

加速运动目标的双频比相测距算法研究

曹延伟^① 江志红^②

^①(第二炮兵装备研究院第二研究所 北京 100085)

^②(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文分析了目标机动时加速度对多频连续波雷达双频比相测距造成的影响,提出了一种基于局部解线性调频的实时加速度补偿算法。详细介绍了该算法的原理,分析了它的运算量,并通过仿真实验将它与 DAF 加速度估计和补偿方法进行了对比,仿真结果证明了该算法的可行性和有效性。

关键词: 多频连续波雷达; 目标检测; 局部解线性调频; 加速度补偿

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)12-2858-05

Research on Algorithm of Dual Frequency Ranging for Target with Acceleration

Cao Yan-wei^① Jiang Zhi-hong^②

^①(Equipment Academy of the Second Artillery, Beijing 100085, China)

^②(School of Electron. Sci. and Eng., Nat. Univ. of Defence Tech., Changsha 410073, China)

Abstract: This paper analyses the influence of acceleration on dual frequency ranging of multiple frequency CW radar, a new real-time acceleration correction algorithm based on partial dechirping is introduced. Principles and computational costs of the algorithm are discussed in details, and it is also compared with acceleration estimation and correction algorithm based on DAF, simulation results prove its feasibility and validity.

Key words: Multiple frequency CW radar; Target detection; Partial dechirping; Acceleration correction

1 引言

多频连续波雷达具有测速、测距精度高等优点,在靶场等领域得到了广泛的应用。多频连续波雷达基于双频比相测距,它以FFT频谱分析技术为基础实现对距离的精确测量。现代军事目标,如飞机、导弹等,不但具有较高的速度,还具有较高的加速度,这类目标在机动时,雷达回波信号成为线性调频(LFM)信号。经FFT运算后,由于加速度引起的二次相位项造成了频谱的展宽,输出信噪比降低。而双频比相测距的精度^[1]为 $[c/(4\pi\Delta f)]/[1/(\sqrt{\text{SNR}})]$,其中 c 为光速, Δf 为双频频差,SNR为输出信噪比。因此,在目标机动情况下,连续波雷达测距精度会降低。另一方面,频谱扩展导致谱峰值的降低,使得谱峰的搜索和检测变得困难,在高加速度、低信噪比的情况下,谱峰的搜索甚至有可能发生错误,此时的测距结果将会出现比较大的误差。

为提高连续波雷达的测距精度,必须进行加速度补偿。而加速度补偿的关键在于准确估计出加速度值的大小,也就是估计回波信号的线性调频斜率。针对加速度引起的二次相位信号的最优检测和参数估计问题,很多学者提出了相应的算法。文献[2]给出了线性调频信号参数最大似然估计的一种快速算法;文献[3-5]采用离散多项式变换(DPT)的方法估

计多普勒变化率;文献[6]利用离散模糊函数(DAF)法对 LFM 信号的参数进行估计,指出了运用该方法估计参数的最低信噪比门限;文献[7]采用离散 Chirp-Fourier 变换对 LFM 信号的线性调频率进行估计。上述方法用于实际最大的问题在于算法复杂,运算量大,难以实时处理,有的方法对信噪比的要求也比较高。针对多频连续波雷达双频比相测距时的加速度补偿问题,本文提出了一种基于局部解线性调频的实时加速度补偿算法,该方法具有算法简单、运算量小、便于实时实现等特点,并通过仿真实验将它和文献[6]中的 DAF 加速度估计和补偿方法进行了对比。

2 局部解线性调频算法

局部解线性调频算法的基本思想是:在多频连续波雷达实际测量中,目标机动时频谱展宽主要影响目标速度附近很窄的一段多普勒频谱。因此,在粗略估计出目标的速度后,可以利用频率细化技术对所关心的频率进行更精细的分析,提取完全包含加速度信息的时域信号,然后利用加速度模板进行局部的解线性调频,从而准确估计出加速度,实现加速度补偿。因为参与解线性调频的数据量少,因而可以大大降低运算量,可用于实时加速度补偿。它主要包括以下几个关键技术和步骤。

2.1 复调制 Zoom-FFT 算法

局部频率细化技术(又称 Zoom 技术)是一种集高的频率分辨率和快速性于一体的 FFT 分析技术。在诸多的频率细

化算法中, 复调制 Zoom-FFT 算法能对任意给定频率附近的频谱进行细化, 且实现方法简单, 在工程中得到了广泛的应用。图 1 给出了复调制 Zoom-FFT 算法的原理框图。

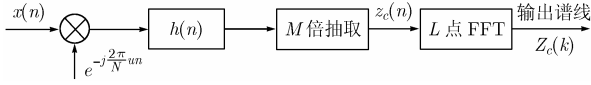


图 1 复调制 Zoom-FFT 算法原理框图

该算法将原始输入序列 $x(n)$ 通过复调制、低通滤波、抽取、FFT 等处理后得到一段感兴趣的频谱。假定所关心的是谱线号为 u (其对应频率为 $f_c = uf_s/N$) 附近的 L 根谱线, 抽取比为 $M = N/L$, N 为 FFT 点数, $h(n)$ 为理想低通滤波器冲激响应, 则可以证明^[8,9], 最终输出频谱 $Z_c(k)$ 和输入频谱 $X(k)$ 之间满足如下关系式:

$$Z_c(k) = X(k+u), \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (1)$$

由式(1)可以看出, L 点序列 $z_c(n)$ 的离散傅里叶变换实际上是输入的 N 点序列 $x(n)$ 的离散傅里叶变换在谱线号为 u 的附近频谱的局部细化值。

2.2 待补偿时域信号的提取

在连续波雷达实际比相测距的过程中, 首先要进行谱峰搜索, 在获得谱峰相位后再进行比相测距。但由于目标的机动, 目标多普勒频率的展宽, 此时搜索到的谱峰只是目标多普勒频率对应谱线的粗略估计, 通过比相测得的目标距离也存在较大误差。另一方面, 目标在机动时, 频谱的展宽只影响多普勒频率附近很窄的一段频谱, 因此在搜索到谱峰以后, 可以将谱峰附近的一段频谱提取出来, 进行更加精细的分析, 以提取出目标的加速度信息然后进行补偿。

在目标没有加速度的情况下, 得到的离散零中频信号^[10]为

$$x(n) = e^{j(\omega_d n - 2\pi f_0 \cdot 2R_0/c)}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中 $\omega_d = 2\pi f_d T_s$, f_d 为目标多普勒频率, T_s 为采样周期, R_0 为目标初始时刻的距离, f_0 为雷达工作频率, c 为光速。 $x(n)$ 的 FFT 结果为

$$X(k) = e^{j\left[\left(\omega_d - \frac{2\pi k}{N}\right) \frac{N-1}{2} - \frac{2\pi f_0 \cdot 2R_0}{c}\right]} \frac{\sin(N/2)(\omega_d - 2\pi k/N)}{\sin(1/2)(\omega_d - 2\pi k/N)}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (3)$$

由式(3)可知, 谱峰处对应着目标多普勒频率, 并有

$$v_r = (1/2)(k_p/N)\lambda f_s \quad (4)$$

其中 v_r 为目标径向速度, k_p 为谱峰对应的谱线号, N 为 FFT 点数, λ 为雷达工作波长, f_s 为采样频率。在目标机动的情况下, 由式(4)得到的速度值只是对目标实际速度值的一个粗略测量, 由于加速度而展宽的谱线一定集中在谱峰附近。因此, k_p 附近的谱线就是需要进一步细化分析的谱线, 这些谱线包含了目标加速度的所有信息, 可以将其提取并转换到时域进行补偿。

假定目标以加速度 a 沿径向作匀加速直线运动, 则由于

目标机动引起的多普勒频率展宽为 $\Delta f_d = 2\Delta v/(c/f_0) = 2af_0NT_s/c$ 。考虑到 FFT 分析的谱分辨率 $F = f_s/N$, 由加速度引起的谱线展宽数近似为

$$M = \Delta f_d/F = 2aN^2T_s^2f_0/c \quad (5)$$

为了提取待补偿的时域信号:

第 1 步 选择 $X(k_p - L/2 + 1) \sim X(k_p + L/2)$ 范围内的谱线, L 为总共要细化分析的谱线数, 它可以根据式(5), 即由加速度引起的谱线展宽数来确定。 L 的值受加速度最大变化范围, 采样频率 f_s 和 FFT 点数 N 等参数的影响。当然, 在选择 L 的数值时应该比式(5)得到的值稍大, 以充分包含目标加速度信息。另外, 为了方便后续的局部 FFT 处理和逆 FFT 谱分析, L 应选为 2 的整数次幂。

第 2 步 将 $X(k)$ 左移 m 根谱线, 其中 $m = k_p - L/2 + 1$, 得到新的离散频谱 $Y(k)$:

$$Y(k) = X(k+m), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

第 3 步 将 $Y(k)$ 经过理想低通数字滤波器, 得到频谱 $Z(k)$:

$$Z(k) = Y(k), \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (7)$$

第 4 步 对 $Z(k)$ 直接进行逆傅氏变换 (IFFT), 得到 $Z(k)$ 对应的时域序列 $z(n)$:

$$z(n) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} Z(k)W_L^{-nk}, \quad n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (8)$$

式(8)所得到的 $z(n)$ 即是用于局部解线性调频所需的时域信号。它完全包含了目标运动的加速度信息, 图 2 给出了局部待补偿时域信号产生框图。根据上文的分析, 对比图 2 和图 1 可知, 图 1 中序列 $z_c(n)$ 的频谱 $Z_c(k)$ 本质上是输入频谱 $X(k)$ 的局部频谱, 如式(1)所示, 这和图 2 中先求 $x(n)$ 频谱 $X(k)$, 然后经过谱线搬移, 低通滤波取出感兴趣的局部频谱本质上是一致的, 图 2 中 $z(n)$ 的频谱 $Z(k)$ 和图 1 中 $z_c(n)$ 的频谱 $Z_c(k)$ 均是输入频谱 $X(k)$ 的局部频谱。

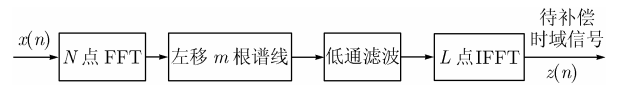


图 2 局部待补偿时域信号产生框图

2.3 加速度模板的生成

对于与雷达初始距离为 R_0 , 径向初速度为 v_0 , 以径向加速度 a 飞向雷达的目标, 其回波经过混频、采样等处理后得到的 N 点离散零中频信号为^[10]

$$s(n) = e^{j\left[2\pi f_0 \frac{a n^2}{c f_s^2} + 2\pi f_0 \frac{2v_0 n}{c f_s} - 2\pi f_0 \frac{2R_0}{c}\right]}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

其中 f_0 为雷达发射频率, f_s 为采样频率, c 为光速, N 为 FFT 点数。加速度的补偿实际上就是要消除式(9)中二次相位项的影响, 从式(9)可以看出, 要消除加速度的影响只需将式(9)中的 $s(n)$ 乘以补偿序列 $M_c(n)$, 其中

$$M_c(n) = e^{-j2\pi f_0 \frac{a}{c} \frac{n^2}{f_s^2}}, n = 0, \dots, N-1 \quad (10)$$

将这种用于消除加速度影响而生成的序列称为加速度模板。为了降低运算量,采用局部补偿的办法。由图 2 可知,在获得了待补偿的时域信号 $z(n)$ ($n = 0, 1, \dots, L-1$) 后,下面需要的就是生成用于补偿 $z(n)$ 的局部加速度模板。对比图 1 和图 2 可知,图 1 中的 $z_c(n)$ 和图 2 中的 $z(n)$ 完全相等。由图 1 中 $z_c(n)$ 的产生过程可知,局部加速度模板实际上是对式(10)中 $M_c(n)$ 的 M 倍抽取,即

$$M(n) = e^{-j2\pi f_0 \frac{a}{c} \frac{n^2}{(f_s/M)^2}}, n = 0, \dots, L-1 \quad (11)$$

这里 $M = N/L$ 为抽取比, N 为 FFT 点数, L 为所要提取的谱线根数。 f_s 为采样频率, a 为目标加速度。利用局部加速度模板 $M(n)$ 就可以实现对 $z(n)$ 的补偿。

2.4 基于局部解线性调频的加速度补偿实现

图 2 中得到的待补偿的时域信号 $z(n)$ 包含了目标运动的加速度信息,局部解线性调频就是利用局部加速度模板对 $z(n)$ 进行补偿,效果最好的那个加速度模板所对应的加速度值就是所估计的目标加速度值。

假设对应加速度 a_i 的局部加速度模板为 $M_i(n)$,它按照式(11)生成,则补偿后的序列为

$$z_i(n) = z(n)M_i(n), n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (12)$$

其 FFT 为

$$Z_i(k) = \sum_{n=0}^{L-1} z_i(n)W_L^{nk}, k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (13)$$

对其进行谱峰搜索,得到 L 根谱线中的最大值 $|Z_i(k)|_{\max}$ ($0 \leq k \leq L-1$)。若总共有 l 个模板,对每个模板都进行相同的运算,得到一组最大值数据 $|Z_i(k)|_{\max}$ ($1 \leq i \leq l$)。然后再对这组数据进行搜索,得到它们的最大值。若 $i = j$ 时, $|Z_i(k)|_{\max}$ 取最大值,则由 j 的值可确定补偿效果最好的加速度模板。利用 $M_j(n)$ 对完全包含加速度信息的时域信号 $z(n)$ 进行补偿,对补偿后的数据根据式(13)做 L 点 FFT,得到 $Z_j(k)$,后续的比相测距计算都基于 $Z_j(k)$ 。

a_i 的选取可以按照以下两个原则来进行。第一,根据雷达系统被测目标的具体情况,在加速度最大变化范围内按照一定的间隔来选取 a_i 。若加速度的变化范围为 $-a_{\max} \sim a_{\max}$,则加速度间隔应选为 $\Delta a = 2a_{\max}/l$ 。从 $-a_{\max}$ 开始,每隔 Δa 就产生一个加速度模板,直至 a_{\max} 。第二,从完全补偿的角度而言,根据式(5)由 Δa 引起的谱线展宽数应小于 1。在实际的系统中,若 Δa 太小,则补偿 $-a_{\max} \sim a_{\max}$ 范围内的所需要的加速度模板数目增多,增加了运算量和系统实时处理的难度, Δa 太大又会影响补偿的效果。因此,要综合考虑补偿效果和系统要求后折衷确定 Δa 。

通过上面的分析经计算可知,除了生成 l 个模板的运算可以离线完成外,基于局部解线性调频的实时加速度补偿算法所需的复数乘法次数总共为

$$[(l+1)L/2]\log_2 L + (3/2l)L + (N/2)\log_2 N + N/2 \quad (14)$$

所需的复数加法次数总共为

$$(l+1)L\log_2 L + N\log_2 N \quad (15)$$

这里 l 为加速度模板数, N 为 FFT 点数, L 为需进行精细分析的谱线数。由上面的公式可知,局部解线性调频最主要的运算量来自 FFT。 L 的选取和由加速度引起的谱线展宽数密切相关,而在 f_s 一定的情况下,只有 N 较大情况下加速度造成的谱线展宽才比较明显,因而通常情况下, L 远小于 N ,因此局部解线性调频的运算量是比较小的。

3 仿真实验

3.1 不同加速度下的双频比相测距仿真实验

现假定距离雷达 150m 远处有一目标,作匀加速直线运动朝雷达飞来,目标初速度 $v_0 = 50\text{m/s}$ 。目标加速度 a 取 3 个数值,分别为 0, $5g$ 和 $10g$, $g = 9.8\text{m/s}^2$ 。现仿真产生零中频信号

$$x^{f_0}(n) = e^{j\left(2\pi f_0 \frac{a}{c} T_s^2 n^2 + 2\pi f_0 \frac{2v_0 T_s}{c} n - 2\pi f_0 \frac{2R_0}{c}\right)} + w_0(n) \quad (16)$$

$$x^{f_1}(n) = e^{j\left(2\pi f_1 \frac{a}{c} T_s^2 n^2 + 2\pi f_1 \frac{2v_0 T_s}{c} n - 2\pi f_1 \frac{2R_0}{c}\right)} + w_1(n) \quad (17)$$

其中采样频率 $f_s = 40\text{kHz}$,发射信号 f_0 的频率为 10GHz ,双频频差为 750kHz ,双频测距对应的最大不模糊距离为 200m 。采样点数 $N = 2048$,观测时间 $T_p = 51.2\text{ms}$ 。 $w_0(n)$ 和 $w_1(n)$ 为均值为 0 的高斯白噪声,输入信噪比在 $-10\text{dB} \sim 10\text{dB}$ 范围内变化,每次变化 2dB ,对应每个输入信噪比作 1000 次蒙特卡罗仿真实验,仿真结果如图 3~图 5 所示。

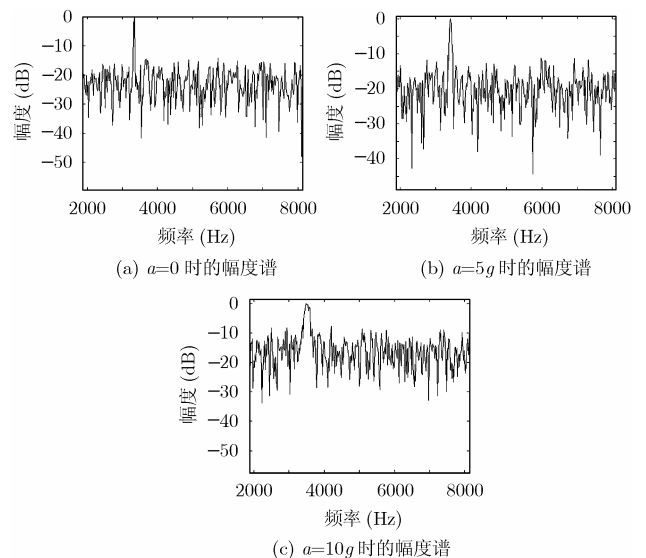


图 3 输入信噪比为 -10dB 时,不同加速度下的幅度谱

图 3 给出的是输入信噪比为 -10dB 时,目标加速度分别为 0, $5g$, $10g$ 3 种情况下的幅度谱。从图中可以看出,在没有加速度的情况下,目标多普勒频率对应的谱峰很尖锐。但随着目标机动加速度的增大,频谱展宽和能量泄漏的现象

越

来越严重, 在 $a = 10g$ 的情况下, 在目标多普勒频率附近甚至出现了多个谱峰, 这将给谱峰搜索和距离等参数的测量引入较大误差。距离和输出信噪比测量结果分别如图 4 和图 5 所示。从图 4 和图 5 可以看出, 目标机动加速度越大, 双频比测距的误差就越大, 输出信噪比越低。在低信噪比、高加速度的情况下, 这种情况尤其突出, 距离的测量误差比较大, 输出信噪比也比较低。对比图 3 中的(a)~(c)图还可以看出, 在目标机动的情况下, 加速度只影响目标多普勒频率附近很窄的一段频谱, 造成了频谱的展宽, 而对其它部分的频谱影响不大。

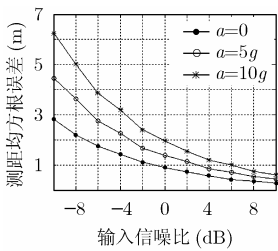


图 4 不同加速度下的测距结果

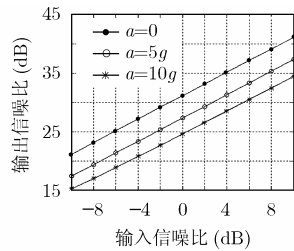


图 5 不同加速度下的输出信噪比结果

3.2 高信噪比下加速度补偿仿真实验

在下文的加速度仿真实验中, 假定目标径向加速度为固定值 $a = 10g$, 其余仿真条件包括目标运动状况、采样频率、采样点数、双频比相测距所用参数等都和 3.1 节中的仿真实验相同。按照式(16)和式(17)模拟产生零中频信号, 分别采用基于局部解线性调频的实时加速度补偿算法和文献[6]中的 DAF 加速度估计和补偿方法进行加速度补偿仿真。局部解线性调频加速度补偿算法的有关仿真参数为: 局部补偿点数为 $L = 128$, 设定加速度模板在 $-15g \sim 15g$ 范围内变化, 每隔 $0.5g$ 计算一次加速度模板并进行加速度补偿。假定输入信噪比在 $-6dB \sim 10dB$ 范围内变化, 对应每个输入信噪比作 1000 次蒙特卡罗仿真实验, 仿真结果如图 6 所示。

图 6 给出的是 $-6dB \sim 10dB$ 输入信噪比下基于局部解线性调频的实时加速度补偿算法(图中简称局部补偿)和 DAF 加速度估计和补偿方法(图中简称 DAF 补偿)仿真结果。图 6(a), 6(b), 6(c)分别给出的是加速度估计均方根误差、输出信噪比、测距误差结果。对比图 4、图 5 和图 6 可以看出, 采用基于局部解线性调频的加速度补偿法进行补偿后, 输出信噪比和距离测量精度都得到了提高。从图 6 中还可以看到, 在高输入信噪比下, 局部加速度补偿法加速度估计精度比 DAF 法高, 输出信噪比和距离测量精度也略优于 DAF 法。

3.3 低信噪比下加速度补偿仿真实验

降低输入信噪比, 使其在 $-12dB \sim -7dB$ 范围内变化, 其余仿真条件和 3.1 节相同, 仿真结果如图 7 所示。图 7 给出

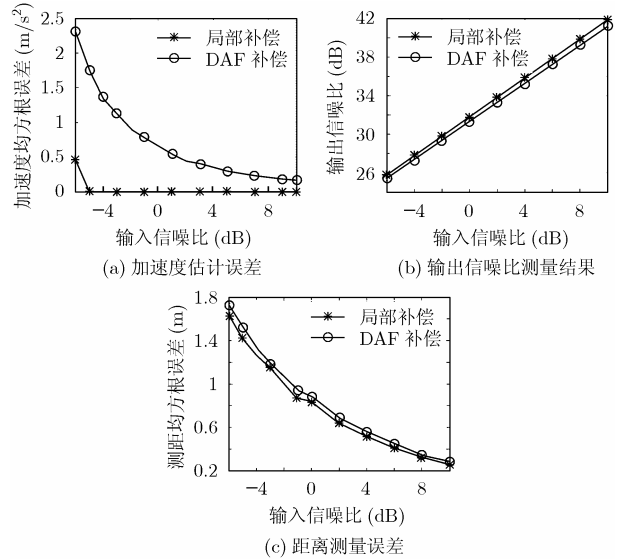


图 6 高信噪比下加速度补偿仿真结果

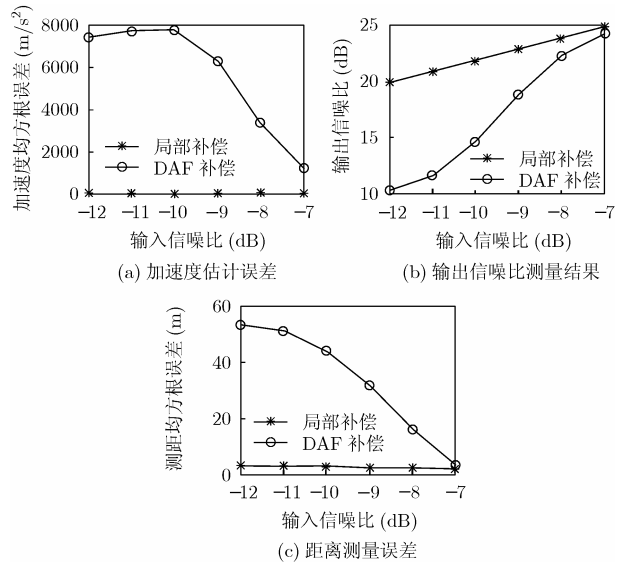


图 7 低信噪比下加速度补偿仿真结果

补偿法和 DAF 加速度补偿方法仿真结果。图 7(a), 7(b), 7(c)的 $-12dB \sim -7dB$ 输入信噪比下局部解线性调频的加速度补偿分别给出的是加速度估计均方根误差、输出信噪比、测距误差结果。从图中可以看出, 在低输入信噪比下, DAF 法加速度估计误差和距离测量误差都比较大, 且输入信噪比越低, 加速度估计误差越大, 输出信噪比越低, 距离测量误差也越大。相比之下, 基于局部解线性调频的加速度补偿法仍保持了较高的加速度估计精度和距离测量精度, 这说明 DAF 加速度估计和补偿法对输入信噪比要求较高。根据文献[6]进行的理论计算也表明, 在上述仿真条件下, DAF 加速度估计法对输入信噪比的最低门限要求为 $-7.39dB$, 当输入信噪比低于此门限时, 加速度估计和补偿都将引入较大误差, 这和 3.1 节及 3.2 节的仿真结果是一致的。

4 结束语

目标的机动会造成连续波雷达测距精度的降低, 针对该问题本文提出了一种基于局部解线性调频的加速度补偿算法。该算法采用局部频率细化技术, 利用加速度模板实现加速度补偿。采用该算法补偿后, 连续波雷达双频比相测距的精度得到了较大提高, 但其运算量却很小, 在低信噪比下保持了较高的加速度估计和补偿精度, 因此在实际系统中有着很高的应用价值。

参 考 文 献

- [1] (美) M. I. 斯科尔尼克著, 林茂庸等译. 雷达系统导论. 北京: 国防工业出版社, 1992: 79-82.
- [2] Abatzoglou T J. Fast maximum likelihood joint estimation of frequency and frequency rate [J]. *IEEE Tran. on AES*, 1986, 22(6): 708-715.
- [3] Peleg S, Porat B and Friedlander B. The Discrete Polynomial Transform(DPT), its properties and applications. Conference Record of the Twenty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers(IEEE), Pacific Grove, California, USA, 1991: 116-120.
- [4] Peleg S and Friedlander B. The discrete polynomial-phase transform. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(8): 1901-1914.
- [5] Angeby J. Statistical analysis of polynomial phase signal parameter estimates based on structured auto-regressive modeling. 8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing, Corfu Greece, June 1996: 444-447.
- [6] Peleg S and Porat B. Linear FM signal parameter estimation from discrete-time observations. *IEEE Trans. on AES*, 1991, 27(4): 607-616.
- [7] Xia X G. Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation. *IEEE Trans. on signal processing*, 2000, 48(11): 3122-3133.
- [8] Hoyer E A and Stork R F. The zoom FFT using complex modulation. *IEEE Proc.* 1977, ICASSP, May 1977: 78-81.
- [9] 李玉柏等. 基于多相分解滤波器实现的局部频率细化. *电子测量与仪器学报*, 2000, 14(3): 26-31.
- [10] 曹延伟. 多频连续波雷达跟踪控制器设计及相关理论和算法研究. [博士论文], 长沙: 国防科技大学, 2005.

曹延伟: 男, 1976 年生, 博士, 助理研究员, 研究方向为现代信号处理、雷达信号处理等.

江志红: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为现代信号处理.