

基于DFRFT的脉压方法及与匹配滤波性能对比

李昕^{1,2}, 李良光¹, 姜媛媛¹

LI Xin^{1,2}, LI Lianguang¹, JIANG Yuanyuan¹

1.安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001

2.北京理工大学 信息与电子学院, 北京 100081

1.College of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan, Anhui 232001, China

2.School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China

LI Xin, LI Lianguang, JIANG Yuanyuan. Performance comparison between pulse compression based on DFRFT and match filtering. *Computer Engineering and Applications*, 2012, 48(11): 16-21.

Abstract: In view of linear-frequency modulation radar system target detection and ranging, the fractional Fourier transform instead of matched filtering to achieve pulse compression is proposed, and the theoretical model based on the sample type discrete fractional Fourier transforms is derived. In addition, the time-delay ambiguity occurring in the DFRFT is analyzed. The real time-delay of the radar target estimated by the phase difference between the spectrum peak and its side-lobe is put forward. The result is compared with a classic pulse compression method match filtering which is applied in the radar target detection and ranging. It is observed that the resolution by using the DFRFT is the same as the pulse compression, and the complexity can be reduced by around a half.

Key words: match filtering; Discrete Fractional Fourier Transforms(DFRFT); pulse compression; radar target detection

摘要: 针对线性调频体制雷达的目标检测与测距, 提出采用离散分数阶 Fourier 变换实现脉压, 推导基于采样型离散分数阶 Fourier 变换脉压方法的理论模型, 对采用离散分数阶 Fourier 变换实现脉压时出现的时延模糊进行分析, 提出用与谱峰相邻数据的相位差估计真实雷达目标的时延解决模糊问题。在雷达目标检测与测距中, 基于离散分数阶 Fourier 变换与匹配滤波的脉压方法相比, 距离分辨力相同, 运算量降低近一半。

关键词: 匹配滤波; 离散分数阶 Fourier 变换(DFRFT); 脉压; 雷达信号检测

文章编号: 1002-8331(2012)11-0016-06 **文献标识码:** A **中图分类号:** TN911.72

1 引言

大时宽带宽积的 Chirp 信号是目前雷达中广泛使用的信号。分数阶 Fourier 变换可以看成是 Chirp 基的分解, 它对 Chirp 信号具有聚集特性, 这与线性调频体制雷达目标检测中采用的经典脉压方法——匹配滤波相似, 因此近年来基于分数阶 Fourier 变换的雷达目标检测, 以及多分量 Chirp 信号分离与重构成为近年雷达应用研究的热点^[1-8]。

文献[1]提出了一种连续分数阶 Fourier 域 Chirp 信号时延估计, 时延估计可以应用于雷达目标测距, 文中从输出信噪比和估计精度两方面对时延估计性能进行了分析, 并证明了该估计子可达到 Cramer-Rao 下界。但该文仅针对连续分数阶 Fourier 变换进行理论分析仿真, 未对实际工程应用的离散分数阶 Fourier 变换(DFRFT)在雷达中的应用进行分析。文献[2]针对线性调频体制雷达, 提出了基于 FRFT 的距离徙动

基金项目: 安徽省优秀青年人才基金项目(No.2012SQRL052)。

作者简介: 李昕(1981—), 女, 博士研究生, 讲师, 主要研究领域为信号处理与检测技术、智能信息处理; 李良光(1962—), 男, 博士, 副教授, 主要研究领域为信号处理、智能控制; 姜媛媛(1982—), 女, 博士研究生, 讲师, 主要研究领域为数字信号处理、故障检测。E-mail: brightgirl1981@126.com

收稿日期: 2011-07-29 **修回日期:** 2011-12-19 **CNKI 出版日期:** 2012-01-05

DOI: 10.3778/j.issn.1002-8331.2012.11.004 <http://www.cnki.net/kcms/detail/11.2127.TP.20120105.1705.014.html>

校正和多普勒频移补偿, 实现低速目标检测, 但未给出目标距离估算方法。文献[3]提出了基于FRFT的雷达动目标检测(MTD), 文中与基于WVD的雷达动目标检测方法进行了对比, 得出基于FRFT的雷达MTD没有交叉项的优点, 也未讨论雷达目标距离和多普勒频率估计的具体方法。文献[4]提出了分数阶Fourier变换的脉压方法, 仿真分析雷达目标信号分数阶Fourier变换实现脉压的结果, 未给出分数阶Fourier变换实现脉压的数学模型。

目前基于分数阶Fourier变换的脉压方法以及在雷达中的应用, 主要针对方法的可行性进行分析研究, 缺乏与目前理论和工程应用都已经比较成熟的匹配滤波脉压方法的性能分析与比较。

本文针对线性调频体制脉冲雷达, 采用离散分数阶Fourier变换对雷达回波信号处理实现脉压, 理论分析分数阶Fourier域下, 由于目标距离产生的时延与目标速度产生的多普勒频率间的关系, 给出雷达目标检测与测距数学模型及仿真, 并与目前广泛使用的经典匹配滤波脉压方法进行性能分析对比, 探讨基于DFRFT的脉压方法在雷达检测与测距中应用的优势。

2 匹配滤波与基于DFRFT的脉压方法

2.1 匹配滤波脉压方法的雷达目标检测

脉压是雷达目标检测和测距的一种经典信号处理方法。传统脉压涉及的主要问题就是设计匹配滤波器使雷达接收机输出信噪比达到最大。频域中的脉冲压缩本质将信号频谱与含有二次共轭相位的频域滤波器进行相乘, 提高输出信噪比使雷达系统发现目标和测量目标。

设雷达回波信号为 $s_r(t)$:

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) e^{j2\pi f_d(t-\tau)} r(t-\tau) = \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \cdot A \cdot e^{j \cdot \rho \cdot t} \cdot r(t) \quad (1)$$

其中, $r(t) = e^{j\frac{\mu}{2}t^2}$, $A = e^{-j2\pi f_d \tau} e^{j\frac{\mu}{2}\tau^2}$, $\rho = 2\pi f_d - \mu\tau$, f_d 为多普勒频率, T 为雷达发射脉冲周期。

脉压所需匹配滤波器为信号时间反褶后 $r(t)$ 的共轭, 则匹配滤波器为:

$$h(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{-j\frac{\mu}{2}(t)^2} \quad (2)$$

脉压后输出为:

$$s_{\text{out}}(t) = s_r(t) \otimes h(t) = (T - |t - \tau|) \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{2T}\right) \cdot \text{sinc}\left\{\frac{\mu}{2\pi}\left[t - \left(\tau - \frac{2\pi f_d}{\mu}\right)\right](T - |t - \tau|)\right\} \quad (3)$$

当时宽带宽积 $TBP \geq 100$ 时, 位于 $t = \tau$ 点的 sinc 函数呈现峰值位置, 包络近似为 T , 其他时刻近似为 0。但是由于存在多普勒频移造成了峰值位置的偏移。根据输出信号峰值位置, 实现基于匹配滤波脉压方法的雷达信号目标检测与目标距离 R_x 估计, 过程可以描述为:

$$\hat{t} = \arg \max_{t, f_d} |s_{\text{out}}(t)|$$

$$\tau = \hat{t} + \frac{2\pi f_d}{\mu}, R_x = \tau \times \frac{c}{2} \quad (4)$$

其中, c 为光速。

2.2 DFRFT 实现脉压的雷达目标检测

分数阶傅里叶变换的概念是由 Namias 于 1980 年从特征值和特征函数的角度, 以纯数学的方式提出的^[9]。其后 1993 年由 Almeida 指出分数阶傅里叶变换可以理解为时频平面的旋转, 从而引入到信号处理领域^[10]。1996 年 Ozaktas 等提出一种计算复杂度为 $O(N \log N)$ 离散算法^[11]。本文所采用的采样型离散分数阶 Fourier 变换算法是由 Pei S.C. 等人于 2000 年提出的, 其运算量与 FFT 相当的离散算法, 它不用对连续 FRFT 表达式进行分解, 而直接对输入输出变量实现采样, 然后限定输入输出采样间隔实现变换可逆性, 算法只需要两次 Chirp 乘积和一次 FFT 运算^[12]。

对式(1)雷达回波信号 $s_r(t)$ 以时域采样间隔 Δt 进行采样, 并且 $T = M\Delta t$, $\tau = n_0 \cdot \Delta t$, 相应的 N 点长回波采样序列可以表示为:

$$s_r(n) = \text{rect}\left(\frac{n - n_0}{M}\right) A \cdot e^{j \cdot \rho \cdot n \Delta t} y(n) \quad (5)$$

其中, $y(n) = r(n\Delta t) = e^{j\frac{\mu}{2} \cdot n^2 \cdot \Delta t^2}$, $A = e^{-j \cdot 2\pi f_d \cdot n_0 \Delta t} e^{j\frac{\mu}{2} \cdot n_0^2 \Delta t^2}$, $\rho = 2\pi f_d - \mu \cdot n_0 \Delta t$ 。

设 $s(n) = e^{j\alpha n} y(n)$, 根据 Pei 提出的 DFRFT 定义, 可以推导出其分数阶 Fourier 变换为:

$$S_p(m) = e^{-\frac{j}{2} \cos \alpha \cdot \sin \alpha \cdot \rho^2} e^{j \cos \alpha \cdot m \Delta u \cdot \rho} Y_p(m - \rho \sin \alpha) \quad (6)$$

其中, $p = 2\alpha/\pi$, 则采样后雷达回波信号的分数阶 Fourier 变换为:

$$S_{\text{rp}}(m) = A \cdot e^{-\frac{j}{2} \cos \alpha \cdot \sin \alpha \cdot \rho^2} e^{j \cos \alpha \cdot m \Delta u \cdot \rho} \cdot Y_p[m - (2\pi f_d - \mu \cdot n_0 \Delta t) \sin \alpha] = A \cdot e^{-\frac{j}{2} \cos \alpha \cdot \sin \alpha \cdot \rho^2} e^{j \cos \alpha \cdot m \Delta u \cdot \rho} \cdot Y_p\left[m - \left(\frac{2\pi f_d}{\mu} - n_0 \Delta t\right) \mu \cdot \sin \alpha\right] \quad (7)$$

其中, $Y_p(m) = e^{\frac{j}{2} \cdot \cot \alpha \cdot m^2 \Delta u^2} \cdot e^{-j \cdot \frac{(M-1)}{2} \cdot \frac{2\pi}{N} m} \cdot \text{sinc}\left(\frac{2\pi}{N} m\right)$,

$$\text{sinc}(m) = \frac{\sin\left(\frac{1}{2}M \cdot \frac{2\pi}{N}m\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi}{N}m\right)}$$

根据输出信号峰值位置,实现基于DFRFT脉压方法的雷达信号目标检测与目标距离 R_x 估计,过程可以描述为:

$$\hat{m} = \arg \max_{m, f_d} |S_{rp}(m)|, \text{当 } M=N \text{ 时,}$$

$$\begin{cases} \tau = l\Delta t = \frac{\hat{m} \cdot \Delta u}{-\sin \alpha \cdot \mu} + \frac{2\pi f_d}{\mu} = \hat{m}\Delta t + \frac{2\pi f_d}{\mu} \\ R_x = (\hat{m}\Delta t + \frac{2\pi f_d}{\mu}) \times \frac{c}{2}, c = 3 \times 10^8 \end{cases} \quad (8)$$

通过式(4)和式(8)可以看出,基于Pei-DFRFT的雷达目标检测测距与匹配滤波一致。当 $f_d=0$ 时,可以通过峰值位置估计目标距离。当 $f_d \neq 0$ 时,即进行动目标检测。基于Pei的DFRFT雷达检测是在回波信号在匹配阶次下的聚焦,即 α 为一个确定值, $\sin \alpha$ 为一常数。对比式(4)与式(8)可发现,采用匹配滤波与分数阶 Fourier 变换实现脉压的方法,由多普勒频率产生的距离徙动是一样的,均为 $(2\pi f_d/\mu) \cdot (c/2)$ 。因此本文提出在分数阶 Fourier 域(FRFD)直接相参积累,实现动目标的检测和多普勒频率估计,再利用式(8)实现动目标的测距。

式(3)、式(7)中当 $\tau = 2\pi f_d/\mu$, 聚焦后的回波信号峰值位置不会有任何变化,此时无法根据峰值位置估算时延与多普勒频率,这就是线性调频信号的时频耦合特性,也可以理解为线性调频信号的时延可以转化为其初始频率的偏移。若回波信号的时延过大,由时延导致的多普勒频移大于系统的采样频率时,即 $\tau > 2\pi f_s/\mu (\because f_s = 1/\Delta t = N/T)$, 设 $\tau = \tau_0 + n \cdot 2\pi N/(\mu T)$, $n=0, 1, \dots, (\mu T)/(2\pi f_s)$, 回波信号分数阶 Fourier 变换后的峰值位置,会与时延为 $\tau = \tau_0$ 时的回波信号分数阶 Fourier 变换后的峰值位置相同,此时时延位置在离散分数阶 Fourier 域(DFRFD)下无法区分,即产生模糊。在雷达目标检测与测距时,系统会因在离散分数阶 Fourier 域产生的频率模糊造成时延估计模糊,无法准确估计雷达目标距离。

2.3 DFRFT 脉压方法解模糊

信号的分数阶 Fourier 变换的谱包括幅值和相位两个信息,在信号幅值位置一样的前提下,可以通过检测信号分数阶 Fourier 谱的相位信息来对信号中的不同信息进行区分。由式(7)、式(8)发现,当 $\rho = -\mu \cdot n_0 \Delta t$, $f_d = 0$ 时,对于 $S_{rp}(m)$ 中位置在 $m = n_0 \Delta t \cdot \mu \sin \alpha/\Delta u$ 的聚焦峰值点,其相位信息可以表示为:

$$\begin{aligned} \text{ang}[S_{rp}(m)]_{m=n_0 \Delta t \cdot \mu \sin \alpha/\Delta u} = \\ \text{ang}\left[e^{\frac{j}{2} \cot \alpha \cdot m^2 \Delta u^2} \cdot e^{\frac{j\mu}{2} \cdot n_0^2 \Delta t^2} \cdot e^{-\frac{j}{2} \cos \alpha \cdot \sin \alpha \cdot \rho^2} \cdot e^{j \cos \alpha \cdot m \Delta u \cdot \rho}\right] = \\ \text{ang}\left[e^{-j \cdot \cot \alpha \cdot \cos \alpha^2 \cdot (n_0 \Delta t)^2} \cdot e^{-j \cdot \frac{1}{2} \cdot \cot \alpha \cdot (n_0 \Delta t)^2}\right] \end{aligned} \quad (9)$$

由于 ρ 的值极小,即 $\cos \alpha \approx 0$, 因此上式可近似写为:

$$\begin{aligned} \text{ang}[X_p(m)]_{m=n_0 \Delta t \cdot \mu \sin \alpha/\Delta u} = \\ \text{ang}\left[e^{-j \cdot \cot \alpha \cdot \cos \alpha^2 \cdot (n_0 \Delta t)^2} \cdot e^{-j \cdot \frac{1}{2} \cdot \cot \alpha \cdot (n_0 \Delta t)^2}\right] = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

由上式可以发现,无论系统延时 n_0 取为何值,都无法通过信号聚焦峰值点的相位信息来获取延时估计的信息。

为了保证信号相位检测的信噪比环境,选择信号分数阶 Fourier 域谱峰旁的点的相位信息作为区分时延模糊的信息,即采用 $X_p(m_0 - 1)$ 的相位信息作为区分时延模糊的信息,由式(13)可以得:

$$\begin{aligned} \text{ang}[X_p(m_0 - 1)] = \\ \text{ang}[X_p(m_0)] + n_0 \cdot (2\pi/N - \mu^2 \cdot \sin(p\pi/2) \cdot \Delta t) \end{aligned} \quad (11)$$

$$n_0 = \frac{\text{ang}[X_p(m_0 - 1)] - \text{ang}[X_p(m_0)]}{\frac{2\pi}{N} - \mu^2 \cdot \sin(p\pi/2) \cdot \Delta t} \quad (12)$$

根据上述理论分析可知:当 $\tau > N/(\mu T)$ 时,产生模糊,实际对应的时延为 $\tau = n \cdot N/(\mu T) + \tau_0$, $n=0, 1, \dots, \mu T/N$, τ_0 为当前峰值对应位置的时延。解模糊具体步骤为:

(1) 根据信号分数阶 Fourier 域谱峰 m_0 与旁点 $m_0 - 1$ 峰值相位差 $\Delta\hat{\phi}$ 。

$$\Delta\hat{\phi} = \text{ang}[X_p(m_0 - 1)] - \text{ang}[X_p(m_0)] \quad (13)$$

(2) 谱峰搜索估计出当前峰值所在位置 \hat{m}_0 。

$$\hat{m}_0 = \arg \max |X(m)| \quad (14)$$

(3) 根据已知信号参量调频率,重复脉冲宽度 T 及信号采样率 f_s , 估算出的时延模糊可能出现的位置。

$$\hat{n}_0 = n \cdot N + \hat{m}_0, n=0, 1, \dots, \mu T/f_s \quad (15)$$

(4) 估算实际分数阶 Fourier 域谱峰 m_0 与旁点 $m_0 - 1$ 峰值相位差 $\Delta\phi$ 。

$$\Delta\phi = n_0(2\pi/N - \mu^2 \cdot \sin(p\pi/2) \cdot \Delta t) \quad (16)$$

(5) 求解估算相位差 $\Delta\phi$ 与实测 $\Delta\hat{\phi}$ 误差值,求得误差最小所对应 n , 即实际时延所对应的区域。

$$n = \arg \min(\Delta\phi - \Delta\hat{\phi}) \quad (17)$$

(6) 根据 $\hat{\tau} = n \cdot N/(\mu T) + \hat{m}_0 \Delta t$, $n=0, 1, \dots, \mu T/2\pi f_s$ 计算实际时延,实现解模糊。

3 仿真分析与比较

3.1 雷达目标检测与测距仿真

雷达发射信号调频带宽 $B=4\text{ MHz}$,发射信号脉宽 $T_p=10\text{ }\mu\text{s}$,发射信号脉冲重复周期为 $T=0.25\text{ ms}$ 。采样率 $f_s=200\text{ MHz}$ 。雷达探测距离为 37.5 km ,在距离 7.5 km 处有一个移动的点目标,多普勒频率为 3.5 kHz ;在 30 km 处有一个固定点目标。输入信噪比 $SNR=-10\text{ dB}$,且在 9 km 处加入瑞利分布的杂波。后面的仿真均以这一组参数进行,不再赘述。雷达回波信号仿真如图1。

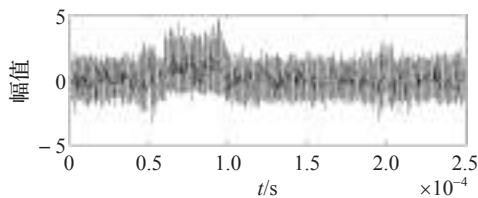


图1 雷达回波信号图

回波信号分别采用匹配滤波和Pei-DFRFT的脉压方法,仿真结果如图2所示,图中出现两个尖峰,即回波中存在两个目标。根据图2可得到匹配滤波脉压后峰值所在位置对应的点数分别为 $(10\ 002, 40\ 004)$ 。根据式(4)可估计匹配滤波处理后的距离为 $(7\ 501.5, 30\ 003)$ (单位:m)。经过Pei的DFRFT处理后回波信号也产生了两个峰值,如仿真图2所示,点数分别为 $(17\ 500, 32\ 502)$,偏移点数为 $(5\ 002, 20\ 004)$,根据式(8)可计算出目标距离为 $(7\ 503, 30\ 006)$ (单位:m)。

对匹配滤波及DFRFT实现脉压后的信号采用FFT方法进行目标检测(MTD),仿真结果如图3。与仿真图2对比可以看出距离 7.5 km 目标为移动的点目标。

多普勒频率估计:基于脉压和Pei-DFRFT算法的

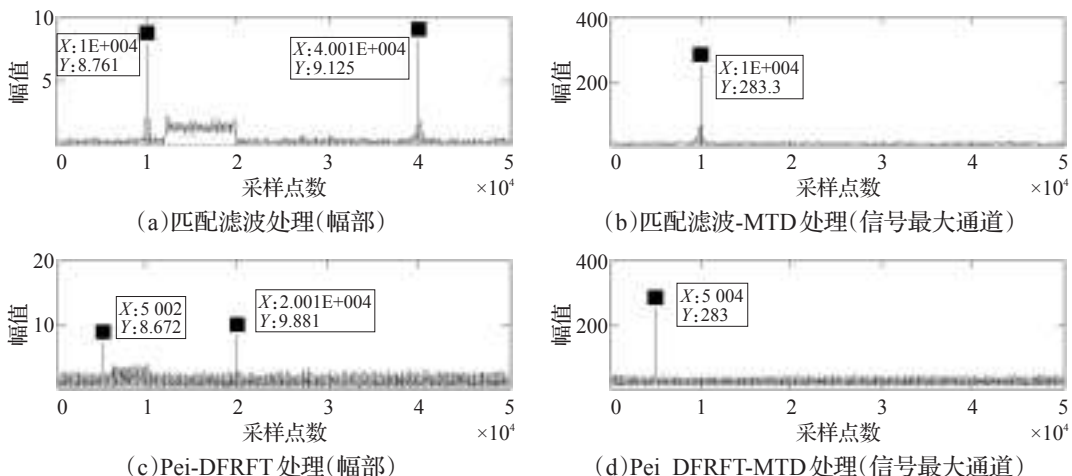
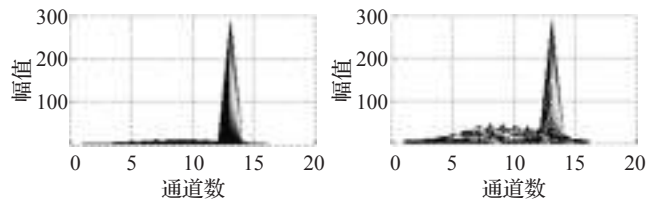


图2 匹配滤波脉压和Pei-DFRFT处理后的信号幅部



(a)匹配滤波-MTD处理 (b)Pei DFRFT-MTD处理

图3 MTD处理后通道图

FRFD域用fft相参积累后,峰值均出现在第13通道。根据 $PRT=0.25\text{ }\mu\text{s}$,则可计算得出信号多普勒频率为 $(1/PRT)/16 \times (13 - 1) = 3E3$ 左右。

3.2 Pei-DFRFT 雷达目标检测解模糊仿真

设采样率 $f_s=8\text{ MHz}$,设两个静止目标分别为: 6.75 km 和 15.75 km 时,即对应时延分别为 $\tau_1=45\text{ }\mu\text{s}$, $\tau_2=105\text{ }\mu\text{s}$ 。根据 $2\pi f_s/\mu=20\text{ }\mu\text{s}$ 和 $\tau=\tau_0+n \cdot 2\pi N/(\mu T)$,可知两个目标分别在 $n_1=3$ 和 $n_2=6$ 个区域。两个目标信号时域波形和采用Pei提出的DFRFT算法实现脉压后的仿真波形如图4。从图4中可以看出,两个目标信号经分数阶Fourier变换后的峰值位置相同,这就是由于Chirp信号的时频耦合特性造成的,在分数阶Fourier域上出现了模糊,直接估计目标的时延,均为 $\hat{\tau}=62.55\text{ }\mu\text{s}$,此时再根据估计时延进行测距将产生错误。

利用2.3节解模糊的方法,根据两个目标在分数阶Fourier域上的峰值点与峰值旁点估测出相位差分别为 $\Delta\hat{\phi}_1=1.2483\text{ rad}$ 、 $\Delta\hat{\phi}_2=2.7563\text{ rad}$,并搜索当前峰值位置对应的采样点数为 $\hat{m}_0=501$ 。再根据步骤(3)和步骤(4)计算出可能产生模糊的峰值采样点位置及对应峰值点与峰值旁点的相位差,结果如表1所示。根据仿真参数 $\mu T/f_s=12.5$,因此步骤(3)中的可能产生模糊的区域 $n=0, 1, \dots, 12$ 。根据步骤(5)根据表1中12个可能产生模糊区域的峰值与峰值旁

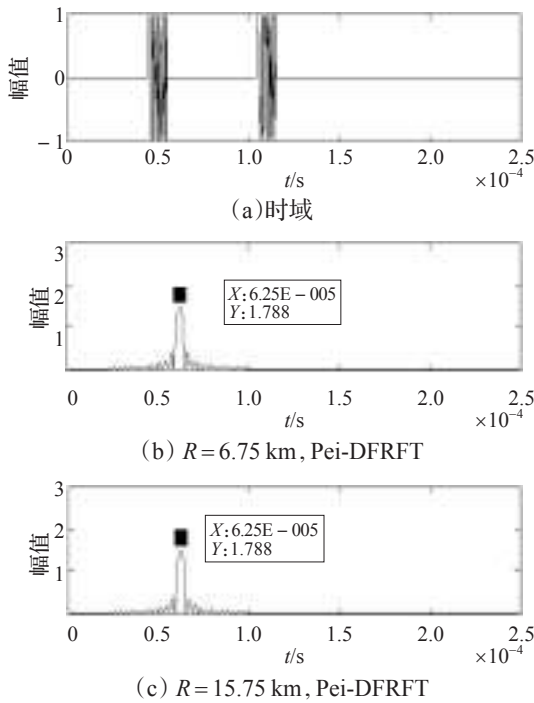


图4 时域和Pei-DFRFT信号

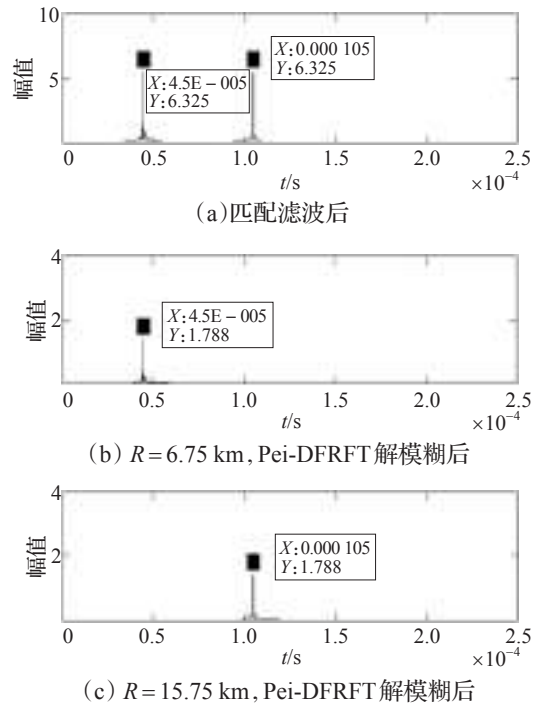


图5 解模糊后与匹配滤波后结果

表1 时延模糊出现的区域及对应峰值与相位差

模糊区域 n	峰值位置 n_0	相位差 $\Delta\varphi$ /rad
1	501	0.128 805 298 797 18
2	2 501	0.631 460 123 371 54
3	4 501	1.134 114 947 945 92
4	6 501	1.636 769 772 520 28
5	8 501	2.139 424 597 094 65
6	10 501	2.642 079 421 669 02
7	12 501	0.003 141 592 653 59
8	14 501	0.505 796 417 227 95
9	16 501	1.008 451 241 802 32
10	18 501	1.511 106 066 376 69
11	20 501	2.013 760 890 951 06
12	22 501	2.516 415 715 525 43

点相位差 $\Delta\varphi$ ，和步骤(1)测出的真实峰值与峰值旁点的相位差 $\Delta\hat{\varphi}_1$ 、 $\Delta\hat{\varphi}_2$ ，计算它们之间的误差值，显然最小误差值对应的区域分别为 $n_1=3$ 和 $n_2=6$ ，解模糊的结果与实际一致。最后根据解模糊后的对应峰值位置及步骤(6)即可得出两目标实际时延结果如图5，分别为 $\hat{\tau}_1 \approx 45 \mu s$ ， $\hat{\tau}_2 \approx 105 \mu s$ ，且与匹配滤波处理的结果一致。

3.3 DFRFT 与匹配滤波脉压方法性能对比

匹配滤波脉压的结果为 $sinc$ 函数，对于时延分辨率为 $sinc$ 函数的主瓣宽度： $\delta_t = 0.886/B \approx 1/B$ ，则脉压距离的分辨率为 $\Delta R = c/2B$ 。

根据式(7)雷达回波信号 $s_r(t)$ 在匹配变换阶次下的FRFT也为 $sinc$ 函数即：

$$|S_{rp}(m)| = A \cdot sinc \left\{ \frac{2\pi}{N} \left[m - \left(\frac{2\pi f_d}{\mu} - n_0 \Delta t \right) \mu \cdot \sin \alpha \right] \right\} \quad (18)$$

其中， p 为匹配变换阶次，对应旋转角度记为 α ， $\alpha = -\cot^{-1} \mu$ 分数阶 Fourier 域下的分辨率即为 $sinc$ 函数主瓣宽度^[5]：

$$\delta_u \approx \frac{0.886}{T} |\sin \alpha| \quad (19)$$

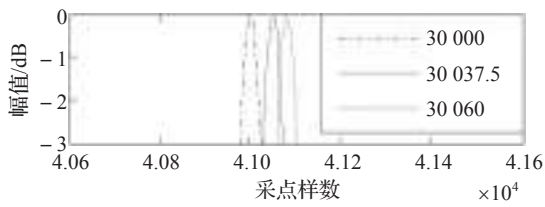
根据Pei提出DFRFT公式^[12]可以将FRFD分辨率式(18)转换到时域分辨率为：

$$\delta_t \approx \frac{0.886}{T} |\sin \alpha| |\cos \alpha| = \frac{0.886}{|\cot \alpha| T} = \frac{0.886}{\mu T} \approx \frac{1}{B} \quad (20)$$

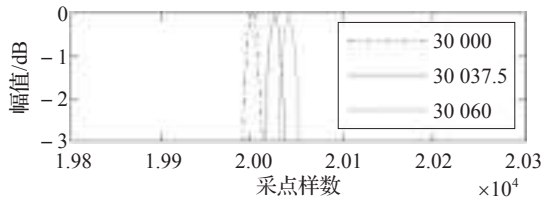
因此距离的分辨率为 $\Delta R = \delta_t \times (c/2) = c/2B$ 。可见脉压与FRFT对时延的分辨率相同，对目标检测的距离分辨率不会下降。

当距离相差分别大于和小于最小距离分辨单元进行分辨率的仿真分析。根据以仿真参数可得距离分辨力 $\Delta R = c/2B = 37.5 \text{ m}$ 。设3个点目标距离分别为30 000 m，30 037.5 m，30 060 m。仿真结果如图6。从仿真图中可以看出当目标间距离小于距离分辨率时，信号聚焦后的 -3 dB ，主瓣交叉，无法分辨目标，只有当目标间距离大于距离分辨力时，可以分辨出两个目标信号。通过图6可看出匹配滤波脉压处理与DFRFT处理雷达回波信号实现脉压的分辨力是相同的。

匹配滤波脉压中需要信号与匹配滤波器进行卷积运算，卷积运算可以用快速Fourier实现，需要一次频域下两信号的相乘和快速傅里叶变换与逆变换各一次，因此运算量为 $O(2N + N \log N)$ 。Pei等人提出



(a)匹配滤波处理后结果



(b)Pei-DFRFT处理后结果

图6 两种方法分辨率对比图

DFRFT的算法只需要两次Chirp乘积和一次FFT运算,其计算复杂度为 $O(2N+N\log N/2)$ 。显然采用DFRFT脉压实现雷达目标检测与测距的运算量减少近一半。尽管基于DFRFT的脉压会出现解模糊问题,而解模糊的过程中仅针对峰值点与峰值旁点间的相位差进行估算,其次需要计算可能产生模糊的区域上的峰值点与峰值旁点间的相位差也仅有 $\mu T/f_s$ 个,对影响整体运算量及速度影响非常小。

4 结束语

根据分数阶Fourier变换对Chirp类信号的处理优势,针对线性调频体制雷达目标检测与测距,本文提出基于DFRFT的脉压方法,同时对提出方法所造成的模糊问题,采用与谱峰相邻数据的相位差,估计真实时延的方法实现解模糊。雷达静目标检测与测距可直接在分数阶Fourier域通过估计峰值位置实现;对于动目标,由于分数阶傅里叶变换后回波信号与时延和多普勒的关系与经典脉压处理方法一致,还需在分数阶Fourier域采用FFT的方法进行相参积累,实现多普勒频率估计。传统脉压方法需要将事先设计好的匹配滤波器存入存储器,其数据量与发射信号在一个脉冲周期内的采样点数相同。而基于DFRFT的脉压方法只需事先存储好与雷达发射的Chirp信号调频率匹配的分数阶旋转角度,无需设计

匹配滤波器。较传统匹配滤波的脉压算法,基于DFRFT的脉压方法在运算量和存储空间上均有优势。

参考文献:

- [1] Tao Ran, Li Xue-Mei, Li Yan-Lei, et al. Time-delay estimation of chirp signals in the fractional Fourier domain[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2009, 57(7): 2852-2855.
- [2] 张南,陶然,单涛,等.基于分数阶傅里叶变换的线性调频信号分辨率分析[J].电子学报,2007,35(12):8-13.
- [3] Tao Ran, Ping Xianjun, Zhao Xinghao, et al. Detection and estimation of moving targets based on fractional Fourier transform[C]//6th International Conference on Signal Processing, 2002: 102-105.
- [4] 黄桂根,傅有光,孟兵.一种基于分数阶Fourier变换的脉压方法[C]//第十届全国雷达学术年会论文集,2008.
- [5] Zhu Daiyin, Shen Mingwei, Zhu Zhaoda. Some aspects of improving the frequency scaling algorithm for dechirped SAR data processing[J]. IEEE Trans on Geoscience and Sensing, 2008, 46(6): 1579-1588.
- [6] Amein A S, Soraghan J J. Fractional chirp scaling algorithm-mathematical model[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2007, 55(8): 4162-4172.
- [7] Amein A S, Soraghan J J. A new chirp scaling algorithm based on the fractional Fourier transform[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(10): 705-707.
- [8] Sun Hong-Bo, Liu Guo-Sui. Application of the fractional Fourier transform to moving target detection in airborne SAR[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(4): 1416-1424.
- [9] Namias V. The fractional order Fourier transform and its application to quantum mechanics[J]. J Inst Math Appl, 1980, 25: 241-265.
- [10] Almeida L B. The fractional Fourier transform and time-frequency representations[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(11): 3084-3091.
- [11] Ozaktas H M, Arikan O, Kutay M A, et al. Digital computation of the fractional Fourier transform[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44(9): 2141-2150.
- [12] Pei S C, Ding J J. Closed-form discrete fractional and affine Fourier transforms[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2000, 48(5): 1338-1353.