

相位编码信号的多普勒补偿

胡英辉^{①②} 郑远^{①②} 耿旭朴^{①②} 邓云凯^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100190)

摘要: 相位编码信号具有理想的接近图钉型的模糊函数,而在脉冲压缩处理中存在多普勒失配问题。本文在考虑脉内多普勒频移的情形下,建立了一种新的雷达测速-测距模型,并从二维图像重建的角度出发,推导了其多普勒补偿算法。理论分析和仿真试验表明:在考虑速度模糊和距离徙动的情况下,该方法能有效地解决因多普勒频移造成的失谐,得到接近理想情形的压缩效果。

关键词: 相位编码;多相码;多普勒补偿;多普勒敏感

中图分类号: TN953

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)11-2596-04

Doppler Compensation for Phase-Coded Signals

Hu Ying-hui^{①②} Zheng Yuan^{①②} Geng Xu-pu^{①②} Deng Yun-kai^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Phase-coded signals suffer from Doppler mismatch in pulse compression due to the characteristics of the ideal thumbtack ambiguity function. In this paper, a novel model of measuring velocity-and-range and the corresponding Doppler compensation algorithm from the perspective of 2D image reconstruction are described considering of the intra-pulse Doppler. Simulation shows that the proposed method solves the Doppler-mismatch problem and obtains the satisfactory compression result when velocity ambiguity and range migration are taken into account.

Key words: Phase coded; Polyphase code; Doppler compensation; Doppler sensitive

1 引言

线性调频(LFM)及相位编码信号同时具有较高的测距、测速精度,波容易产生,在雷达脉冲压缩处理中获得广泛应用。与 LFM 信号相比,相位编码最突出的一个问题便是“多普勒敏感性”,即当回波信号存在一定的多普勒频移时,匹配滤波器根本起不到脉冲压缩的作用,信号峰值急剧降低。除检测超低速目标外,其它场合须进行多普勒补偿。

目前来讲,多普勒补偿的方法主要有:(1)采用多通道多普勒滤波器组进行多普勒估计^[1]; (2)针对正交频分复用(OFDM)信号,采用零子载波进行非均匀多普勒补偿,并用导频子载波进行通道估计从而补偿残留多普勒频移的方法^[2]; (3)构造具有移位相乘特性的最优码^[3,4]。方法(1)已在工程实践中得到了应用,却需要大量复杂的数字信号运算,实时性不高;方法(2)存在信号的发射与处理的困难;方法(3)从理论上已经证实只需要单一的滤波器通道便可较好地补偿多普勒频

移,但也存在最优码寻找困难、损失多普勒分辨率等不足。

本文在考虑速度模糊和距离徙动的情况下,给出了一种新的雷达测速-测距模型及其多普勒补偿算法。仿真实验表明,该方法能够较好地解决相位编码信号的多普勒敏感性问题。

2 多普勒敏感性简介

多普勒效应分为:脉间多普勒和脉内多普勒^[5]。脉间多普勒是指相隔脉冲重复间隔(PRI)的两个发射脉冲在其“慢时间”间隔产生的多普勒频移;脉内多普勒是指单个脉冲从发射至接收其回波这一“快时间”内产生的多普勒频移。对于相位编码信号,较小的脉内多普勒频移将会造成匹配滤波器失谐,将这一现象称为“多普勒敏感性”。

以雷达发射单个相位编码脉冲信号为例,如果目标以径向速度 v_r 相对雷达匀速运动,其间初始距离为 R_0 ,则回波信号可表示为^[6]

$$\begin{aligned}
s_r(\tau) &= \sigma u \left[\left(\frac{c+v_r}{c-v_r} \right) \left(\tau - \frac{2R_0}{c+v_r} \right) \right] \\
&\quad \cdot \exp \left[j\omega_0 \left(\frac{c+v_r}{c-v_r} \right) \left(\tau - \frac{2R_0}{c+v_r} \right) \right] \\
&\approx \sigma u \left[\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right) \right] \\
&\quad \cdot \exp \left[j(\omega_0 + \omega_d) \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right) \right] \quad (1)
\end{aligned}$$

其中 σ 为目标的后向散射系数, $u(\tau)$ 为信号的复包络, ω_0 为载频, c 为光速, ω_d 为多普勒角频率。对回波信号去载频, 经直接匹配滤波后的输出为(忽略常数项):

$$\begin{aligned}
s_o(\tau) &= \left\{ u \left[\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right) \right] \exp \left[j\omega_d \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right) \right] \right\} \\
&\quad \otimes u^*(-\tau) \quad (2)
\end{aligned}$$

由式(2)知, 输出信号受到多普勒频移和复包络在时间轴上压缩的双重调制。由于相位编码信号具有接近图钉型的模糊函数, 从而造成匹配滤波器的输出严重失真。

3 多普勒补偿算法^[7]

(1)运动目标的速度估计 若发射一具有 L 个脉冲的相位编码脉冲串信号, PRI 为 T_r , 从式(1)可知, 雷达回波信号(不考虑散射系数)为

$$\begin{aligned}
s_r(\tau, n) &= u \left[\left(1 + (2v_r/c) \right) \left(\tau - (2R_n/c) \right) \right] \\
&\quad \cdot \exp \left[j\omega_0 \left(1 + (2v_r/c) \right) \left(\tau - (2R_n/c) \right) \right] \quad (3)
\end{aligned}$$

$$R_n = R_0 - nv_r T_r \quad (4)$$

其中 n 表示脉冲序号, R_n 表示第 n 个发射脉冲与目标的初始距离。对式(3)去载频有

$$\begin{aligned}
s_{rb}(\tau, n) &= u \left[\left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) \left(\tau - \frac{2R_n}{c} \right) \right] \\
&\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi f_0}{c} R_n \left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) \right] \exp \left[j \frac{4\pi f_0}{c} v_r \tau \right] \quad (5)
\end{aligned}$$

若复包络 $u(\tau)$ 的频谱 $U(f_b)$, 对“快时间”域 τ 做傅里叶变换有

$$\begin{aligned}
S_{rb}(f_b, n) &= \frac{1}{1 + (2v_r/c)} U \left(\frac{f_b - f_0(2v_r/c)}{1 + (2v_r/c)} \right) \\
&\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi(f_b + f_0)}{c} R_n \right] \quad (6)
\end{aligned}$$

将式(4)代入式(6), 有

$$\begin{aligned}
S_{rb}(f_b, n) &= \frac{1}{1 + \frac{2v_r}{c}} U \left(\frac{f_b - f_0 \frac{2v_r}{c}}{1 + \frac{2v_r}{c}} \right) \exp \left(-j \frac{4\pi f_0}{c} R_0 \right) \\
&\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi f_b}{c} R_0 \right) \exp \left[j \frac{4\pi f_0}{c} \left(1 + \frac{f_b}{f_0} \right) nv_r T_r \right] \quad (7)
\end{aligned}$$

将式(7)表示为采样后的离散形式, 令 $f_b = df_b i$, $\left(-\frac{I}{2} \leq i < \frac{I}{2} \right)$ 。其中, I 为频域采样点数, df_b 为频域采样间隔, i 为频域采样单元序号, 则有

$$\begin{aligned}
S_{rb}(i, n) &= \frac{1}{1 + \frac{2v_r}{c}} U \left(\frac{df_b i - f_0 \frac{2v_r}{c}}{1 + \frac{2v_r}{c}} \right) \exp \left(-j \frac{4\pi f_0}{c} R_0 \right) \\
&\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi df_b}{c} R_0 i \right) \exp \left[j \frac{4\pi f_0}{c} \left(1 + \frac{df_b i}{f_0} \right) nv_r T_r \right] \quad (8)
\end{aligned}$$

为消除“快时间”与“慢时间”域的耦合, 令

$$\left(1 + \frac{df_b i}{f_0} \right) n = n' \quad (9)$$

去掉常数无关项, 则有

$$\begin{aligned}
S_{rb}(i, n') &= \frac{1}{1 + \frac{2v_r}{c}} U \left(\frac{df_b i - f_0 \frac{2v_r}{c}}{1 + \frac{2v_r}{c}} \right) \\
&\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi df_b}{c} R_0 i \right) \exp \left[j \frac{4\pi f_0}{c} v_r T_r n' \right] \quad (10)
\end{aligned}$$

对“慢时间”域 n' 做离散傅里叶反变换(IDFT), 则

$$\begin{aligned}
T(i, a) &\approx \frac{1}{1 + \frac{2v_r}{c}} U \left(\frac{df_b i - f_0 \frac{2v_r}{c}}{1 + \frac{2v_r}{c}} \right) \\
&\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi df_b}{c} R_0 i \right) h_a \left(\frac{2\pi k}{A} a + \frac{4\pi f_0}{c} v_r T_r \right) \\
&= \frac{1}{1 + \frac{2v_r}{c}} U \left(\frac{df_b i - f_0 \frac{2v_r}{c}}{1 + \frac{2v_r}{c}} \right) \\
&\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi df_b}{c} R_0 i \right) h_a \left[\frac{4\pi f_0}{c} \delta_v T_r \left(a + \frac{v_r}{\delta_v} \right) \right] \quad (11)
\end{aligned}$$

其中 $h_a(\bullet)$ 为速度向脉冲响应函数, a 表示压缩后的速度向序号, 且 $-\frac{L}{2} \leq a < \frac{L}{2}$, $\delta_v = \frac{ck}{2Af_0 T_r}$ 为速度向

采样间隔, k 为整数, 表示“速度模糊度”。

由式(11)可知目标的速度为(如果 a 为正值, 则需根据周期性进行折叠):

$$v_0 = \frac{ca_0}{2Af_0 T_r} k \quad (12)$$

其中 a_0 为 $h_a(\bullet)$ 出现最大值时的偏移位置。

首先利用先验速度信息或者外部测速手段^[8]测出目标的近似速度值, 然后由式(12)可计算出与其最接近的整数——速度模糊度 k , 从而估计出目标精确

速度。

(2)距离徙动的校正 式(9)给出了消除 RD 域耦合的重采样方法, 但经仿真发现: 得到的图像仍是倾斜的, 其主要原因是当 $f_0/(df_b) \gg I$ 时, 由于相对偏移量过小, 插值误差较大, 很难得出准确的估计。由式(4)和式(8)可知, 每个脉冲接收的时间都是不同的, 这实际上是一个距离单元徙动的问题。

设参考距离为

$$R_{\text{ref}} = R_0 - Lv_0T_r \quad (13)$$

每个脉冲的距离徙动量分别为

$$\Delta R_n = R_n - R_{\text{ref}} = (L - n)v_0T_r, \quad 0 \leq n < L \quad (14)$$

首先将信号 $T(i, a)$ 重新变换到 RD 域, 然后据式(14)决定的徙动量进行校正(频域补零插值、8 点 sinc 插值等方法), 最后对信号的“快时间”域做快速傅里叶变换(FFT)、“慢时间”域做快速傅里叶逆变换(IFFT), 便得校正后图像:

$$T'(i, a) = \frac{1}{1 + \frac{2v_r}{c}} U \left[\frac{df_b i - f_0 \frac{2v_r}{c}}{1 + \frac{2v_r}{c}} \right] \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi df_b}{c} R_{\text{ref}} i \right] h_a \left[\frac{4\pi f_0}{c} \delta_v T_r \left(a + \frac{v_r}{\delta_v} \right) \right] \quad (15)$$

(3)多普勒补偿滤波器 由于已估计出目标速度并将图像校直, 针对 $T'(i, a)$ 调制信号的畸变, 可直接设计出多普勒补偿滤波器为

$$H(i) = \left[\frac{1}{1 + \frac{2v_0}{c}} U \left[\frac{df_b i - f_0 \frac{2v_0}{c}}{1 + \frac{2v_0}{c}} \right] \right]^{-1} \quad (16)$$

因信号处理在全数字域进行, 频谱须折叠到 $-f_b/2 \leq f < f_b/2$ 范围内, 以便进行对应频率单元抵消。

实际上为使操作易行, 建议采用下式实现:

$$H(i) = \left\{ \text{FFT} \left[u \left[\left(1 + \frac{2v_0}{c} \right) \tau \right] \exp \left[j \frac{4\pi f_0}{c} v_0 \tau \right] \right] \right\}^{-1} \quad (17)$$

其中 $\text{FFT}(\bullet)$ 表示进行 FFT。

将式(15)与式(17)相乘, 并对信号的“快时间”域做 IFFT, 则有

$$g(r, a) = h_r \left(\tau - \frac{2R_{\text{ref}}}{c} \right) h_a \left[\frac{4\pi f_0}{c} \delta_v T_r \left(a + \frac{v_r}{\delta_v} \right) \right] \quad (18)$$

其中 $h_r(\bullet)$ 为距离向脉冲响应函数。

至此, 便得到了信号完整的距离-速度 2 维像, 图 1 给出了多普勒补偿算法的总流程。

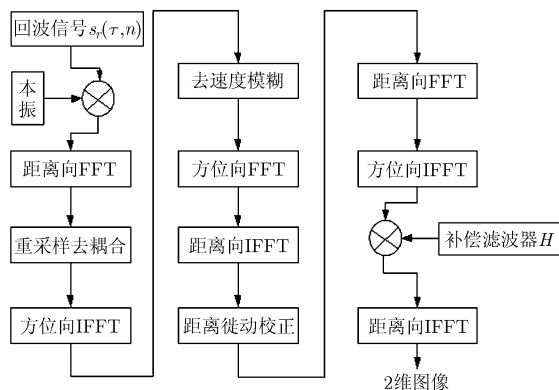


图1 多普勒补偿算法框图

4 仿真实例

仿真条件如下: 信号采用 Frank 八相码, 码长 64, 子码宽度 $0.06 \mu\text{s}$, L 为 456, ADC 采样率 66.67 MHz, PRI 为 0.2 ms, f_0 为 15 GHz, 快、慢时间域采样点数分别为 634, 456, 目标离雷达初始距离 8 km, 参考距离 7.86 km, v_r 为 1500 m/s。

图 2, 图 3 和图 4 分别给出了距离徙动校正前后的“距离频域-速度”向图像、经过直接匹配滤波和多普勒补偿处理的 1 维、2 维距离像。从图 2 可知: 经过徙动校正后, 倾斜的图像被拉直, 为后面距离向压缩提供了基准; 慢时间域做 IFFT 后, 速度峰值移单元为 229, 因本算法中为负向移动, 将其折叠后的新偏移量为 $a_0 = (L - 1 + 229) = 228$, 代入式(12), 目标的模糊速度为 $v_0 = k \cdot 25$ (m/s); 在试验中, 由“距离微分法”跟踪的目标速度为 1490 m/s, 易将其校正为 1500 m/s, 从而得到十分精确的目标速度测量。

从图 3, 图 4 可知, 由于相位编码信号的多普勒敏感特性, 用直接匹配滤波器进行处理时, 图像存在明显的失配; 经多普勒补偿滤波器压缩后, 则可明显地消除这种因多普勒频移带来的幅度调制效应; 而且经过多普勒补偿后, 信号的峰值旁瓣比(PSLR)在 -28 dB 左右(经计算验证, 与不存在多普勒频移时直接匹配滤波的效果近乎一致)。

5 结束语

本文给出了在考虑脉内多普勒时, 以恒定径向速度相对雷达运动的目标的测速-测距模型, 推导了其多普勒补偿算法。仿真试验表明: 该算法能够精确地测定目标的速度, 较好地解决了相位编码信号的多普勒敏感问题, 为相位编码信号走向工程应用提供了理论基础。

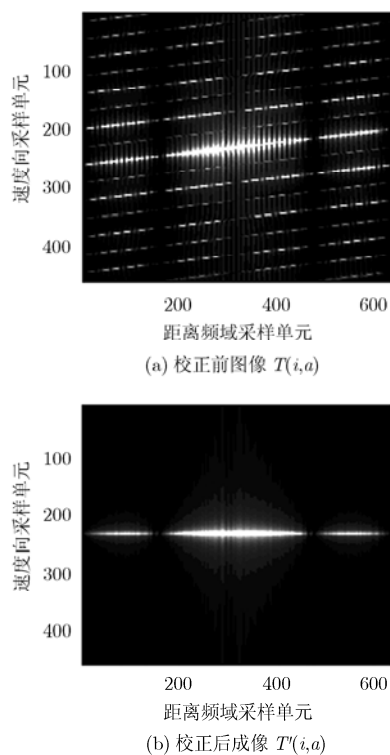


图 2 距离徙动校正前后的图像

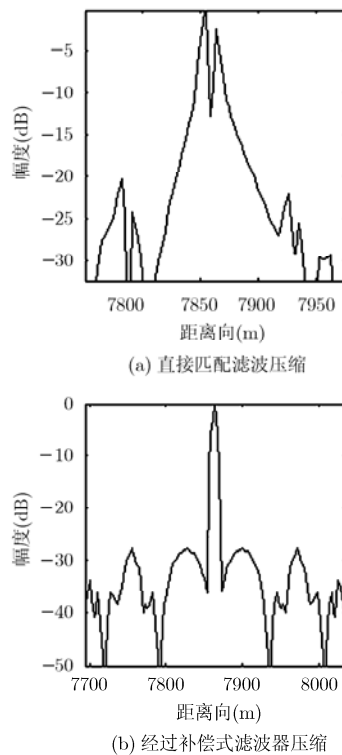


图 3 1 维距离像

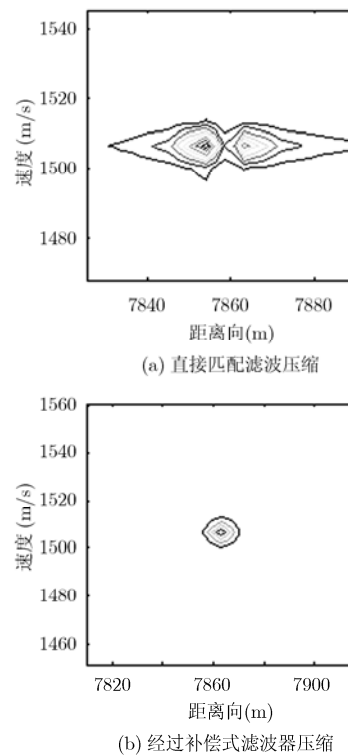


图 4 距离-速度向 2 维像

参 考 文 献

- [1] Peng W, Wang X, and Zhao J. Methods of eliminating Doppler dispersion in synthetic wideband signal [C]. ICMMT2008, Nanjing, China, Apr. 21-24, 2008, 3: 1540-1543.
- [2] Li B, Zhou S, and Stojanovic M, *et al.* Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform Doppler shifts [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2008, 33(2): 198-209.
- [3] Cheng Y P and Bao Z, *et al.* Doppler compensation for binary phase-coded waveforms[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2002, 38(3): 1068-1072.
- [4] 王毅鹰, 苏兮. 基于 m 序列信号的多普勒补偿方法[J]. *现代雷达*, 2007, 29(2): 48-51.
Wang Yi-ying and Su Xi. Doppler compensation method based on m-sequence signal [J]. *Modern Radar*, 2007, 29(2): 48-51.
- [5] Armin D W. SAR processing with non-Linear FM chirp waveforms [R]. Sandia Report SAND2006-7729, Sandia National Laboratories, Albuquerque, New Mexico, 2006.
- [6] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 第三版, 西安: 西安电子科技大学出版社, 2007: 第 8 章.
Ding Lu-fei and Geng Fu-lu. Radar Principles[M]. Third edition, Xi'an: Xidian University, 2007, Chapter 8.
- [7] Urkowitz H and Bucci N J. Doppler tolerant range sidelobe suppression for meteorological radar with pulse-compression [C]. IGARSS '92, Houston, 1992, 1: 206-208.
- [8] 包云霞, 毛二可, 何佩琨. 基于一维高分辨距离像的相关测速补偿算法[J]. *北京理工大学学报*, 2008, 28(2): 160-163.
Bao Yun-xia, Mao Er-ke, and He Pei-kun. Motion compensation method based on one-dimension high resolution range profile cross-correlation[J]. *Journal of Beijing Institute of Technology*, 2008, 28(2): 160-163.
- 胡英辉: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 电子对抗技术、SAR 信号设计与处理技术。
郑 远: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 对抗与仿真。
耿旭朴: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为分布式 SAR。
邓云凯: 男, 1962 年生, 研究员, 研究方向为 SAR 系统设计。