

宽带LFM信号去斜率数字脉压方法性能分析

徐成节, 陈祝明, 黄 巍

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】在宽带LFM信号数字脉压中,去斜率数字脉压方法能有效地降低采样率,但是受到目标回波信号与参考信号的时延差的限制,只能作局部脉压处理。同时目标回波信号与参考信号的时延差和目标多普勒频率的变化,对去斜率数字脉压结果有一定的影响。该文通过理论分析和较全面的仿真,定量地分析了去斜率数字脉压中目标回波信号与参考信号时延差和多普勒频率的变化对数字脉压性能的影响,为工程应用中合理选择信号带宽、采样率和目标回波信号的时延提供了参考。

关键词 线形调频; 去斜率处理; 脉冲压缩; 采样率; 多普勒频率

中图分类号 TN958.3 文献标识码 A

Performance Analysis of Digital Pulse Compression in Dechirp Methods for Wideband LFM Signals

Xu Chengjie, Cheng Zhuming, Huang Wei

(School of Electronic Engineerin, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The pulse compression in dechirp way for Wideband LFM signals can effectively decrease sampling frequency, which is only valid specifically for some pulse compression by the limit of the delay between target and reference point. At the same time, the result is influenced by the delay between target and reference point and Doppler frequency. This paper analyses the influences on the performance of pulse compression by the delay between target and reference point and Doppler frequency theoretically and simulatively. The simulation results in several conditions give references to select signal bandwidth, sampling frequency and the delay between target and reference point in engineering applications.

Key words LFM; dechirp; pulse compression; sampling frequency; doppler frequency

为获得高距离分辨率,雷达一般发射宽带或超宽带信号,这给数据采集带来了很大的困难。由于A/D器件水平和DSP运算速度的限制,采样率往往不可能太高。因此,在满足脉压性能指标的前提下尽可能降低采样率。本文讨论采用去斜率数字脉压处理方法来降低采样率,减少数据量,以此提高处理速度。

1 去斜率理论分析

1.1 去斜率处理方法原理

去斜率处理方法,是采用与发射信号相同的线性调频信号作为本振信号,将接收到的回波信号与本振信号在混频器中混频,混频后输出的差频信号为单一频率的正弦信号,其原理框图如图1所示^[1]。图中 $S_R(t)$ 为目标回波信号, $S_L(t)$ 为去斜率混频器本振信号(称为参考信号), $S_f(t)$ 去斜率混频器输出的中频信号, $S_w(t)$

经过加权处理输出信号, $S_N(n)$ 为 $S_W(t)$ 经 A/D 变换后的信号, 将 $S_N(n)$ 进行 FFT 处理就得到 $S(L)$, 即 $S_R(t)$ 经过去斜率处理后的输出表达式, 也称为目标的一维距离像函数。

1.2 去斜率方法数学推导

本文数学推导在参考文献[1,2]的基础上增加了加权处理和多谱勒频移分析。线性调频(LFM)信号为经过目标散射后, 回波信号可表示为^[3]

$$S_R(t) = A_R \text{rect}[(t-t)/T] \exp\{j2\pi [f_0(t-t) + K(t-t)^2/2]\} \quad (1)$$

式中 f_0 为载波频率, A_R 是目标回波信号幅度, T 为线性调频信号脉冲宽度, $K = B/T$ 为频率变化斜率, B 为频率变化范围。 $t = 2R/c$ 是距离 R 处的点目标回波延时, c 是光速。

将本振信号作为混频信号表达如下

$$S_L(t) = A_L \text{rect}[(t-t_0)/T] \exp\{j2\pi [f_0(t-t_0) + K(t-t_0)^2/2]\} \quad (2)$$

式中 A_L 为混频信号幅度, $t_0 = 2R_0/c$, R_0 为距离门中心到雷达的径向距离。则去斜率混频后归一化处理后输出为

$$S_f(t) = S_R(t)S_L^*(t) = \exp[j2\pi (f_m t + j)] \quad (3)$$

其中

$$f_m = K(t_0 - t) \quad (4)$$

$$j = 2\pi f_0(t_0 - t) + \pi K(t^2 - t_0^2) \quad (5)$$

假设 Δt 为采样间隔, q, p 为采样间隔的倍数, 则 $t_0 = q\Delta t$, $t = p\Delta t$, $T = N\Delta t$ 。将以上两式离散化:

$$f_m = K(q-p)\Delta t \quad (6)$$

$$j = 2\pi f_0(q-p)\Delta t + \pi K(p^2 - q^2)\Delta t^2 \quad (7)$$

经过 A/D 采样后, 离散时间脉压信号表达式为

$$S_N(n) = S_R(n)S_L^*(n)W(n) \quad (8)$$

将上式作 FFT 处理可得目标一维距离像的表达式为

$$S(L) = \sum_{n=0}^{N-1} W(n)S_R(n)S_L^*(n) \exp(-j2\pi nL/N) \quad (9)$$

式中 $W(n)$ 为加权函数, 当假设 $W(n) = 1$ 及式(9)信号幅值为 1(下面信号的幅度都设为 1), 由此得

$$S(L) = \frac{\sin\{\pi KT[L/KT - \Delta t(p-q)]\}}{\sin\{\pi K\Delta t[L/KT - \Delta t(p-q)]\}} \exp\{jj + j(N-1)\pi\Delta t[K\Delta t(p-q) - L/T]\} \quad (10)$$

由上式可知, 距离像时间分辨率为 $1/KT = 1/B$, 相应的距离分辨率为 $c/2B$ 。此外, 经过 FFT 后距离像表达式近视具有辛克函数的形式, 在主瓣两边出现旁瓣, 主副比 $RMS = 13.2 \text{ dB}$ ^[4]。为达到抑制旁瓣的目的, 常采用图 1 的加窗处理的方法, 也就是 $W(n)$ 不为 1, 可根据实际需要设计窗函数。

2 影响数字脉压性能因素

2.1 数字脉压的采样率的影响

目前线性调频脉冲雷达的时宽带宽乘积($D = T/\Delta t$)一般很大^[4], 也就是线性调频脉冲宽度内距离分辨单元很多, 而去斜率处理方法一般滑动在参考信号附近, 在 Δt 内距离分辨单元较少, 即 $\Delta t \ll T$ 。假设目标回波信号与参考信号的时延差(简称时延差)为 Δt , 不妨设 $\Delta t > 0$, 由式(4) $f_m = -K(t_0 - t) = -K\Delta t$ 可知, 频率 f_m 随 Δt 变化。根据 Nyquist 采样定理, 选取的采样频率只要大于或等于 $-2f_m$, 如下式所示, 采样后得到的信号可以无失真地恢复为

$$-2f_m = 2K\Delta t = 2B\Delta t/T \ll B \quad (11)$$

与匹配滤波处理方法相比, A/D 采样率大大降低了, 如带宽 $B = 200 \text{ MHz}$ 的线性调频信号, 匹配滤波处理方法至少需要 200 MHz 以上的采样率; 而去斜率数字脉压处理方法 A/D 采样率选择 10 MHz 左右就已足够。这样, 大大降低了 A/D 变换的采样率。因此, 去斜率数字脉压处理方法在工程应用上有很大的优势。

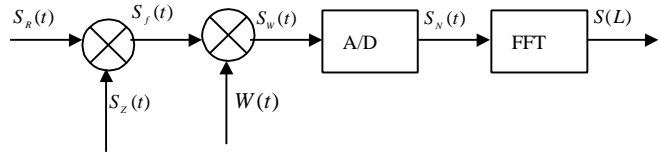


图 1 全去斜处理原理模型框图

2.2 回波信号延时的影响

由于 R_0 为距离门中心到雷达的径向距离一定, 即 $t_0 = 2R_0/c$ 一定; 而目标距离 R 不确定, 即目标回波信号延时 $t = 2R/c$ 不确定; 相应的时延差离散化为 $\Delta t = (p - q)\Delta t = m\Delta t$ 。则时延差 (Δt) 随着目标回波信号延时变化而变化。因此在一定采样频率下, 时延差在采样时间内, 即 $\Delta t < T$ 。在 $W(n) = 1$ 的条件下:

$$S_N(n) = S_R(n)S_L^*(n) = \exp\{j[-2\pi Kmn\Delta t^2 - 2\pi f_0 m\Delta t + \pi K(p^2 - q^2)\Delta t^2]\} \quad (12)$$

由采样率 (f_s) 一定, 采样间隔 Δt 一定。式(12)中指数项中的第2, 3项与 n 无关的项, 对脉冲压缩可以不用考虑。回波信号与参考信号混频输出不为零范围(以下称为有效作用范围, 范围内采样点称为有效采样点)为 $(-T/2\Delta t) + m \quad l \quad (T/2\Delta t) - m$ 。当时延差 $\Delta t = m\Delta t = 0$, 有效采样点个数最多, 混频后信号为一矩形脉冲, 混频效果最好。随着时延差 $\Delta t = m\Delta t$ 的增大, p 也随着增大, 有效作用范围变窄, 有效采样点个数 n 将减少, 混频效果变差, 距离分辨率降低, 信噪比下降。在实际应用中为了达到较好的去斜率效果, 要尽量使时延差落在一定的范围内, 可以采用滑动窗的方法使目标回波信号与本振信号尽可能对齐, 或将距离分段, 采用分段去斜率的方法处理。

2.3 多普勒频移的影响

当目标多普勒频率为 f_d 时, 线性调频的回波信号为

$$S_R(t) = A_R \text{rect}[(t - t)/T] \exp\{j2\pi[f_0(t - t) + K(t - t)^2/2] + f_d(t - t)\} \quad (13)$$

与参考信号混频后

$$S_N(n) = S_R(n) \cdot S_L^*(n) = \exp\{j2\pi[-Kmn\Delta t^2 + f_d n\Delta t - f_0 m\Delta t - f_0 m\Delta t + 2K(p^2 - q^2)\Delta t^2]\} \quad (14)$$

式中 指数项中第2, 3, 5项是与 n 无关的常数项, 对脉压结果无影响, 可以不用考虑。比较式(14)指数项中前两项, 可知, 目标回波信号的多普勒频移 f_d 会引起一定的时延误差。相应的目标多普勒频移对脉压结果的影响, 等效于目标回波信号和参考信号时延差的 K 倍, 即, $f_d = Km\Delta t = K\Delta t$ 。在宽带LFM中, 由于选取的 K 较大时, 时延-频移耦合误差较小, 但距离-速度耦合, 测量精度有所下降。

3 仿真实验与结果

3.1 时延差和多普勒频移的影响

某雷达发射LFM信号脉冲宽度 $T = 30 \mu\text{s}$, 信号带宽 $B = 200 \text{ MHz}$ 。当采样率 $f_s = 10 \text{ MHz}$ 时, 采样周期 $T_s = 1/f_s = 0.1 \mu\text{s}$ 。目标多普勒频移 $f_d = 0 \text{ kHz}$, 加海明窗的条件下, 时延差变化时, 得到数字脉压输出主副比(RMS)变化如图2所示。目标回波时延取 $[0, T/10]$ 变化, 目标多普勒频移分别为 $f_d = 0 \text{ kHz}$, 10 kHz , 20 kHz 时, 加海明窗后数字脉压输出主副比变化, 如图3所示。

观察图2知, 目标回波信号与本振信号时延差为零, 去斜率效果最好, 主副比最大。随着目标回波信号与本振信号时延差的增大, 主副比明显下降。尤其在 $\Delta t > 3 \mu\text{s} = T/10$ 时, 主副比下降了10 dB。因此在去斜率数字脉压处理过程中, 要选择好雷达的测绘带中心位置, 控制好目标回波信号与本振信号的时延差, 一般可控制在 $T/10$ 时间内, 也可采用分段去斜率处理等方法处理。

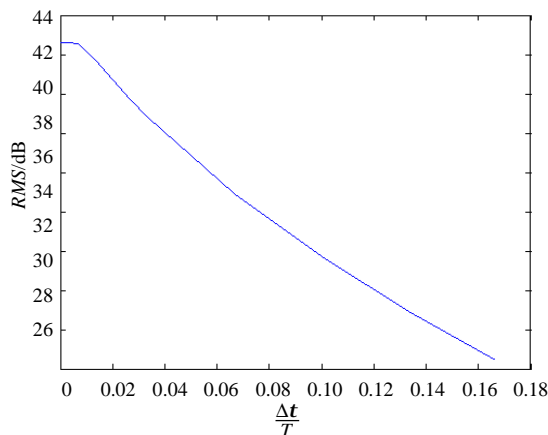


图2 目标回波时延的影响

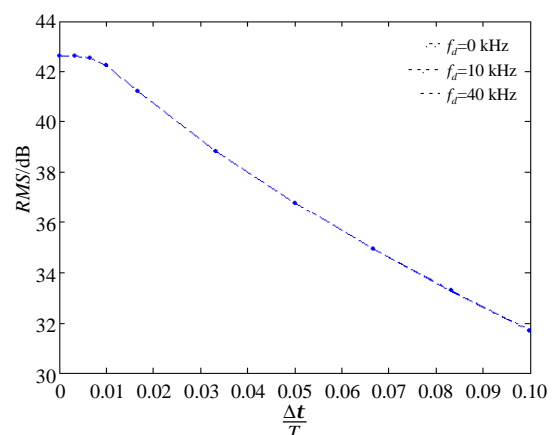


图3 目标多普勒频移的影响

观察图3知,在不同的目标多普勒频移条件下,数字脉压输出结果,基本没有变化(三线基本重合)。由于去斜率处理中信号采样率相对较大,目标多普勒频移引起的时延误差相对于一个采样间隔很小,这样小的修正量,对一般的雷达影响不大。仿真试验结果说明相应目标多普勒频移对脉压结果的影响,等效于目标回波信号和参考信号时延差的 K 倍($f_d = K\Delta\tau$)。仿真结果与理论分析完全一致。

3.2 距离分辨率的实验分析^[2]

主要实验参数为:信号脉冲宽度 $T = 30 \mu\text{s}$, 信号带宽 $B = 200 \text{ MHz}$, 当采样率 $f_s = 10 \text{ MHz}$ 时,目标多普勒频移 $f_d = 0 \text{ kHz}$ 。实验仿真了回波信号与参考信号时延差分别为 $\Delta t = 0 \mu\text{s}$ 和 $\Delta t = 0.1 \mu\text{s}, 0.2 \mu\text{s}$ 的单点目标距离像和多点目标的距离像,如图4所示。图中目标一维像-3 dB主瓣宽为一个距离单元,即距离分辨率为 0.75 m ,距离像时间分辨率为 5 ns 。与理论值距离像时间分辨率为 $1/KT = 1/B$,相应的距离分辨率为 $c/2B$ 相符。在两两相距 15 m ,回波时延相差 $\Delta t = 0.1 \mu\text{s}$,3个点目标如图5所示,距离像中两两目标相应的峰值点相差20个距离单元,与理论值 $0.1 \mu\text{s} / 5 \text{ ns} = 20$ 一致。图5中3个点目标一维像-3 dB主瓣宽基本保持为一个距离单元不变,即距离分辨率为 0.75 m ,距离像时间分辨率为 5 ns 不变。可见通过去斜率方法在距离门中心位置能够得到高分辨率距离像。

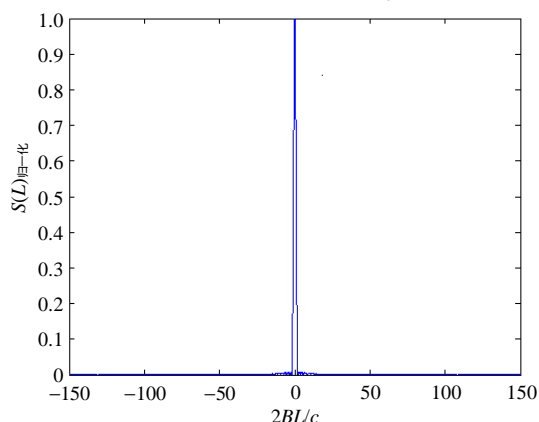


图4 $\Delta t = 0 \mu\text{s}$ 点目标一维距离像

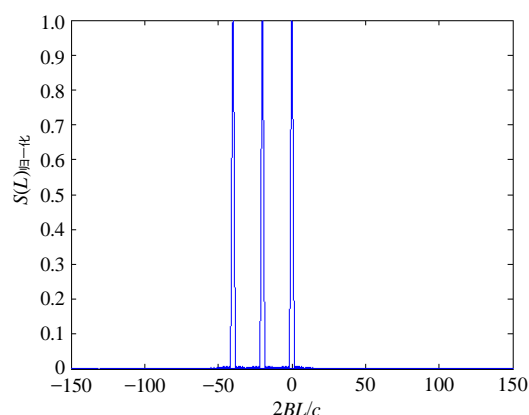


图5 $\Delta t = 0, 0.1, 0.2 \mu\text{s}$ 多点目标一维距离像

4 结 论

在宽带LFM雷达中,采用去斜率处理数字脉压时,当目标回波信号与参考信号的时延差 Δt 在一定的范围内,能够大大降低采样率,同时得到了较高的距离分辨率。当目标回波信号与参考信号的时延差 Δt 很小时,脉压输出波形性能指标与理论计算基本一致。随着目标回波信号与参考信号的时延差 Δt 的增大,脉压输出波形性能指标将逐渐变差。此外,目标多普勒频率对脉压结果也有一定的影响,并且与时延差有一定的等效关系。在实际雷达设计时,为合理选择去斜率数字脉压处理中目标回波信号与参考信号的时延差 Δt 的范围、距离门中心位置和带宽的范围提供了一定参考,具有较强的工程应用价值。

参 考 文 献

- [1] 鹿国春. 雷达距离维成像技术[J]. 火控雷达技术, 2000, 29(3): 12-15
- [2] 李海英, 杨汝良. 去斜率线性调频合成孔径雷达成像原理[J]. 现代雷达, 2003, 25(3): 8-10
- [3] 陆林根. 高分辨雷达在噪声中提取目标信号方法研究[J]. 信号处理, 1997, 13(2): 188-192
- [4] 向敬成, 张明友. 雷达系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 112-151

编辑 徐安玉