

# Keystone变换实现方法研究

王 娟 赵永波

(西安电子科技大学 西安 710071)

**【摘要】**在传统 PD 雷达里,当相干积累时间较长或信号带宽很大、目标运动速度很高时,回波会出现越距离单元走动,从而影响雷达探测目标的性能。Keystone 变换是校正脉冲回波距离走动的常用方法。本文详细研究了 Keystone 变换的三种常用实现方法,对它们的运算量作了比较,指出 Chip-Z 变换能较好地满足系统实时性的要求。仿真分析和实测数据处理结果表明了这三种实现方法的有效性。

**关键词:** PD 雷达;越距离单元走动;Keystone 变换;Chip-Z 变换;实时性

**中图分类号:** TN95 TP301.6      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1008-8652(2011)01-045-07

## Research on Implementation of Keystone Transform

Wang Juan, Zhao Yongbo  
(Xiidian University, Xi'an 710071)

**Abstract** In conventional pulse Doppler (PD) radar, range migration will occur when coherent accumulation time is long, bandwidth of signals is very broad or target velocity is high, which will affect radar detection performance. Keystone transform is a commonly used method to correct range migration. Three implementation ways of Keystone transform are studied, computation load comparison between these implementation ways shows that Chip-Z transform can preferably satisfy requirement of system real-time performance. Computer simulation and measured data processing results confirm the validity of the algorithms.

**Keywords** PD radar, range migration, Keystone transform, chip-Z transform, real-time performance

## 1 引言

根据传统 PD 雷达的设计原则,在相参积累时间内,目标的距离走动不能超过半个距离分辨单元。当相干积累时间较长或信号带宽很大、目标运动速度很高时,这一要求往往不能得到满足。因此,脉冲回波出现越距离单元走动,是影响雷达探测性能的主要因素。宽带雷达常采用 Keystone 变换校正越距离单元走动<sup>[1,2]</sup>,近年来已有不少学者研究了将 Keystone 变换应用于 PD 雷达长时间相干积累时脉冲回波的越距离单元走动的校正,并充分证明了 Keystone 变换能很好地补偿距离徙动<sup>[3~5]</sup>,从而大大提高雷达的检测性能。

本文在详细分析 Keystone 变换原理的基础上,介绍了三种具体实现方法。通过运算量的比较,指出 Chip-Z 变换算法能较好地满足系统实时性的要求。计算机仿真和实测数据处理结果验证了这三种实现方法的有效性。

## 2 距离走动的产生与 Keystone 变换原理分析

### 2.1 PD 雷达运动目标回波模型

设 PD 雷达发射的基带信号为线性调频脉冲信号<sup>[6]</sup>:

$$u(t) = \text{rec}\left[\frac{t}{T}\right] e^{j\pi K t^2} \tag{1}$$

其中,  $T$  为脉冲宽度,  $K$  为调频率。

设第  $m$  个脉冲的基带回波信号的形式为:

$$s_m(\tilde{t}, t_m) = u\left[\tilde{t} - \frac{2R_m}{c}\right] e^{-\frac{j4\pi f_c R_m}{c}} \tag{2}$$

其中,  $\tilde{t} = t - mT_r$  表示快时间;  $t_m$  为慢时间,  $t_m = mT_r, m = 0, 1, \dots, M-1$ ,  $M$  为一次扫描期间发射的脉冲数,  $T_r$  为脉冲重复周期;  $f_c$  为发射信号的中心频率。设目标径向速度为  $v$  (远离方向为负), 则有  $R_m = R_0 - vt_m$ ,  $R_0$  为第一个发射脉冲时刻目标与雷达的相对距离。

根据驻相原理, 线性调频信号的频谱为:

$$U(f) = \text{rec}\left[\frac{f}{B}\right] e^{-\frac{j\pi f^2}{K}} \tag{3}$$

则距离向脉压后信号频谱<sup>[5]</sup>为:

$$Y(f, m) = \text{rec}\left[\frac{f - f_d/2}{B - |f_d|}\right] e^{-\frac{j\pi f^2}{K}} e^{-j2\pi f(\eta(m) - f_d K)} \cdot e^{-j2\pi(-f_d + f_c)\eta(m)} \tag{4}$$

其中,  $\eta(m) = \frac{2R_m}{c} = \eta_0 - 2\frac{vt_m}{c}$ ;  $f_d = \frac{2vf_c}{c}$  为目标的多普勒频率。对式 (4) 作逆傅里叶变换, 得到时域信号形式如下:

$$y(\tilde{t}, m) = (B - |f_d|) \text{sinc}\left[(B - |f_d|)\left[\tilde{t} - \eta(m) + \frac{f_d}{K}\right]\right] \cdot e^{j\pi f_d \tilde{t}} e^{j\pi f_d \eta(m)} e^{-j2\pi f_c \eta_0} e^{j2\pi f_d m T_r} \tag{5}$$

可以看出, 距离向脉压后的包络为 sinc 函数, 由 sinc 函数的性质知, 第  $m$  个脉冲的峰值位置在  $\tilde{t} = \eta(m) - \frac{f_d}{K}$  处。可见, 各个脉冲峰值位置各不相同, 说明发生了距离走动。

2.2 基于 Keystone 变换的距离单元走动校正

仔细观察式 (4) 可见, 之所以会出现越距离单元走动, 是因为等式中第二个指数项, 它表明距离频率 ( $f$ ) 域与多普勒域 (慢时间  $t_m$ ) 之间存在耦合, 当转化到时域时, 这种耦合直接导致了各个脉冲回波的峰值位置彼此不同。为此, 作变量代换

$$f_c T_m = (f_c + f) t_m$$

代入到式 (4), 经整理得到:

$$O(f, T_m) = Y\left[f, \frac{f_c}{f_c + f} T_m\right] =$$

$$\text{rec}\left[\frac{f - f_d/2}{B - |f_d|}\right] e^{-\frac{j\pi f^2}{K}} e^{j2\pi f_d T_m} e^{-j2\pi f(\eta_0 - f_d K)} e^{-j2\pi(-f_d + f_c)\eta_0} \tag{6}$$

对上式作逆傅里叶变换, 得到时域信号形式

$$o(\tilde{t}, T_m) = (B - |f_d|) \text{sinc}\left[(B - |f_d|)\left[\tilde{t} - \eta_0 + \frac{f_d}{K}\right]\right] \cdot e^{j\pi f_d \tilde{t}} e^{j\pi f_d \eta_0} e^{-j2\pi f_c \eta_0} e^{j2\pi f_d T_m} \tag{7}$$

以上的变量代换过程, 就是 Keystone 变换过程。可见, 对于不同的发射脉冲, 信号的峰值位置始终为  $\tilde{t} = \eta_0 - \frac{f_d}{K}$ , 它只与初始时刻目标的位置有关, 而与脉冲号无关。也就是说, Keystone 变换把原本位于不同距离单元的回波校正到同一距离单元, 补偿了距离走动。

3 Keystone 变换三种实现方法

由上面的分析可知, Keystone 变换实际上是对慢时间轴的变尺度变换, 而且由公式推导得到的距离频率  $f$  和时间  $t_m$  及  $T_m$  都是以连续变量表示的, 在实际数字信号处理中, 首先需要把它们变换成离散变量。下面分别给出三种具体的实现算法。

3.1 DFT + IFFT 算法

设快时间  $\tilde{t}$  和慢时间  $t_m$  的离散采样顺序分别以  $n$  和  $m$  表示, 设采样点的数目分别为  $N, M$ 。两个时间变换的频率域 (分别为距离频率 ( $f$ ) 域和方位多普勒 ( $f_d$ ) 域) 分别用  $l, k$  表示, 而两者采样的总数目分别为  $L$  和  $P$ , 且有  $N = L, M = P$ 。根据 Keystone 变换的定义, 主要研究不同距离频率  $f$  时  $t_m$  的变尺度变换, 主要对象是式 (4) 离散化。令  $f = \frac{B}{L}, \eta = \frac{B}{(f_c L)}$ , 代入式 (4), 可得离散化形式  $Y(l, m)$ 。

设虚拟慢时间  $T_m$  离散采样的顺序以  $m'$  表示, 并设其采样的总数也为  $M$ , 与  $T_m$  相对应的虚拟离散多普勒域采样点的顺序以  $k'$  表示, 其总数为  $P' (= P = M)$ 。

显然, 从  $Y(l, m)$  得到  $Y(l, m')$  的过程, 就是 Keystone 变换过程, 需要两步来完成:

$$Y(l, k') = \text{DFT}[Y(l, m)] = \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} Y(l, m) e^{-\frac{j2\pi(l + \eta) m k'}{M}} \tag{8}$$

$$Y(l\ m') = \text{DFT}[Y(l\ k')] = \sum_{k'=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} Y(l\ k') e^{j\frac{2\pi}{M}k'm'} = \text{IFFT}[Y(l\ k')] \tag{9}$$

值得指出的是: 前一个变换的时、频域之间具有不同的尺度, 所以傅里叶变换不能用 FFT, 只能用 DFT 的定义对各个  $k'$  的值逐个计算; 后一个傅里叶变换可以采用 FFT<sup>[7]</sup>。

在多普勒模糊的情况下, 需要知道多普勒的模糊程度, 设模糊因子为  $F$ , 最大无模糊多普勒频率为  $f_{db}$ , 即:

$$f_{di} = \frac{2v}{c}(f + f_c - f_d) = f_{dd} + Ff_r \frac{f_c}{f_c + f}$$

其中,  $f_r = 1/T_r$ , 此时以上算法修正如下:

$$Y(l\ m') = \text{DFT}[Y(l\ m)] e^{j2\pi f_m \left(\frac{1}{1+\eta}\right)} = \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} Y(l\ m) e^{-j\frac{2\pi(1+\eta)l_k m}{M}} e^{j2\pi f_m \left(\frac{1}{1+\eta}\right)} \tag{10}$$

3. 2 Chirp-Z变换算法

在上面的方法中已经指出, 将信号从慢时间  $t_m$  维变换到虚拟慢时间  $\tau_m$  的多普勒域时, 由于存在尺度上的不同, 只能采用 DFT 进行运算, 由此大大增加了运算量。下面介绍一种新算法, 即线性调频  $z$  变换 (Chirp-Z transform, 简称 CZT), 可以弥补这方面的不足。

3. 2. 1 Chirp-Z变换算法的基本原理

根据上面的分析, 当要求虚拟慢时间  $\tau_m$  对应的多普勒域时, 尽管存在尺度上的不同, 若仍以  $t_m$  对应的多普勒域表示频谱采样点的位置时,  **$P$  个采样点在单位圆上的分布间隔变为:  $\frac{f+f_c}{f_c} \frac{2\pi}{M}$** , 它与  $f$  有关, 不再是在整个圆周上均匀分布, 这是 FFT 不能应用的原因。Chirp-Z 变换是求取上述非等间隔情况下各点采样值的快速算法。其基本原理是采用螺线抽样, 求取各采样点的  $z$  变换, 以此作为各个采样点的 DFT 值。

设有限长序列  $x(n), 0 \leq n \leq N-1$ , 其  $z$  变换为:

$$X(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) z^{-n} \tag{11}$$

为适应  $z$  可以沿  $z$  平面更一般的路径取值, 故沿  $z$  平面上的一段螺线作等分角的抽样, 记抽样点为:

$$z_k = AW^{-k}, k = 0\ 1\ \dots, M-1 \tag{12}$$

$M$  为所要分析的复频谱的点数, 不一定等于  $N$ 。  $A = A_0 e^{j\theta_0}$ ,  $W = W_0 e^{-j\varphi_0}$ , 其中,  $A_0$  为起始抽样点  $z_0$  的矢量半径长度;  $\theta_0$  为起始抽样点  $z_0$  的相角;  $W_0$  为螺线的伸展率;  $\varphi_0$  为两相邻抽样点之间的角度差。

当  $M = N, A = A_0 e^{j\theta_0} = 1, W = W_0 e^{-j\varphi_0} = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$  (即  $W_0 = 1, \varphi_0 = \frac{2\pi}{N}$ ) 这一特殊情况时,

各  $z_k$  就均匀等间隔地分布在单位圆上, 这就是求序列的 DFT。

将  $z_k$  代入  $z$  变换的表达式, 得到:

$$X(z_k) = \sum_n x(n) (AW^{-k})^{-n} = W^{\frac{k^2}{2}} \sum_n g(n) h(k-n) = W^{\frac{k^2}{2}} g(k) * h(k), k = 0\ 1\ \dots, M-1 \tag{13}$$

其中,  $*$  表示卷积符号。

$$g(n) = x(n) A^{-n} W^{\frac{n^2}{2}}, n = 0\ 1\ \dots, N-1 \tag{14}$$

$$h(n) = W^{-\frac{n^2}{2}} \tag{15}$$

3. 2. 2 算法的具体实现

考虑将线性卷积用循环圆卷积进行计算, 从而可以转化到频域用 FFT 进行快速处理。取  $x(n) = Y(m)$ , 其中  $Y(m) = Y(f, m)$ , 即为式 (4) 表示的形式, 则 Keystone 变换采用 CZT 算法实现的步骤如下:

Step 1 选择一个最小的正整数  $L$ , 使其满足  $L \geq N+M-1$ , 且为 2 的整数幂, 以便采用基-2 FFT 算法, 其中  $M$  为一个 CPI 内的脉冲数;

Step 2 令  $N = M, A_0 = W_0 = 1, \varphi_0 = \frac{f_c + f}{f_c} \frac{2\pi}{M}$ , 则  $A = 1, W = e^{-j\frac{f_c + f}{f_c} \frac{2\pi}{M}}$ 。

Step 3 将  $g(n) = x(n) W^{\frac{n^2}{2}}$  补上零点值, 变为  $L$  点的序列, 即:

$$g(n) = \begin{cases} x(n) W^{\frac{n^2}{2}}, & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0 & M \leq n \leq L-1 \end{cases}$$

$$G(k) = \text{FFT}[g(n)], L \text{ 点}$$

Step 4 形成  $L$  点序列  $h(n)$ , 即:

$$h(n) = \begin{cases} W^{-\frac{n^2}{2}}, & 0 \leq n \leq M-1 \\ W^{-\frac{(L-n)^2}{2}}, & M \leq n \leq L-1 \end{cases}$$

$$H(k) = \text{FFT}[h(n)], L \text{ 点}$$

Step 5  $V(k) = G(k)H(k)$ ,  $v(n) = \text{IFFT}[V(k)]$ ,  
取前  $M$  点, 作权值即得所求, 即:

$$X(z_n) = v(n)W^{\frac{n^2}{2}}, \quad 0 \leq n \leq M - 1$$

Step 6 仿照 Keystone 变换的第一种实现方法对以上结果进行解模糊处理。

实际上, 我们是把 Keystone 变换时, 在不同等采样间隔 (不同频率) 情况下对虚拟慢时间域的 DFT 的计算, 变成了求卷积的运算, 从而利用卷积和定理, 并采用 FFT 这一快速算法, 实现了大大减少运算量的目的。

3.3 SNC 内插算法

由上面的分析可以很容易地画出 Keystone 变换后的采样点示意图, 如图 1 所示。

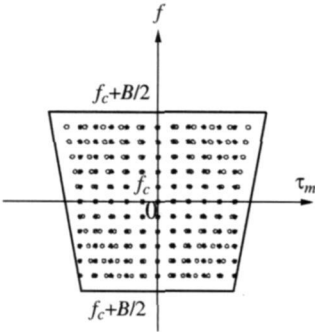


图 1  $(f - \tau_m)$  平面的插值变换示意图

变换后数据为 (°) 和重新插值后数据为 (•)。  
上图即为由式 (6) 表示的  $(f - \tau_m)$  平面, 信号采样点用 “°” 表示。这里原来的信号采样点变成了梯形 (即楔石 (Keystone) 形) 格式。为了能采用 FFT 快速处理, 需要将  $(f - \tau_m)$  平面的采样点插值成为矩形格式, 如图 “•” 所示。

已有文献 [3, 4] 研究 Keystone 变换借助内插方法实现的公式如下:

$$O_k(f, n) = \sum_{m=0}^{M-1} Y(f, m) \text{sinc}\left[\frac{nf_c}{f_c + f} - m\right] \quad (16)$$

其中,  $n$  为内插后的采样点,  $Y(f, m)$  即为式 (4) 的形式。

对于多普勒不模糊的场合, 即使不知道目标的速度, 可以直接利用上面的内插公式补偿距离走动。而且, 由于内插过程是线性的, Keystone 变换可以同时适用于多个目标场景。在多普勒模糊的情况下, Keystone 变换公式需要作些修正, 修正后的表达式如下:

$$O_{k-\text{amb}}(f, n) = O_k(f, n) e^{j2\pi F n \left(\frac{f_c}{f_c + f}\right)} = \sum_{m=0}^{M-1} Y(f, m) \text{sinc}\left[\frac{nf_c}{f_c + f} - m\right] e^{j2\pi F n \left(\frac{f_c}{f_c + f}\right)} \quad (17)$$

3.4 运算量分析

设快时间距离频率域采样点数为  $N$ , 雷达在一个 CPI 内发射的脉冲数为  $M$ 。根据以上介绍, 三种实现方法的运算量如下:

DFT + IFFT 算法, 需要复数乘法次数:

$$N \times M^2 + N \times \left[\frac{1}{2} M \log_2 M\right]$$

CZT 算法, 需要复数乘法次数:

$$N \times \left[L + 2M + \frac{3}{2} L \log_2 L + \frac{1}{2} M \log_2 M\right]$$

SNC 内插算法, 需要复数乘法次数:

$$N \times M^2$$

其中,  $L$  的取值需满足:  $L \geq 2M - 1$  且  $L$  为 2 的整数幂。

可见, 当  $N$  及  $M$  取值较大时, DFT + IFFT 方法的运算量很大, SNC 内插方法次之, 但实现起来均较困难, 只有 CZT 方法, 运算量最小, 使实时处理的运算速度大大增加。

4 仿真结果

本节通过计算机仿真和实测数据处理结果证明 Keystone 变换三种实现方法的有效性。

4.1 计算机仿真结果

为了说明问题清晰起见, 我们考虑对窄带雷达长时间相干积累引起的回波越距离单元走动的校正情况。下面给出计算机仿真结果, 参数设置如下:

载频  $f_c = 10\text{GHz}$ , 信号带宽  $B = 10\text{MHz}$ , 脉冲时宽  $T = 20\mu\text{s}$ , 脉冲重复周期  $T_r = 0.2\text{ms}$ , 一个 CPI 内发射的脉冲数  $M = 1024$ , 目标相对雷达初始距离  $R_0 = 10\text{km}$ , 目标径向运动速度  $v = -400\text{m/s}$ 。

4.1.1 未进行 Keystone 变换的情况

图 2 为未进行 Keystone 变换时, 一个 CPI 内脉冲回波距离走动情况, 可见脉冲回波跨越了大约 5 个距离分辨单元, 距离走动是比较明显的。图 3 为 1024 个脉冲回波进行相干积累的结果, 可以看出这时相干积累的性能很差。

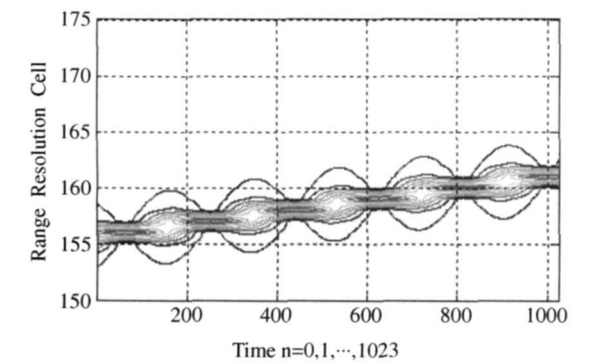


图 2 一个 CPI 内的距离走动情况

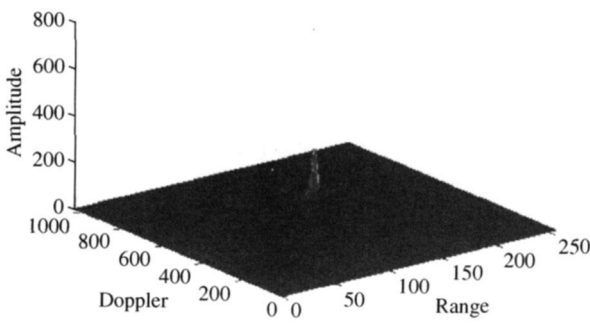


图 3 1024 个脉冲相干积累结果

4. 1. 2 采用 DFT+ IFFT 算法实现 Keystone 变换后的情况

图 4 为采用 DFT+ IFFT 实现 Keystone 变换后, 一个 CPI 内脉冲回波距离走动情况, 可见脉冲回波被校正到相同的距离分辨单元。图 5 为校正后, 1024 个脉冲回波进行相干积累的结果, 由于回波处于同一个距离分辨单元, 可以看出这时相干积累后幅度明显增加, 积累的性能明显好于未进行 Keystone 变换的情况。

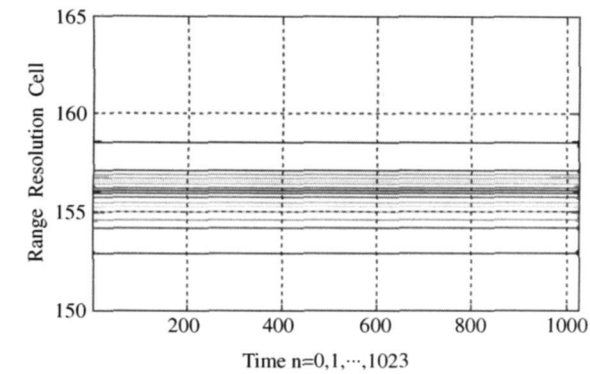


图 4 一个 CPI 内的距离走动情况

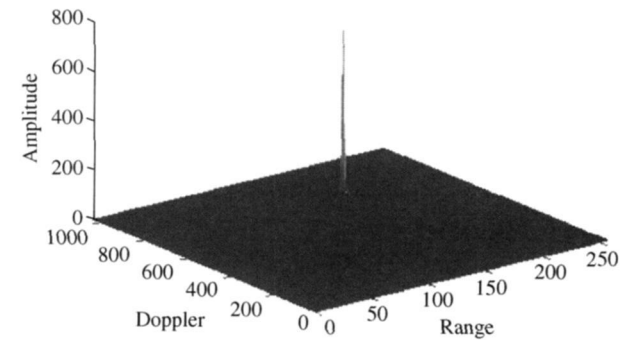


图 5 1024 个脉冲相干积累结果

4. 1. 3 采用 CZT 算法实现 Keystone 变换后的情况

图 6 为采用 CZT 算法实现 Keystone 变换后, 一个 CPI 内脉冲回波距离走动情况, 可见脉冲回波也能被校正到相同的距离分辨单元。图 7 为校正后, 1024 个脉冲回波进行相干积累的结果, 可以看出这时相干积累的性能大大提高, 明显好于未进行 Keystone 变换的情况。

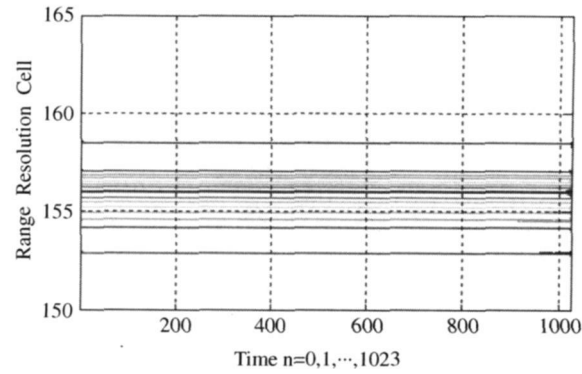


图 6 一个 CPI 内的距离走动情况

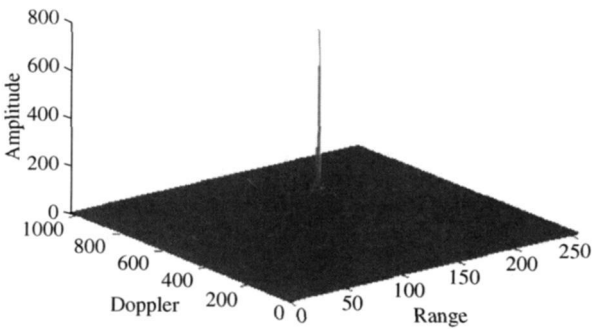


图 7 1024 个脉冲相干积累结果

4. 1. 4 采用 SNC 内插算法实现 Keystone 变换后的情况

图 8 为采用 SNC 内插算法实现 Keystone 变换

后,一个 CPI内脉冲回波距离走动情况,可见脉冲回波也能被校正到相同的距离分辨单元。图 9 为校正后,1024 个脉冲回波进行相干积累的结果,同样可以发现这时相干积累的性能明显好于未进行 Keystone变换的情况。

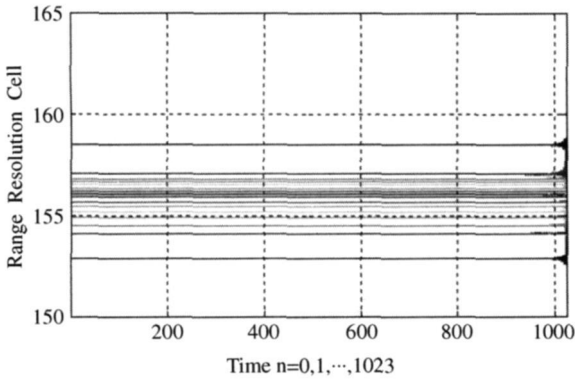


图 8 一个 CPI 内的距离走动情况

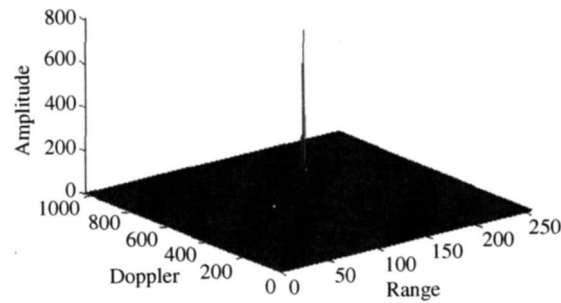


图 9 1024 个脉冲相干积累结果

4.2 实测数据处理结果

我们得到了某雷达系统多个 CPI回波数据,每个 CPI包括 2048个脉冲,目标速度为 239.3m/s 且产生了一次多普勒模糊。对某个 CPI数据分别采用 DFT+IFFT 实现 Keystone变换再相干积累和 SNC内插实现 Keystone变换再相干积累的结果如图 10 11。为了对比,同时也给出了常规相干积累 (FFT处理)的结果 (如虚线所示)。图中曲线为积累后目标所在多普勒通道的回波时域图。可以看出通过 Keystone变换进行距离移动补偿后能有效提高积累效果。目标信号未经 Keystone变换、经过 DFT+IFFT 实现 Keystone变换和经过 SNC内插实现 Keystone变换后的频率——多普勒域截面图分别如图 12 图 13 图 14 所示,其中横坐标轴为频率通道,纵坐标轴为多普勒通道。

由图 12 可见,由于目标速度稍快且每个 CPI内脉冲很多,目标回波位于不同的多普勒通道,经

过 Keystone变换后,如图 13 图 14,回波几乎位于相同的多普勒通道。也就是说,Keystone变换把原本位于不同多普勒通道的回波校正到了相同的多普勒通道,同时也补偿了回波出现的越距离单元走动。

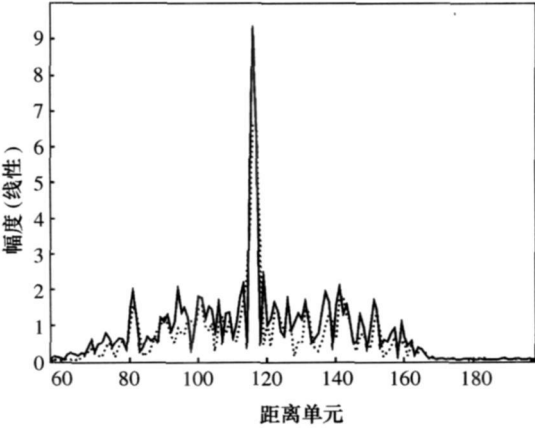


图 10 相干积累后目标回波时域图 (DFT + IFFT 算法)

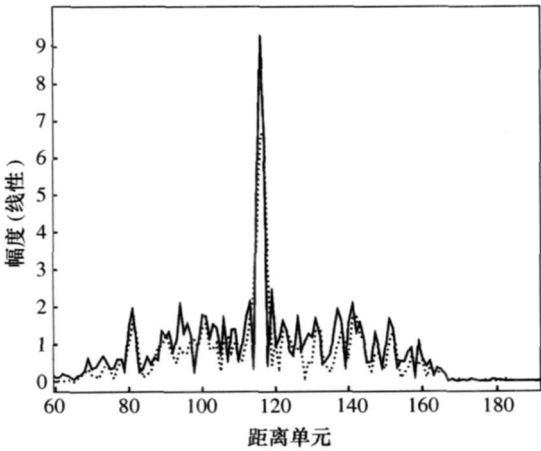


图 11 相干积累后目标回波时域图 (SINC 内插算法)

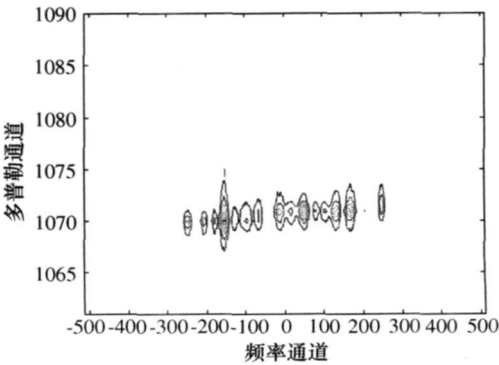


图 12 频率—多普勒域截面图,未 Keystone 变换

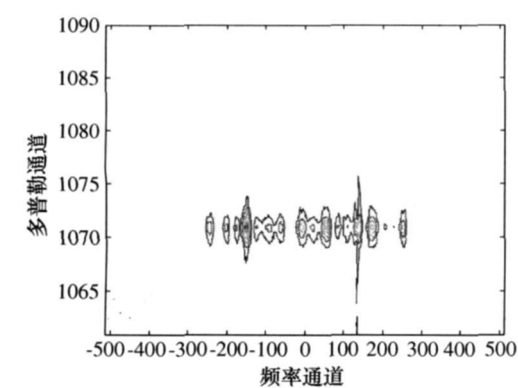


图 13 频率—多普勒域截面图, Keystone变换后  
值得指出的是,由于 CZT 算法的原理与 DFT + FFT算法完全相同,所以这里不必对其进行实测数据的验证。

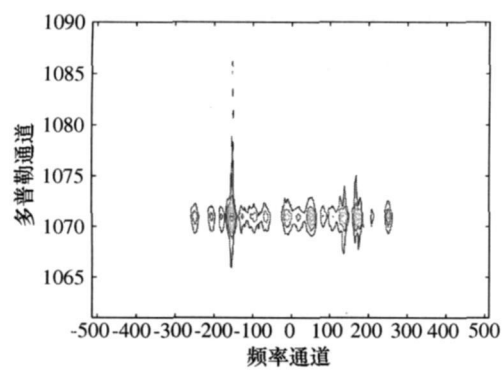


图 14 频率—多普勒域截面图, Keystone变换后

## 5 总结

影响 PD 雷达检测性能的主要因素是脉冲回波出现越距离单元走动现象,通过 Keystone变换可以很好地对回波进行距离单元走动的补偿,使脉冲回波几乎位于相同的距离分辨单元,从而大大提高了

PD 雷达的应用范围和探测性能。本文给出了 Keystone变换的三种具体实现方法,计算机仿真和实测数据处理结果验证了算法的有效性。另外,通过对三种算法的运算量比较可见,当相干积累的脉冲数较多时,只有 Chip-Z变换运算量较小,另外两种算法的运算量迅速增加,无法满足系统实时性的要求。因此,继续寻找低复杂度 Keystone变换算法,仍具有实际而深远的意义。

### 参考文献:

- [ 1 ] 盛 蔚,毛士艺. 基于 Keystone变换的地面运动目标检测研究 [ J ]. 系统工程与电子技术, 2002 24( 11 ): 1- 4
- [ 2 ] R P Perry, R C Di Pietro, R L Fante. SAR imaging of moving target [ J ]. IEEE Trans on AES, 1999 35( 1 ): 188- 200
- [ 3 ] Li Y, Zeng T, Long T, et al. Range migration compensation and Doppler ambiguity resolution by Keystone transform [ C ]. C IE' 06 International Radar Conference, 2006 1- 4
- [ 4 ] 张顺生,曾涛. 基于 Keystone变换的微弱目标检测 [ J ]. 电子学报, 2005 33( 9 ): 1675- 1678
- [ 5 ] Sijie Yuan, Tao Wu, et al. Application Research of Keystone Transform in Weak High-Speed Target Detection in Low-PRF Narrow-band Chirp Radar IEEE, ICSP 2008 Proceedings 2452- 2456
- [ 6 ] 吕品品,付强. LabVIEW 与 Matlab在雷达信号仿真中的应用 [ J ]. 火控雷达技术, 2010, 39 ( 2 ): 45- 48
- [ 7 ] 保铮,刑孟道,王彤. 雷达成像技术 [ M ]. 北京: 电子工业出版社, 2005.