的时域校正因子为 $\exp(-j2\pi t\mu\lambda if_r t_m/c)$,离散化因子为 $\exp(-j2\pi\mu\lambda im/cf_s)$ 。 f_s 为快时间采样频率。虽然目标速度具体的模糊数未知,但可以根据目标速度范围的先验知识,划定出模糊数的范围,通过对模糊数遍历选大最终确定积累结果。

3.2 仿真结果分析

本节对 LFMCW 雷达回波进行仿真,比较了频域 RFT、时域 CZT-RFT 和 MTD 三种积累方法的积累性能。雷达和目标的仿真参数如下:载频 $f_0 = 16$ GHz,调频带宽 $B = 100$ MHz,调频周期 $T = 2$ ms(分上下调频),采样频率 $f_s = 2.5$ MHz,快时间采样点数 $N = 2048$,积累周期数 $M = 512$ 。目标距离 $R = 600$ m,速度 $v = 15$ m/s。积累后距离维仅截取前 512 个点进行显示。时域差频信号信噪比 -20 dB 时的仿真结果如下所示。仿真中 LFMCW 雷达发射信号为对称三角调频,即一个周期分为上调频和下调频两段,一个周期共 2 ms,对应的重频 $f_r = 500$ Hz。下面给出的均为上调频段的结果。

图4是对动目标显示 (moving target indication, MTI) 后的数据做快时间 FFT 的结果,可以看出目标从 600 m 处的位置远离雷达飞行,目标走动比较明显。直接对图4做相参积累得到的结果如图5所示,能够看出目标能量没有被完全聚集在一点上,能量分散严重。采用文献[7]中频域 RFT 对回波进行距离走动补偿和相参积累,得到的结果如图6所示。从图中能看到频域 RFT 能

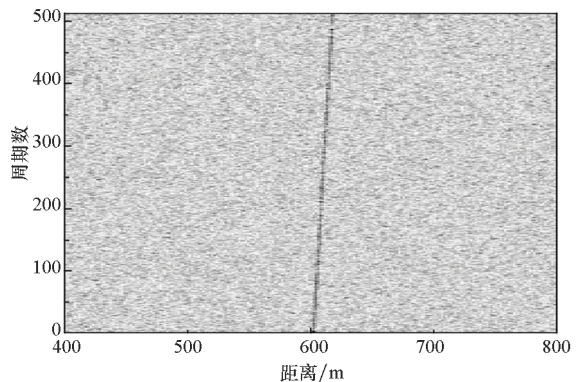


图4 目标回波包络走动

Fig. 4 Target echo envelope migration

够很大限度地将能量聚集在 RD 谱上一点,校正了目标在积累周期内的距离走动。时域 CZT-RFT 的积累结果如图 7 所示,对比图 6 结果,时域 RFT

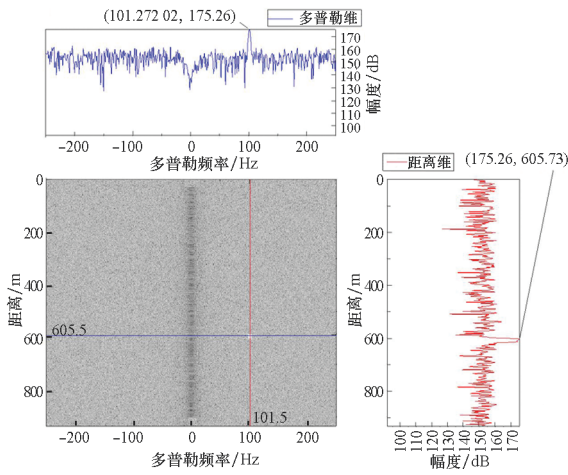


图 5 直接 MTD 结果

Fig. 5 MTD accumulation results

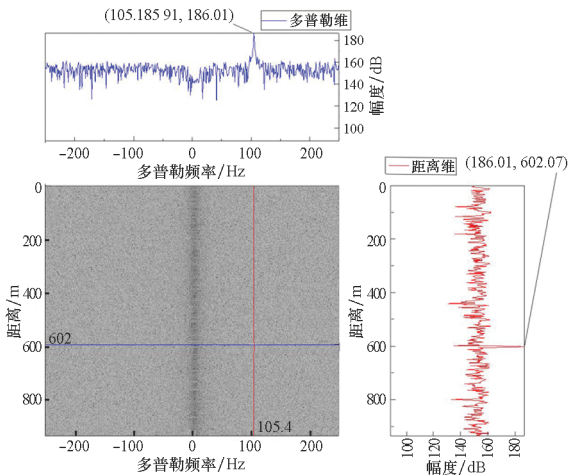


图 6 频域 RFT 积累结果

Fig. 6 Frequency domain RFT accumulation results

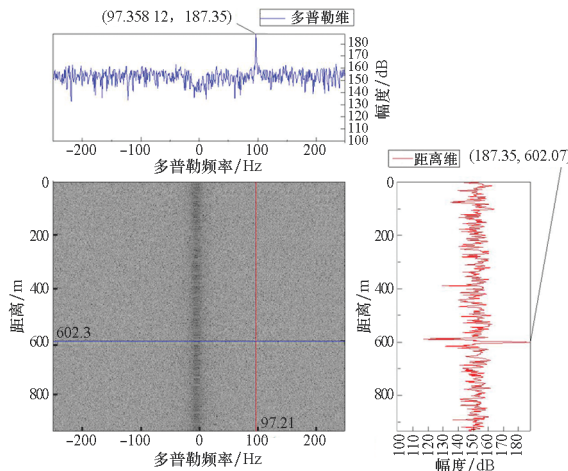


图 7 时域 CZT-RFT 积累结果

Fig. 7 Time domain CZT-RFT accumulation results

可以达到频域 RFT 的积累效果,幅度较频域 RFT 更高。这是因为频域处理时忽略了目标在快时间内运动带来的多普勒变化,造成目标多普勒维能量没有完全聚集。而时域 RFT 处理时则最大限度地保留了这些信息。为比较几种积累方法的性能,进行了 3 100 次蒙特卡洛实验,在虚警概率为 10^{-6} 时得出了几种积累方法在不同信噪比下的性能曲线,如图 8 所示。

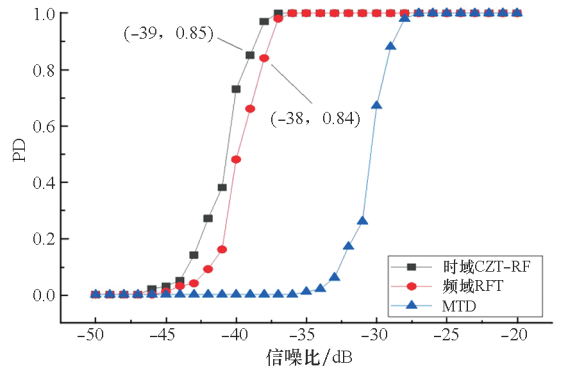


图 8 虚警概率为 10^{-6} 时的检测概率曲线

Fig. 8 Detection probability curve when false alarm probability is 10^{-6}

图 8 中的信噪比为时域差频信号的信噪比,由于时域 CZT-RFT 是时域 RFT 的快速算法,本质上是相同的,因此图中仅给出时域 CZT-RFT 的检测概率曲线与另外两种积累方法对比。可以看出,频域 RFT 和时域 CZT-RFT 都比传统的 MTD 检测性能好得多。本文所提的时域 CZT-RFT 比文献[7]中的频域 RFT 的检测性能略好,检测概率相同的情况下对信噪比的要求小了 1~2 dB。

3.3 算法计算量分析

由于 MTD 实现比较简单,因此计算量要小于频域 RFT 和时域 CZT-RFT 方法。但在长时间相参积累时 MTD 的性能远低于前两种方法,因此本小节仅讨论频域 RFT 和时域 CZT-RFT 的计算量。频域 RFT 在用图 1 的方法实现时,需要先通过对差频信号做快时间 FFT 得到 $S_b(r, t_m)$ 。设快时间采样点为 N ,积累周期为 M 。对 $s_b(t, t_m)$ 做 M 次 N 点 FFT 需要的复数乘法次数为 $0.5MN\log_2 N$ 。加上图 1 中的运算后,总的复数乘法次数为 $MN(1 + 1.5\log_2 N + 0.5\log_2 M)$ 。由 2.1 节分析可知,利用此方法实现 RFT 时要对速度 v 进行遍历。搜索步长 Δv 一般为积累周期内能够引起目标走动一个距离单元的速度,即 $\Delta v = \Delta R / (MT)$ 。对于本章的仿真参数, $\Delta R = 1.831$ m, $M = 512$, $T = 2$ ms。所以 $\Delta v = 1.788$ m/s。根据无人机手

册,小型四旋翼无人机的速度一般不会超过 20 m/s ,因此速度搜索范围为 $[-20 \text{ m/s}, 20 \text{ m/s}]$ 。共需要搜索 23 次。因此频域 RFT 总的复数乘法次数为 $MN(23 + 12.5\log_2 N + 11.5\log_2 M)$ 。

文献[7]中也推导了频域 RFT 通过 CZT 实现的方法,性能和图 1 的方法一致,计算量更小。不需要对 v 遍历,但需要对模糊数 i 遍历。根据本章的仿真参数可以计算出无模糊测速范围为 $[-2.34 \text{ m/s}, 2.34 \text{ m/s}]$ 。需要遍历的模糊数为 4。考虑速度方向,总遍历次数为 9。频域 CZT-RFT 总的复数乘法次数为 $MN(27 + 5.5\log_2 N + 9\log_2 M)$ 。

由图 3 方式实现的时域 CZT-RFT 需要对模糊数进行 9 次遍历,总复数乘法次数为 $9MN(3 + \log_2 M + 0.5\log_2 N)$ 。三种 RFT 实现方法的复数乘法次数随着积累周期 M 的变化趋势如图 9 所示。

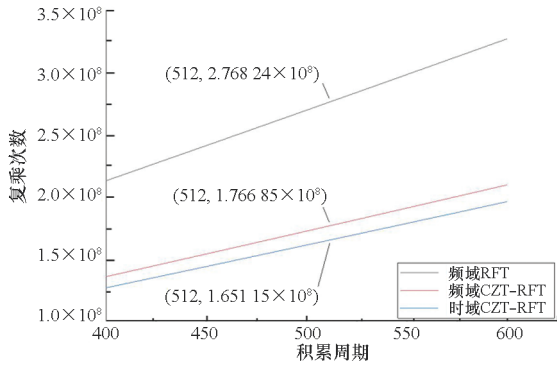


图 9 几种积累方式的运算量对比

Fig. 9 Comparison of calculation amount of several accumulation methods

从图 9 中的对比可以看出,时域 CZT-RFT 比频域 RFT 的计算量小得多。即使是文献[7]中快速实现频域 RFT 的频域 CZT-RFT 算法的计算量也要高于本文的时域 CZT-RFT 算法。以 512 周期积累为例,时域 CZT-RFT 比频域 CZT-RFT 复数乘法次数要少 1.1534×10^7 次。

由图 8 和图 9 可知,本文的时域 CZT-RFT 算法在长时间相参积累时的检测性能要远强于传统的 MTD,略强于文献[7]中的频域 RFT。而在计算量上时域 CZT-RFT 也小于频域 RFT 及其快速算法频域 CZT-RFT,更易于工程实现。

4 实测数据分析

本章在外场采集了大疆精灵 4 无人机飞行的雷达回波,采用 MTD 和时域 CZT-RFT 算法对回波进行相参积累并对比,观察本文算法是否能够提高目标信噪比。LFMCW 雷达具体参数见表 1。

表 1 LFMCW 雷达参数

Tab. 1 LFMCW radar parameters

参数	数值
中心频率 f_0	16 GHz
调频带宽 B	30 MHz
上、下调频周期 T	1 ms
采样频率 f_s	2.5 MHz
快时间 FFT 点数 N	2 048
积累周期 M	512

所录取的实测数据为 ADC 采集到的差频信号。对其中的 512 周期回波截取中间 2 048 个采样点进行快时间 FFT 后,可观察到距离走动情况如图 10 所示。

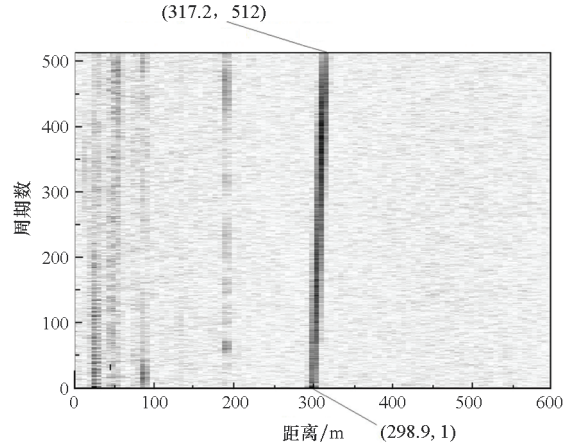


图 10 实测的目标走动现象

Fig. 10 Target moving phenomenon actually tested

从图 10 中能够看出目标在积累周期内从 298.9 m 处运动到了 317.2 m 处,走动了约 3 个距离单元。若直接对此结果进行 MTD 处理后得到图 11 的结果。

由于目标较近,直接 MTD 处理的信噪比能够达到约 39.32 dB,谱峰位于 311.1 m 处。下面给出时域 CZT-RFT 的积累结果,如图 12 所示。

从图 12 中可以观察到经过 CZT-RFT 对距离走动的校正后,谱峰位于 298.9 m 处。目标幅度增大了约 2.77 dB,使得信噪比达到了 42.09 dB。在多普勒维度上,可以看到目标在多普勒维度上还存在展宽现象。一方面目标相对雷达波束不是严格的匀速运动^[11],另一方面是由无人机旋翼高速旋转所导致的微多普勒效应^[12-13]。因此也导致目标幅度没有增大到理论的 4.77 dB。这些现象也只有在目标距离走动被完全校正后才能看到。数据录取时间共 75 s,扇扫范围为 $[-5^\circ, 5^\circ]$,间隔 2° ,波束驻留时间为 1.026 s。共录取了

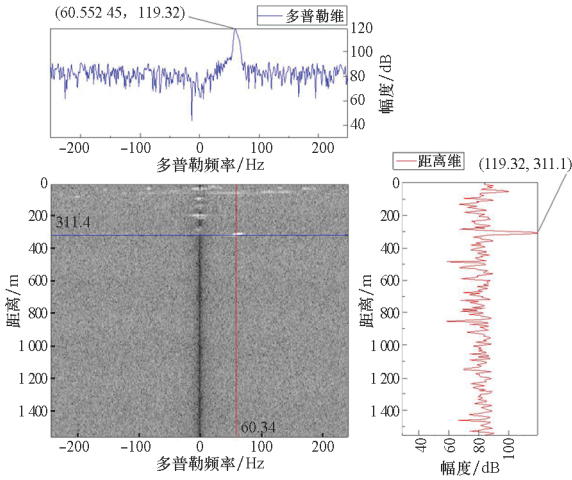


图 11 实测数据直接 MTD 积累结果
Fig. 11 Measured data MTD accumulation result

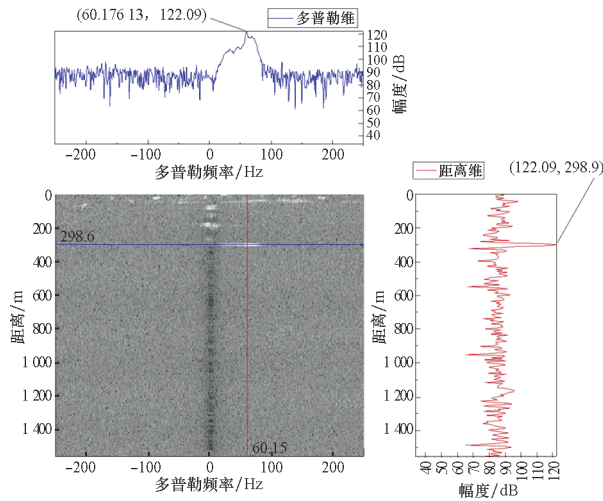
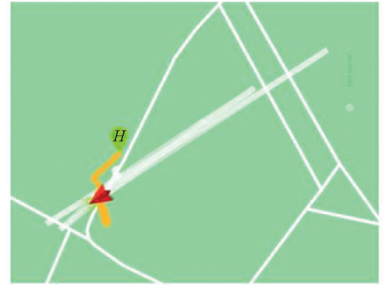


图 12 实测数据时域 CZT-RFT 积累结果
Fig. 12 Measured data time domain CZT-RFT accumulation result

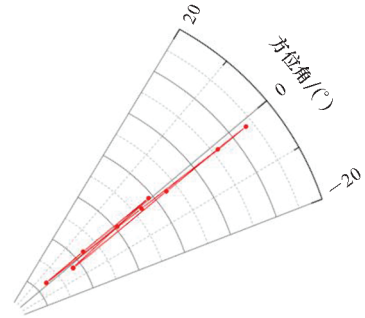
12 次扇扫的数据,除两次目标运动超过雷达俯仰波束范围外,共检测到 10 次目标,恢复的航迹与无人机飞行记录的对比情况如图 13 所示,证明了本文算法的有效性。

图 13(a)的无人机位置即为开始录取数据时的位置,白色轨迹即为开始录取数据后的无人机轨迹;图 13(b)为还原的航迹,与飞行记录一致。从实测结果也可以看出,由于积累时间较长,实测数据的积累效果没有 3.2 节中的仿真结果理想。时域 CZT-RFT 算法能够补偿目标在长时间积累中的距离走动,但目标变速运动时会造成目标能量在多普勒上的扩散,同时长时间积累时可能存在目标跨波束的情况,影响积累效果。因此,在运用本文算法时需要根据所要探测的距离以及雷达自身的参数如波束宽度、脉冲重复周期等来预估

相参积累的时间 T_{CIT} 。保证在相参积累过程中目标的切向运动距离 ΔR_t 不会跨越天线波束照射范围,即 $\Delta R_t = v_t T_{\text{CIT}} \leq R_r \theta_a$,其中 v_t 为目标切向速度分量, R_r 为感兴趣的探测距离, θ_a 为方位波束宽度。目标速度变化范围 Δv 也要尽可能小于一个速度分辨单元,即 $\Delta v \leq \lambda f_r / (2M) = \lambda / (2T_{\text{CIT}})$,以获取最佳的积累性能。



(a) 目标实际飞行航迹
(a) Target actual flight path



(b) 根据检测结果还原的目标航迹
(b) Target track restored according to the detection results

图 13 还原航迹与飞行记录对比

Fig. 13 Comparison of restored track and flight record

5 结论

1) 本文针对小型无人机目标回波弱、探测难的问题。深入研究了长时间相参积累的方法,并立足实际的 LFMCW 雷达系统提出了基于时域实现的 CZT-RFT 算法。与频域实现的方法相比提高了检测性能,减少了运算量。最后通过仿真和实测证明了算法在 LFMCW 雷达系统上的有效性。

2) 通过实测数据可以看到,在长时间相参积累的过程中,目标回波也存在跨多普勒单元的现象。利用本文的结论再深入研究多普勒走动补偿方法,将能更进一步提高目标能量,具有很大的工程意义。

参考文献 (References)

[1] 何昌见, 凌建寿, 石凌飞. 无人机探测与反制技术现状及

- 发展[J]. 警察技术, 2019(3): 4-7.
- HE C J, LING J S, SHI L F. Current status and development of UAV detection and response technology [J]. Police Technology, 2019(3): 4-7. (in Chinese)
- [2] 梁璞, 陈兴, 刘让, 等. 基于 RFT 和 AMF 融合聚焦的雷达弱小目标检测[J]. 航空兵器, 2019, 26(6): 1-9.
- LIANG P, CHEN X, LIU R, et al. Radar weak target detection based on RFT and AMF fusion focus [J]. Aero Weaponry, 2019, 26(6): 1-9. (in Chinese)
- [3] 侯彦. 基于 Keystone 变换的低空小目标雷达探测方法[J]. 现代导航, 2020, 11(2): 126-130.
- HOU Y. Detection method of low altitude small target based on keystone transform [J]. Modern Navigation, 2020, 11(2): 126-130. (in Chinese)
- [4] 赵彦君. 雷达低空微弱目标检测技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
- ZHAO Y J. Research on radar low-altitude weak target detection technology [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019. (in Chinese)
- [5] MOYER L R, SPAK J, LAMANNA P. A multi-dimensional Hough transform-based track-before-detect technique for detecting weak targets in strong clutter backgrounds [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(4): 3062-3068.
- [6] XU J, YU J, PENG Y N, et al. Radon-Fourier transform for radar target detection, I: generalized Doppler filter bank [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(2): 1186-1202.
- [7] 吴兆平, 符渭波, 苏涛, 等. 基于快速 Radon-Fourier 变换的雷达高速目标检测 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34(8): 1866-1871.
- WU Z P, FU W B, SU T, et al. High speed radar target detection based on fast Radon-Fourier transform [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(8): 1866-1871. (in Chinese)
- [8] 林春风, 黄春琳, 粟毅. 双基地雷达 Radon-Fourier 变换弱小目标积累检测 [J]. 雷达学报, 2016, 5(5): 526-530.
- LIN C F, HUANG C L, SU Y. Target integration and detection with the Radon-Fourier transform for bistatic radar [J]. Journal of Radars, 2016, 5(5): 526-530. (in Chinese)
- [9] 陈潜, 刘俊豪, 王海涛. 频域切变 Radon-Fourier 变换算法及其对微弱目标的检测 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016, 14(2): 299-305.
- CHEN Q, LIU J H, WANG H T. Frequency shear Radon-Fourier transform and detection for high-speed weak targets [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016, 14(2): 299-305. (in Chinese)
- [10] 唐玉秀. LFM CW 雷达回波模拟关键技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- TANG Y X. Research on key technology of LFM CW radar echo simulation [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020. (in Chinese)
- [11] 吴兆平, 何学辉, 苏涛. 带有距离走动和多普勒扩散的高速运动目标检测 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2010, 31(4): 476-480.
- WU Z P, HE X H, SU T. Detecting multiple high speed targets using range migration and Doppler spread [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2010, 31(4): 476-480. (in Chinese)
- [12] SINGH A K, KIM Y H. Automatic measurement of blade length and rotation rate of drone using W-band micro-Doppler radar [J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(5): 1895-1902.
- [13] HARMAN S. Characteristics of the radar signature of multirotor UAVs [C] // Proceedings of European Radar Conference, 2016.