

调频步进信号高速目标精确运动估计

吴 亮,魏玺章,杨德贵,黎 湘

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘 要: 本文针对调频步进信号高速目标运动估计问题,首先,利用负正调频步进信号,提出一种基于多项式相位变换的加速度和速度估计方法,该方法对加速度实时估计以及对速度进行精确估计;其次,借鉴图像对比度思想,进一步提出一种新的解速度模糊方法;最后,仿真验证了本文方法抗噪性能好、算法简单且运算量小。

关键词: 调频步进信号; 高速运动目标; 运动估计; 速度模糊

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 12-2832-07

Accurate Motion Estimation of High Speed Moving Target about Stepped-Frequency Chirp Signal

WU Liang, WEI Xi-zhang, YANG De-gui, LI Xiang

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunnan 410073, China)

Abstract: To resolve the problem of motion estimation of high speed moving targets about the stepped-frequency Chirp Signal, a acceleration and velocity estimation method based on polynomial phase transform is proposed, with a negative-positive stepped-frequency Chirp Signal. This method can achieve the real-time acceleration and accurate velocity estimation; then a method to resolve velocity ambiguity based on the image contrast is also presented; in the end, simulation results prove the well anti-noise, efficient and real-time performance of proposed methods.

Key words: stepped-frequency chirp signal; high speed moving target; motion estimation; velocity ambiguity

1 引言

线性调频步进信号是一种重要的高分辨信号,对高速运动目标探测和识别具有很大的应用价值^[1],但它也是一种多普勒敏感信号,存在距离-多普勒耦合^[2],因此运动估计及补偿是这种信号处理的关键问题。

针对步进频雷达体制目标运动估计及补偿,国内外都进行了深入研究,文献[3]提出利用最大似然估计法对目标距离、速度及加速度进行测量,但计算量很大,难以实用;文献[4]设计新的波形,利用相位对消法消除径向速度产生的相位误差,该方法只考虑子脉冲非调制的步进频信号且未考虑加速度的影响;文献[5]提出的基于最小均方误差准则速度估计方法也只考虑径向速度的影响;文献[6,7]针对目标径向速度和加速度提出了基于图像对比度的运动补偿算法,通过对速度及加速度分别搜索及补偿使图像对比度最大,从而获得它们的估计值。每次搜索步长越小,估计精度越高,但运算量也越大。因此,对于高速运动目标,直接采用该算法将难以兼顾速度估计精度及运算量;文献[1]采用正负调频步进

信号,提出了一种正负相关精确测速方法,但该方法测速范围小,须跟其他方法复合测速。

高速运动目标在雷达视线易造成很大的径向速度(可达几千 m/s),将出现速度模糊,目前一般采用辅助手段或利用具有跟踪能力雷达计算距离变化率进行速度初补偿^[2,8],但距离跟踪的速度初估计误差一般较大,对于估计精度高且测速范围较小的速度估计算法,难以满足其不模糊估计范围的要求。文献[9]方法在窄带MTD测速的基础上,利用步进频体制中目标运动产生多普勒二次相位项的影响进行解速度模糊,但对步进频雷达参数设计提出了新要求;同时,由于雷达目标之间视角的影响,高速目标在雷达视线造成较大径向加速度也会影响速度估计,必须对加速度进行估计及补偿。文献[1]利用跟踪速度微分值补偿加速度,但首先必须构造速度跟踪回路,速度跟踪误差直接影响加速度估计精度,若跟踪误差使加速度估计精度不满足其二次补偿精度要求,速度跟踪回路将失效;其次,必须待跟踪速度稳定后才可对加速度进行估计,不利于加速度实时估计及补偿。

本文首先分析雷达回波及运动目标多普勒效应,然后基于一种负正调频步进信号,提出一种基于多项式相位变换的加速度及速度估计方法,同时,进一步提出一种基于距离像对比度的解速度模糊方法,最后进行了仿真验证。

2 雷达回波及运动目标多普勒效应

由文献[2]可知,调频步进雷达信号回波可表示为:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \text{rect}\left[\frac{t - nT_r - \tau_n(t)}{T_p}\right] \cdot \exp\{j\pi K[t - nT_r - \tau_n(t)]^2\} \cdot \exp\{j2\pi(f_0 + n\Delta f)[t - \tau_n(t)]\} \quad (1)$$

其中, A_n 为第 n 个脉冲回波幅度, T_p 为子脉冲时宽, T_r 为脉冲重复周期(PRT), $\tau_n(t)$ 为第 n 个脉冲回波时延, K 为子脉冲调频斜率, f_0 为常载频, Δf 为步进频, N 为脉冲串子脉冲个数,且设目标距雷达初始径向距离为 R ,目标径向速度为 v ,径向加速度为 a 。

设一个脉组中第 n 个脉冲回波采样时刻为 $t_s = nT_r + \frac{2R}{c} + t$,其中 $t \in (-T_p/2, T_p/2)$,则回波时延为:

$$\tau_n(t) = \frac{2}{c} \cdot (R - vt - \frac{1}{2}at^2) = \frac{2}{c} \cdot \left[R - v(nT_r + \frac{2R}{c} + t) - \frac{1}{2}a(nT_r + \frac{2R}{c} + t)^2 \right] \quad (2)$$

文献[2]在不考虑径向加速度 a 的情况下,经下混频处理得到视频回波,可分为各个子脉冲及不同子脉冲之间的频率步进两个部分.当考虑径向加速度 a 时,子脉冲部分主要受速度的影响,加速度影响可忽略,步进频部分必须考虑加速度.以式(2)代入式(1),并假设回波幅度 $A_n = 1$,则第 n 个脉冲的视频回波表示为:

$$s(t, n) = x(t, n) \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}f_0\left[R - v(nT_r + \frac{2R}{c}) - \frac{1}{2}a(nT_r + \frac{2R}{c})^2\right]\right\} \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}n\Delta f\left[R - v(nT_r + \frac{2R}{c}) - \frac{1}{2}a(nT_r + \frac{2R}{c})^2\right]\right\} \quad (3)$$

其中, $x(t, n)$ 为子脉冲部分,可表示为:

$$x(t, n) = \text{rect}\left[\frac{t - nT_r - \frac{2R}{c} - (\frac{2v}{c}) \cdot nT_r}{T_p}\right] \cdot \exp\left\{j\pi K\left[t - nT_r - \frac{2R}{c} - (\frac{2v}{c}) \cdot nT_r\right]^2\right\} \cdot \exp\left\{-j2\pi n\Delta f\frac{2v}{c}t\right\} \cdot \exp\left\{-j2\pi f_0\frac{2v}{c}t\right\} \quad (4)$$

从式(3)可知,目标回波处理分为子脉冲压缩及步进频合成距离像处理两部分.首先,假设 $x(t, n)$ 脉冲压缩得 $\bar{x}(t, n)$,式(3)又可表示为:

$$s(t, n) = \bar{x}(t, n) \cdot \exp[j(\phi + \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_c + \phi_R)] \quad (5)$$

其中:

$$\phi = -\frac{4\pi}{c}\Delta f R \cdot n$$

$$\phi_1 = \frac{4\pi}{c}f_0 v_r T_r \cdot n$$

$$\phi_2 = \frac{2\pi}{c}(2\Delta f v T_r + f_0 a T_r^2) \cdot n^2$$

$$\phi_3 = \frac{2\pi}{c}\Delta f a T_r^2 \cdot n^3$$

$$\phi_R = \frac{4\pi}{c}\left[(f_0 + n\Delta f)\frac{2aR}{c}nT_r + n\Delta f(-R + \frac{2vR}{c} + \frac{2aR^2}{c})\right]$$

$$\phi_c = \frac{4\pi}{c}f_0\left[-R + \frac{2vR}{c} + \frac{2aR^2}{c}\right]$$

文献[2,10]都得出高速运动目标对于脉冲压缩影响是脉压输出峰值在不同 PRT 之间产生移动.设最大峰值移动小于 1/4 个脉压后距离分辨单元,峰值移动可忽略^[10],速度补偿满足 $|v| < \frac{c}{8NB T_r}$ ($B = KT_p$ 为子脉冲带宽),可进行合成距离像处理。

其次,步进频合成距离像处理受到速度及加速度相位项的影响,文献[2,5,7,10]等对速度和加速度产生的相位项对合成距离像影响进行详细分析, ϕ_1 产生速度耦合时移, ϕ_2 导致时移、峰值降低及能量发散, ϕ_3 一般可以忽略^[7], ϕ_c 为常数项, ϕ_R 为与距离有关项(其中速度影响可忽略^[2],加速度比速度影响更小,因此 ϕ_R 可忽略),则待补偿相位项为 ϕ_1 和 ϕ_2 .对目标速度及加速度补偿精度要求为^[2,7]:

$$\text{速度一次补偿精度要求: } |\Delta v|_1 < \frac{c}{(4Nf_0 T_r)} \quad (6)$$

$$\text{速度二次补偿精度要求: } |\Delta v|_2 < \frac{c}{8N^2\Delta f T_r} \quad (7)$$

$$\text{加速度二次补偿精度要求: } |\Delta a|_2 < \frac{c}{4N^2f_0 T_r^2} \quad (8)$$

$$\text{加速度三次补偿精度要求: } |\Delta a|_3 < \frac{c}{4N^3\Delta f T_r^2} \quad (9)$$

3 基于多项式相位变换的加速度及速度估计

步进频信号有正负步进频两种方式^[11],文献[12]提出了由正步进频脉冲串和负步进频脉冲串组合的四种脉组方式,并分析了各自速度估计性能.文献[1]基于正

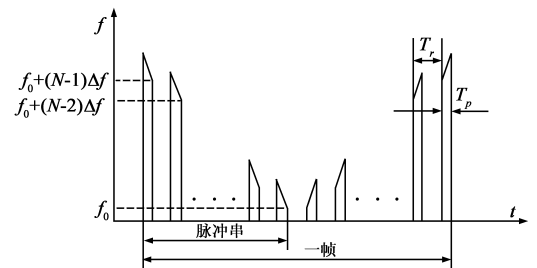


图1 负正调频步进信号

负调频步进信号提出正负相关测速方法. 本文基于负正调频步进信号对高速目标加速度和速度进行估计, 负正调频步进信号由两个脉冲串构成一帧, 如图 1 所示.

对于同一目标, 在一帧信号中, 两个脉冲串中第 n 个子脉冲回波由式(3)表示, 经子脉冲压缩处理可得:

$$s_1(t, n) = \tilde{x}_1(t, n) \cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c}[f_0 + (N-1-n)\Delta f]R\right\} \\ \cdot \exp\left\{j \frac{4\pi}{c}[f_0 + (N-1-n)\Delta f]v(nT_r + \frac{2R}{c})\right\} \\ \cdot \exp\left\{j \frac{2\pi}{c}[f_0 + (N-1-n)\Delta f]a(nT_r + \frac{2R}{c})^2\right\} \quad (10)$$

$$s_2(t, n) = \tilde{x}_2(t, n) \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c}(f_0 + n\Delta f)R\right\} \\ \cdot \exp\left\{j \frac{4\pi}{c}(f_0 + n\Delta f)v(nT_r + \frac{2R}{c} + \Delta T)\right\} \\ \cdot \exp\left\{j \frac{2\pi}{c}(f_0 + n\Delta f)a(nT_r + \frac{2R}{c} + \Delta T)^2\right\} \quad (11)$$

其中, $\tilde{x}_1(t, n)$ 及 $\tilde{x}_2(t, n)$ 分别为两脉冲串中第 n 个子脉冲压缩结果, ΔT 为一帧信号中两个脉冲串的间隔, $\Delta T = NT_r$. 在一帧内子脉冲压缩结果近似为常数, 即 $\tilde{x}_1(t, n) = \tilde{x}_2(t, n) = A$ (A 为常数, $n = 0, 1, \dots, N-1$).

由式(10)和式(11)相乘可得:

$$s_m(t, n) = A^2 \cdot \exp(j\Sigma\phi_n) \quad (12)$$

其中, 相位和为 $\Sigma\phi_n = \Sigma\phi_c + \Sigma\phi_1 + \Sigma\phi_2$, $\Sigma\phi_c$ 为常数相位项, $\Sigma\phi_1$ 为一次项, $\Sigma\phi_2$ 为二次项. 相位项分别表示如下:

$$\Sigma\phi_c = -\frac{4\pi}{c}R[2f_0 + (N-1)\Delta f] \\ + \frac{4\pi}{c}v\left[f_0NT_r + \frac{4f_0R}{c} + \frac{2(N-1)\Delta fR}{c}\right] \\ + \frac{2\pi}{c}a\left[\frac{4f_0R^2}{c^2} + f_0\left(\frac{2R}{c} + NT_r\right)^2 + 4(N-1)\Delta f\frac{R^2}{c^2}\right] \quad (13)$$

$$\Sigma\phi_1 = \frac{4\pi}{c}v[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_r \cdot n \\ + \frac{2\pi}{c}a\left[8f_0\frac{R}{c} + 4(2N-1)\Delta f\frac{R}{c} + (2f_0 + N\Delta f)NT_r\right]T_r \cdot n \quad (14)$$

$$\Sigma\phi_2 = \frac{2\pi}{c}a[2f_0 + (3N-1)\Delta f]T_r^2 \cdot n^2 \quad (15)$$

由式(12)可知, $s_m(t, n)$ 为径向加速度 a 的二次相位信号, 对于多项式相位信号可以利用多项式相位变换的方法估计各阶相位系数^[13], 根据文献^[14], 首先估计二次相位系数, 对二次相位项进行补偿, 然后估计一次相位系数. 因此本文首先估计二次相位系数, 即求得加速度估值 \hat{a} ; 其次, 利用 \hat{a} 对加速度 a 进行补偿后, 进一步估计一次相位系数, 即求得速度估值 \hat{v} , 由式(14)及式(15)可知, 速度估计受加速度补偿误差的影响.

3.1 加速度估计

计算 $s_m(t, n)$ 的二阶瞬时矩可得:

$$P[s_m(t, n), \tau] = s_m(t, n)s_m^*(t, n - \tau) = |A|^4 \cdot \exp(j\Delta\phi_n) \quad (16)$$

其中, τ 为时延, 取 $\tau = \frac{N}{2}$, 二阶瞬时矩相位为原信号和延时信号的相位差, $\Delta\phi_n = \Delta\phi_c + \Delta\phi_1$, $\Delta\phi_c$ 为常数项, $\Delta\phi_1$ 为一次相位项, $n \in (\frac{N}{2}, N-1)$. 相位项分别表示如下:

$$\Delta\phi_c = \frac{2\pi}{c}v[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_rN \\ + \frac{\pi}{c}a\left[2f_0\frac{4R}{c} + (2N-1)\Delta f\frac{4R}{c} + NT_r(2f_0 + N\Delta f)\right]T_rN \\ - \frac{\pi}{2c}a[2f_0 + (3N-1)\Delta f]T_r^2N^2 \quad (17)$$

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{c}a[2f_0 + (3N-1)\Delta f]T_r^2N \cdot n \quad (18)$$

由式(16)可知, $P[s_m(t, n), \tau]$ 的 FFT 处理结果为高阶模糊函数, 当 $\tau = N/2$ 时, 相位系数估计精度最高^[14]. 由于 $P[s_m(t, n), \tau]$ 为单频信号, 高阶模糊函数最大值处可求得加速度估计值 \hat{a} . 工程上利用补零 FFT 提高频域分辨率, 即提高 a 的估计精度, 考虑计算量一般取 $4N$ 补零 FFT^[1]. 则 a 估计精度和估计范围分别为:

$$\Delta a = \frac{c}{4N^2[2f_0 + (3N-1)\Delta f]T_r^2} \quad (19)$$

$$a \in \left(-\frac{c}{2N[2f_0 + (3N-1)\Delta f]T_r^2}, \frac{c}{2N[2f_0 + (3N-1)\Delta f]T_r^2}\right) \quad (20)$$

由式(8)和式(19)可知, 加速度估计精度满足其二次补偿精度要求. 由式(20)可知, 加速度估计范围很大, 一般不会出现加速度模糊. 当雷达 PRF 很小及频率步进数 N 较大时, 加速度估计范围较小, 可能出现加速度模糊, 但这种情况是极少出现的^[7].

3.2 速度估计

根据 $s_m(t, n)$ 对径向速度 v 进行估计, 必须消除加速度 a 的影响. 式(14)又可表示为:

$$\Sigma\phi_1 = (\Sigma\phi_1)_v + (\Sigma\phi_1)_a \quad (21)$$

其中:

$$(\Sigma\phi_1)_v = \frac{4\pi}{c}v[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_r \cdot n$$

$$(\Sigma\phi_1)_a = \frac{2\pi}{c}a$$

$$\cdot \left[2f_0\frac{4R}{c} + (2N-1)\Delta f\frac{4R}{c} + NT_r(2f_0 + N\Delta f)\right]T_r \cdot n$$

由式(15)和式(21)可知, 加速度造成一次相位项 $(\Sigma\phi_1)_a$ 和二次相位项 $\Sigma\phi_2$, 利用 \hat{a} 对 a 进行补偿, 误差满足 $|a - \hat{a}| < \Delta a$. 下面分析加速度补偿误差对速度估计的影响.

首先, 利用 \hat{a} 对 a 进行补偿产生二次相位项误差

满足:

$$|\Sigma\phi_2|_{\text{err}} < \frac{2\pi}{c}\Delta a[2f_0 + (3N-1)\Delta f]T_r^2 \cdot N^2 = \frac{\pi}{2} \quad (22)$$

则二次相位项 $\Sigma\phi_2$ 可忽略, $s_m(t, n)$ 近似为单频信号.

其次, 对 a 补偿产生一次相位项误差进行分析. 取

$$R = R_{\max} = \frac{cT_r}{2}, \text{ 则一次相位项为}$$

$$(\Sigma\phi_1)_a = \frac{2\pi}{c}a[2(N+2)f_0 + (N^2+4N-2)\Delta f]T_r^2 \cdot n,$$

因此, 一次相位项误差应满足:

$$|(\Sigma\phi_1)_a|_{\text{err}} < \frac{2\pi}{c}\Delta a[2(N+2)f_0 + (N^2+4N-2)\Delta f]T_r^2 \cdot N \quad (23)$$

代入 Δa 可得:

$$|(\Sigma\phi_1)_a|_{\text{err}} = \frac{\pi}{2} \frac{2N^2f_0 + [4Nf_0 + N(N^2+4N-2)\Delta f]}{2N^2f_0 + N^2(3N-1)\Delta f} \approx \frac{\pi}{2} \quad (24)$$

则一次相位项 $(\Sigma\phi_1)_a$ 可忽略.

由上分析可得, 式(14)可近似为 $\Sigma\phi_1 = (\Sigma\phi_1)_v$, 则式(12)可表示为:

$$\begin{aligned} s_m(t, n) &= A^2 \cdot \exp\{j[\Sigma\phi_c + (\Sigma\phi_1)_v]\} \\ &= A^2 \cdot \exp\left\{j\Sigma\phi_c + j\frac{4\pi}{c}v[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_r \cdot n\right\} \end{aligned} \quad (25)$$

$s_m(t, n)$ 的 FFT 处理结果最大值处可求得速度估计值 \hat{v} , 估计精度和范围为:

$$\Delta v = \frac{c}{2N[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_r} \quad (26)$$

$$v \in \left(-\frac{c}{4[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_r}, \frac{c}{4[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_r}\right) \quad (27)$$

由式(6)和式(26)可知, 速度估计精度满足其一次补偿精度要求. 速度估计范围较小, 不满足式(27)时, 将出现速度模糊.

4 基于距离像对比度解速度模糊

目标高速运动产生径向速度 v 一般都很大, v 不满足式(27)的无模糊测速范围, 将出现速度模糊, 必须对速度估值进行解模糊.

目标径向速度 v 又可表示为:

$$v = M \cdot V_{\text{amb}} + v_{\text{real}} \quad (28)$$

其中, M 即模糊速度倍数, 为某一常数; $V_{\text{amb}} =$

$$\frac{c}{4[2f_0 + (2N-1)\Delta f]T_r}, \text{ 由式(27)确定; } v_{\text{real}} \in (-V_{\text{amb}},$$

$V_{\text{amb}})$, 由第 3 节速度估计方法获得, 假设速度估值为 \hat{v} , 误差为 v_{err} , 则 $v_{\text{real}} = \hat{v} + v_{\text{err}}$.

可定义解模糊速度估值为 $\hat{v}(m) = m \cdot V_{\text{amb}} + \hat{v}$, m 为

整数, 以 $\hat{v}(m)$ 对目标速度 v 进行补偿. 由式(28)可知, 当 $m = M$ 时, 速度补偿误差为 $|v_{\text{err}}|$; 当 $m \neq M$ 时, 速度补偿误差为 $|v_{\text{err}} + (M-m) \cdot V_{\text{amb}}|$, 由式(26)及式(27)可知, $|v_{\text{err}}| \leq \Delta v \ll V_{\text{amb}}$. 因此, $\hat{v}(M)$ 速度补偿后, 目标合成距离像的聚焦效果远好于 $\hat{v}(m)$ ($m \neq M$) 补偿效果.

文献[6,7]利用图像对比度作为成像聚焦效果的定量标准, 对运动目标合成距离像和 ISAR 像进行速度和加速度估计及补偿, 成功实现成像自聚焦. 本文利用图像对比度衡量 $\hat{v}(m)$ 速度补偿后合成距离像聚焦效果的好坏, 从而实现对 $\hat{v}(m)$ 解速度模糊, 确定 M 取值.

设 $I[\hat{v}(m), l]$ 为速度补偿后的合成距离像, 其中, ($l = 0, 1 \cdots N-1$), 则合成距离像对比度定义为:

$$C(m) = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ I^2[\hat{v}(m), l] - \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} I^2[\hat{v}(m), l] \right\}^2}}{\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} I^2[\hat{v}(m), l]} \quad (29)$$

因此, $C(m)$ 随 $\hat{v}(m)$ 补偿误差的减小而增大, 当 $m = M$ 时, 补偿误差最小, $C(m)$ 取得最大值. $C(m)$ 在补偿误差最小时出现全局最大值, 在最大值附近呈现良好的凸性, 随着补偿误差的增大, 会出现局部最大值的多模特性, 文献[6]讨论了图像对比度这些特性, 这里不再赘述.

假设雷达测量目标的最大速度为 V_{max} , 根据式(28), m 的可能取值为 $|m| < \text{fix}(V_{\text{max}}, V_{\text{amb}}) + 1$, fix 表示相除取整. 对 m 进行搜索, 当 $C(m)$ 取得最大值时, 可求得 m 取值, 从而求得 M 值, 确定解模糊速度估值.

5 仿真实验

雷达系统参数设置为: 载频 $f_0 = 5.2\text{GHz}$, 步进频 $\Delta f = 5\text{MHz}$, 脉冲步进数 $N = 128$, 脉冲时宽 $T_p = 8\mu\text{s}$, 脉冲重复周期 $T_r = 80\mu\text{s}$. 如图 2 所示, 目标距雷达初始距离 $R = 10\text{km}$, 代入雷达参数, 由式(6~8)可得 $|\Delta v|_1 < 1.4\text{m/s}$, $|\Delta v|_2 < 5.72\text{m/s}^2$, $|\Delta a|_2 < 137.5\text{m/s}^2$, 可见, 对于高速运动目标, 一般必须考虑加速度的影响. 由第 3

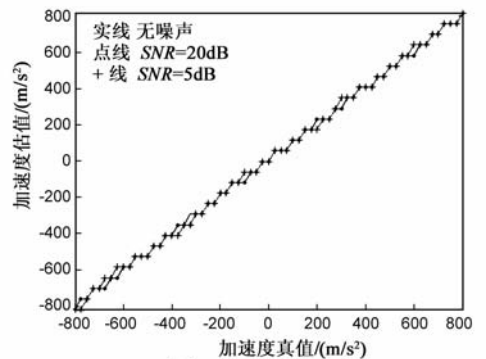


图2 加速度估计曲线

部分可知,加速度及速度估计精度和范围分别为: $\Delta a = 58.1\text{m/s}^2$ 、 $a \in (-14868.5\text{m/s}^2, 14868.5\text{m/s}^2)$ 、 $\Delta v = 1.25\text{m/s}$ 及 $v \in (-80.3\text{m/s}, 80.3\text{m/s})$ 。

5.1 加速度及速度估计仿真

在径向加速度为 $a \in (-800\text{m/s}^2, 800\text{m/s}^2)$ 范围内进行 1000 次 Monte-Carlo 仿真实验。从图 2 和图 3 可知,当 $\text{SNR} = 20\text{dB}$ 时,加速度估计和无噪声情况下基本重合,加速度估计误差小于其估计精度 $\Delta a = 58.1\text{m/s}^2$,当 SNR 下降 15dB 即 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 时,加速度估计误差增大,但仍基本小于估计精度 $\Delta a = 58.1\text{m/s}^2$,满足加速度二次补偿精度要求。因此加速度估计误差与第 3.1 部分理论分析相符,抗噪性能好。

不考虑速度模糊,在径向速度 $v \in (-80\text{m/s}, 80\text{m/s})$ 范围内,进行 1000 次 Monte-Carlo 仿真实验。图 4 (a)和图 5(a)为加速度估计误差对速度估计的影响。由图可知加速度误差造成速度估计误差小于 1m/s ,也小于速度一次补偿精度,加速度估计误差影响可忽略,

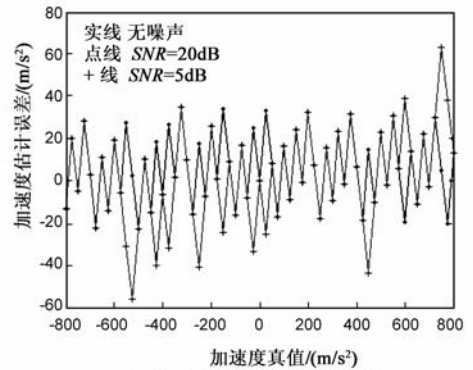


图3 加速度估计误差曲线

这与第 3.2 部分理论分析是一致的。对速度估计仍可采用 $4N$ 补零 FFT 提高速度估计精度,其精度为 0.31m/s 。图 4(b)和图 5(b)为 $a = 0$ 时,不同信噪比对速度估计的影响。由图可知, $\text{SNR} = 20\text{dB}$ 时,速度估计曲线与无噪声时估计曲线基本重合,估计误差小于 0.2m/s ,当 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 时,速度估计误差仍较小,小于 0.3m/s 。

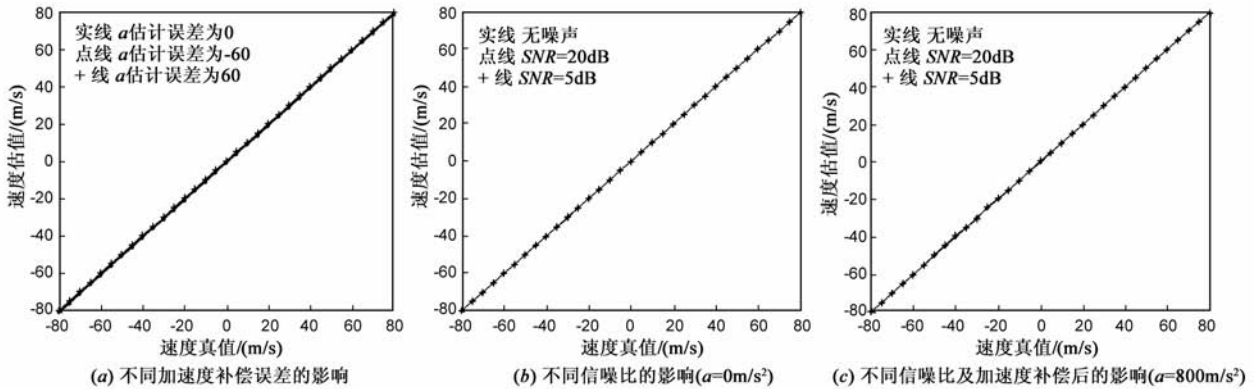


图4 速度估计曲线

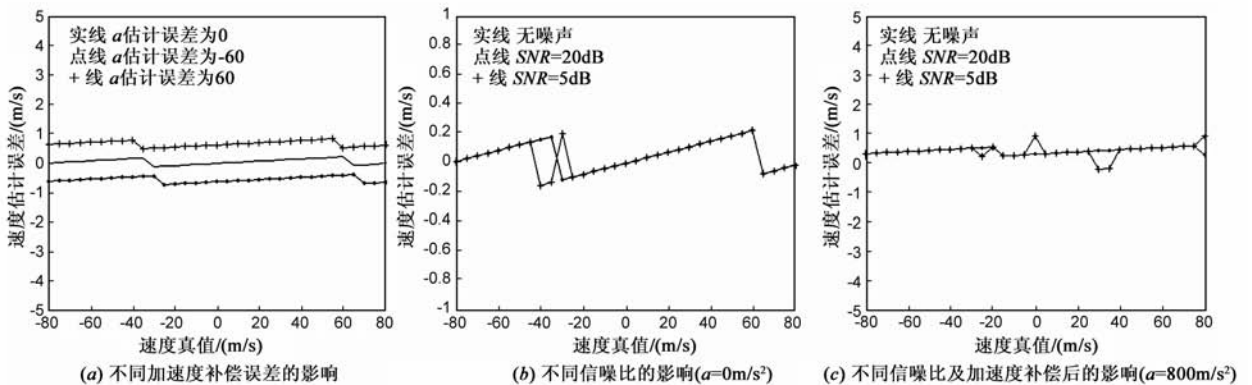


图5 速度估计误差曲线

图 4(c)和图 5(c)为 $a = 800\text{m/s}^2$ 时,在不同信噪比情况下,先对加速度进行估计及补偿后,速度估计及速度误差曲线。由图可知, $\text{SNR} = 20\text{dB}$ 时,速度估计曲线与无噪声时估计曲线基本重合,估计误差小于 0.5m/s ,当 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 时,速度估计误差仍较小,基本小于 1.0m/s ,仍满足速度一次补偿精度要求。

总之,仿真实验证明:加速度估计满足其二次补偿精度要求,加速度估计及补偿误差对速度估计影响很小,速度估计满足其一次补偿精度要求,而且加速度及速度估计抗噪性能好。

5.2 解速度模糊仿真

设目标径向速度 $v = 5000\text{m/s}$,由式(28)知, $v =$

$5000\text{m/s} = 21.4\text{m/s} + 62 \cdot V_{\text{amb}}$, 解模糊速度倍数 $M = 62$, 一般情况下可取 $V_{\text{max}} = 10000\text{m/s}$, 则 $m \in (-125, 125)$.

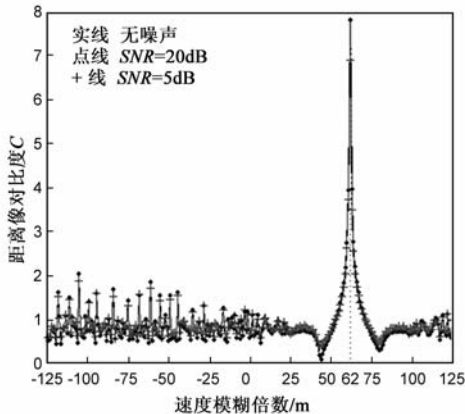


图6 距离像对比度曲线

由加速度补偿及速度估计后,进行解速度模糊.由图6可知,在无噪声及 $\text{SNR} = 20\text{dB}$ 时,距离像对比度曲线基本重合,在 $m = 62$ 处取得最大值;当 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 时,距离像对比度峰值有所下降,但仍在 $m = 62$ 处取得最大值.因此,基于距离像对比度解速度模糊方法抗噪性能好.

最后,从计算量上考虑,加速度及速度估计分别只需一次 FFT 处理即可得到各自估值;对于解速度模糊,取 $V_{\text{max}} = 10000\text{m/s}$ 时,解速度模糊需要 250 次求距离像的计算,即使 V_{max} 更大,即需要几百次 FFT 处理,用 TS201 芯片处理也只需要约几百微妙的时间;因此加速度和速度估计方法及解速度模糊算法运算量小,满足工程实时处理需要.

6 结束语

本文采用负正调频步进信号,提出了基于多项式相位变换的加速度和速度估计方法和基于距离像对比度解速度模糊方法,从而实现了对高速运动目标加速度实时估计及补偿、速度的精确估计以及解模糊,解决了调频步进信号处理中运动估计及补偿的关键问题.仿真结果表明本文方法对高速运动目标的适应性,具有相当的工程应用价值.

参考文献:

[1] 袁昊天,文树梁,程臻.调频步进信号高速运动目标径向速度精确测量技术研究[J].电子学报,2009,37(3):649-653.
Yuan H T, Wen S L, Cheng Z. Accurate velocity measurement of high speed moving target about stepped-frequency chirp signal[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(3): 649-653. (in Chinese)
[2] 龙腾,毛二可,何佩琨.调频步进雷达信号分析与处理

[J].电子学报,1998,26(12):84-88.
Long T, Mao E K, He P K. Analysis and processing of modulated frequency stepped radar signal[J]. Acta Electronica Sinica, 1998, 26(12): 84-88. (in Chinese)
[3] T J Abatzoglou, G O Gheen. Range, radial velocity, and acceleration MLE using radar LFM pulse train[J]. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 1998, 34(4): 1-4
[4] H Y Chen, Y X Liu, W D Jiang, G R Guo. A new approach for synthesizing the range profile of moving targets via stepped-frequency waveforms[J]. IEEE Geosci Remote Sens Lett, 2006, 3(3): 406-409.
[5] H Y Chen, Y X Liu, W D Jiang, G R Guo. Mathematics of synthesizing range profile[J]. IEEE Trans Signal Process, 2007, 55(5): 1950-1955.
[6] M Martorella, F Berizzi, B Haywood. Contrast maximization based on technique for 2-D ISAR autofocusing[J]. IEE Proc-Radar Sonar Navig, 2005, 152(4): 253-262
[7] F Berizzi, M Martorella, A Capria. A contrast-Based algorithm for synthetic range-profile motion compensation[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2008, 46(10): 3053-3061
[8] 毛二可,龙腾,韩月秋.频率步进雷达数字信号处理[J].航空学报,2001,22(增刊):16-24.
Mao E K, Long T, Han Y Q. Digital signal processing of stepped frequency radar[J]. Acta aeronautica Et Astronautica Sinica, 2001, 22(Sup): 16-24. (in Chinese)
[9] 徐成发,高梅国,原浩娟.基于搜索的步进雷达信号速度补偿算法[J].北京理工大学学报,2008,28(4):360-363.
Xu C F, Gao M G, Yuan H J. Velocity compensation method based on search for step frequency radar[J]. Transactions of Beijing Institute of Tech, 2008, 28(4): 360-363. (in Chinese)
[10] 张群,张涛,张守宏.运动目标环境下的调频步进信号分析[J].西安电子科技大学学报(自然科学版),2001,28(2):220-224.
Zhang Q, Zhang T, Zhang S H. Study of the chirp modulated by a stepped frequency for a moving target[J]. Journal of Xi-dian University, 2001, 28(2): 220-224. (in Chinese)
[11] 刘铮,刘宏伟,张守宏.正负步进频率编码信号及其处理[J].信号处理,1999,15(sup):21-25.
Liu Zheng, Liu Hong-wei, Zhang Shou-hong. Up-down step frequency coded signal and its process[J]. Signal Processing, 1999, 15(sup): 21-25. (in Chinese)
[12] Yuan H T, Cheng Z, Wen S L, Peng J. Study on radar target imaging and velocity measurement simultaneously based on step frequency waveforms[A]. Asia and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar[C]. Huangshan: IEEE Press, 2007. 404-407
[13] S Peleg, B Friedlander. Multicomponent signal analysis using

the polynomial phase transform[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic System, 1996, 32(1): 378 - 387.

[14] S Barbarossa, A Scaglione, G B Giannakis. Product high-order

ambiguity function for multicomponent polynomial signal modeling[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1998, 46(3): 691 - 708.

作者简介:



吴 亮 男, 1983 年 10 月生于江西修水. 现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生, 研究方向为 ISAR 成像及电子干扰对抗等. 联系地址: 湖南长沙国防科技大学电子科学与工程学院空间信息技术研究所.

E-mail: liang915wu@163.com.



杨德贵 男, 1978 年 4 月生于四川崇州. 副研究员, 现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生, 目前研究方向为红外图像处理、模式识别及目标特性等.

E-mail: ah_gui@sina.com.



魏玺章 男, 1976 年出生于河北吴桥. 博士, 副教授. 研究领域是信息融合、雷达目标识别等, 联系地址: 湖南长沙国防科技大学电子科学与工程学院空间信息技术研究所.

E-mail: liweier@sina.com.



黎 湘 男, 1967 年出生于湖南长沙. 工学博士, 国防科技大学教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员. 主要从事精确制导、信息融合、目标识别等领域的研究工作.

E-mail: xiangli@nudt.edu.cn.