论 文

弹道中段目标回波平动补偿与微多普勒提取

杨有春^{①②*}, 童宁宁^①, 冯存前^①, 贺思三^①, 李松^①, 程冬^③^① 空军工程大学导弹学院, 三原 713800^② 中国人民解放军 94994 部队, 南京 210000^③ 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071

* 通信作者. E-mail: kj-yye@163.com

收稿日期: 2012-04-26; 接受日期: 2012-06-09

国家自然科学基金青年项目 (批准号: 61102109) 和陕西省自然科学基金 (批准号: 2010JQ8007) 资助项目

摘要 该文针对弹道目标回波微多普勒过大或过小时平动补偿和微多普勒提取问题, 提出了一种时域处理方法. 该方法通过多级延迟共轭相乘处理实现平动补偿, 通过调整延迟时间实现微多普勒缩放, 并根据信号能量差异使用 Hough 变换进行各信号分量的逐次分离和微多普勒的逐次提取. 理论分析和仿真实验均表明: 本文方法可以有效进行多分量弹道目标复合运动回波信号平动补偿和微多普勒提取, 显著提高雷达探测微动结构的能力.

关键词 弹道目标 微多普勒 平动补偿 延迟共轭相乘 Hough 变换

1 引言

弹道中段目标存在自旋、锥旋和进动等微动, 这些微动产生的微多普勒特征为弹道目标识别提供了新的突破口^[1~3]. 近年来国内外学者针对微多普勒提取问题进行了大量的研究, 陈行勇^[2]用一阶时间条件矩法和峰值提取法提取了旋转散射点的微多普勒, 但是只适用于单分量信号, 且信噪比较低时误差很大. Stankovic^[4]和 Zhang^[5]根据微多普勒在时频面中的结构, 构建了基于 TFD-Hough 的微动信号参数化处理框架. 刘进^[6]提出了基于时频脊线和随机 Hough 变换的微多普勒快速估计方法, 克服了标准 Hough 变换计算量、存储量大的不足. 参数化方法可以实现多分量信号多普勒的高精度提取, 但是对多普勒建模精度要求高. 目标运动由平动与微动复合而成, 平动的存在使得回波多普勒结构的精确建模十分困难, 即使模型已知, Hough 变换多维参数搜索计算量巨大, 必须进行平动补偿处理.

目前, 对平动高精度补偿的研究少见公开报道, 高红卫^[7,8]分析了速度和加速度对微多普勒的影响, 提出了基于频谱重排和模板的平动补偿方法, 但是频谱重排方法对信噪比特别敏感, 不适用于高噪声条件下的平动补偿; 模板法本质上是一种匹配处理, 补偿精度和计算量依赖于模板的构造. 刘进^[6]将高阶模糊图函数引入平动和微动复合运动回波信号处理中, 实现了平动和微动参数的估计, 但是该方法只能用于单分量信号. 此外, 若微多普勒带宽大于雷达可探测多普勒带宽, 上述方法均不适用, 即使平动被完全补偿, 微多普勒在时频面中的折叠也使 Hough 变换法失效; 若微多普勒带宽与雷达可探测多普勒带宽相比很小, Hough 变化提取误差较大甚至无法分辨, 必须进行微多普勒的缩放处理.

引用格式: 杨有春, 童宁宁, 冯存前, 等. 弹道中段目标回波平动补偿与微多普勒提取. 中国科学: 信息科学, 2013, 43: 1172–1182, doi: 10.1360/112011-1160

针对弹道中段进动目标回波平动补偿与微多普勒缩放问题, 本文提出了一种基于多级延迟共轭相乘处理的时域处理方法. 该方法通过多级延迟共轭相乘处理解决平动补偿问题, 根据缩放增益和相移与延迟时间的关系, 通过调整延迟时间实现微多普勒缩放, 并利用信号分量能量差异实现各分量信号的逐次分离与微多普勒提取.

2 回波信号模型

设弹体中存在 N 个散射点, 第 i 个散射点的平动和微动复合运动距离函数可以表示为

$$r_i = r_{tr} + r_{mmi}, \quad (1)$$

其中, 平动距离函数 r_{tr} 对应于平动弹道的径向距离分量. 在观测时间内, r_{tr} 可以用 P 阶多项式近似表示为^[6]

$$r_{tr}(t) \approx \sum_{i=0}^P a_i \frac{t^i}{i!}, \quad (2)$$

其中 a_i 为多项式参数.

诱饵通常设计为旋转对称的锥体. 为了提高弹头再入攻击时的机动性和机动突防能力, 弹头可能会具有尾翼或不对称的设计. 但是在中段, 为了降低弹头的可识别性, 弹头通常被与诱饵外形相似的包络球包裹^[9]. 理论分析和暗室实验证明^[10]: 旋转对称目标回波的微动部分只是锥旋调制, 自旋不对称信号调制作贡献. 微动距离函数 r_{mmi} 为常数分量与角频率为 ω_c 的正弦变化分量之和^[2,5]

$$r_{mmi} = l_i \sin(\omega_c t + \phi_i) + r_i, \quad (3)$$

其中 l_i 和 ϕ_i 分别为第 i 个散射点的微距离变化幅度和相位, r_i 为常数分量.

若雷达发射载波频率为 f , 脉冲重复周期为 T_r 的单频脉冲信号, 则回波基带信号可以表示为

$$\begin{aligned} s_b(t) &= \sum_{i=1}^N \sigma_i \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} r_i \right] = \exp \left(j \frac{4\pi f}{c} r_{tr} \right) \sum_{i=1}^N \sigma_i \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} r_{mmi} \right] \\ &= S_T(t) \sum_{i=1}^N S_{M_i}(t) = S_T(t) S_M(t), \end{aligned} \quad (4)$$

其中 c 为光速, σ_i 为散射系数, N 为散射点个数. 回波基带信号由两部分组成: $S_T(t)$ 由平动决定, 可以近似为多项式相位信号; $S_M(t)$ 由微动决定, 如果忽略常数部分, 或者将常数部分归于平动相位, 可以近似为多分量正弦相位信号.

3 延迟共轭相乘处理

根据 (4) 式, 将 t 时刻与 $t + \Delta t$ 时刻回波基带信号共轭相乘得

$$s_b^1(t) = s_b(t + \Delta t) s_b^*(t) = [S_T(t + \Delta t) S_T^*(t)] * \left[\sum_{i=1}^N S_{M_i}(t + \Delta t) \sum_{j=1}^N S_{M_j}^*(t) \right] = S_T^1(t) S_M^1(t), \quad (5)$$

其中 $S_T^1(t)$ 是平动部分的一级延迟共轭相乘处理结果,

$$\begin{aligned} S_T^1(t) &= \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \sum_{i=0}^P a_i \frac{(t + \Delta t)^i - t^i}{i!} \right] = \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{l=i+1}^P \frac{l! (\Delta t)^{l-i}}{i! (l-i)!} a_l \frac{t^i}{i!} \right] \\ &= \exp \left(j \frac{4\pi f}{c} \sum_{i=0}^{P-1} a_i^1 \frac{t^i}{i!} \right), \end{aligned} \quad (6)$$

a_i^1 是一级延迟共轭相乘处理后的多项式系数. 经一级延迟共轭相乘处理, 平动部分信号仍为多项式相位信号, 但是多项式零阶分量得到完全抑制, 且多项式降低一阶. $S_M^1(t)$ 为微动信号部分的一级延迟共轭相乘处理结果,

$$\begin{aligned} S_M^1(t) &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N S_{M_i}(t + \Delta t) S_{M_j}^*(t) \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sigma_i \sigma_j \exp \left\{ j \frac{4\pi f}{c} \{ l_i \sin[\omega_c(t + \Delta t) + \phi_i] - l_j \sin(\omega_c t + \phi_j) \} \right\} \\ &= \sum_{n=1}^{N^2} \sigma_n^1 \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} l_n^1 \sin(\omega_c t + \phi_n^1) \right], \end{aligned} \quad (7)$$

其中

$$n = i + (j - 1)N, \quad (8)$$

$$\sigma_n^1 = \sigma_i \sigma_j, \quad (9)$$

$$l_n^1 = \sqrt{l_i^2 + l_j^2 - 2l_i l_j \cos(\omega_c \Delta t + \phi_i - \phi_j)}, \quad (10)$$

$$\phi_n^1 = \arctan \frac{l_i \cos(\omega_c \Delta t + \phi_i) - l_j \cos \phi_j}{l_i \sin(\omega_c \Delta t + \phi_i) - l_j \sin \phi_j}. \quad (11)$$

经延迟共轭相乘处理后, 微动分量数增多, 但是各分量仍具有正弦相位. 定义 $i = j$ 和 $i \neq j$ 时的 $S_{M_n}^1(t)$ 分别为延迟共轭相乘处理的自项和交叉项. 交叉项是不同散射点微动信号间的耦合, 不具有实际意义. 自项不存在耦合, (10) 式和 (11) 式具有更简单的形式

$$l_k = 2 \sin \left(\frac{\omega_c \Delta t}{2} \right) l_i, \quad (12)$$

$$\phi_k = \phi_i + \frac{\omega_c \Delta t - \pi}{2}. \quad (13)$$

经一级延迟共轭相乘处理后, 自项相位幅度上存在一个增益因子 $A = 2 \sin(\omega_c \Delta t / 2)$, 初始相位产生 $\Delta \phi = (\omega_c \Delta t - \pi) / 2$ 的相移.

类似的, 经 k 阶延迟共轭相乘处理后, 平动部分为

$$S_T^k(t) = \exp \left(j \frac{4\pi f}{c} \sum_{i=0}^{P-k+1} a_i^{k-1} \frac{(t + \Delta t)^i - t^i}{i!} \right) = \exp \left(j \frac{4\pi f}{c} \sum_{i=0}^{P-k} a_i^k \frac{t^i}{i!} \right), \quad (14)$$

其中 $a_i^0 = a_i$. 微动部分存在大量无意义的交叉项, 自项共 N 项, 第 i 个散射点回波的自项为

$$S_{M_i}^k(t) = (\sigma_i)^k \exp \left\{ j \frac{4\pi f}{c} [l_i^{k-1} \sin(\omega_c t + \omega_c \Delta t + \phi_{n_{k-1}}) - l_i^{k-1} \sin(\omega_c t + \phi_i^{k-1})] \right\}$$

$$= (\sigma_i)^k \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} l_i^k \sin(\omega_c t + \phi_i^k) \right], \quad (15)$$

其中 $l_i^k = A l_i^{k-1} = A^k l_i$, $\phi_i^k = \phi_i^{k-1} + (\omega_c \Delta t - \pi)/2 = \phi_i + k(\omega_c \Delta t + \pi)/2$. 经 P 级延迟共轭相乘处理后, 信号自项分量为

$$s_b^P(t) = \exp \left(j \frac{4\pi f}{c} a_p \right) \sum_{i=1}^N (\sigma_i)^P \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} A^P l_i \sin \left(\omega_c t + \phi_i + P \frac{\omega_c \Delta t - \pi}{2} \right) \right], \quad (16)$$

平动多项式相位信号部分已经只剩下一个常数相位分量, 对信号瞬时多普勒没有贡献, 可以认为平动相位已完全补偿. 微动信号部分仍是正弦调频信号, 不同的是正弦相位的幅度和初相发生了可定量计算的变化. 多级延迟共轭相乘处理可以在保证微动部分相位结构不变的情况下实现平动相位的逐级抵消, 同时可以根据缩放增益 A 与延迟时间的定量关系对微多普勒进行定量缩放.

4 微多普勒缩放与提取

定义经多级延迟共轭相乘处理后的信号自项的瞬时频率为伪微多普勒 (pseudo micro-Doppler, pmD), 则由 (3) 式和 (16) 式可得经 P 级延迟共轭相乘处理后第 i 个散射点的伪微多普勒与微多普勒的关系为

$$\begin{aligned} f_{\text{pmD}_i}(t) &= \frac{2f}{c} \left[2 \sin \left(\frac{\omega_c \Delta t}{2} \right) \right]^P l_i \omega_c \cos \left(\omega_c t + \phi_i + P \frac{\omega_c \Delta t - \pi}{2} \right) \\ &= A^P |f_{\text{mD}_i}(t + T_{\text{shift}})| \operatorname{Re} \left\{ \exp \left[j \left(\varphi + P \frac{\omega_c \Delta t - \pi}{2} \right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\operatorname{Re}(\cdot)$ 表示取实部运算. 伪微多普勒是微多普勒的缩放和相移, 延迟共轭相乘处理不仅可以实现平动补偿, 而且通过合理的选择延迟时间来调整增益的大小还可以实现微多普勒的放大或缩小, 且缩放的倍数和时移的大小可以由延迟时间 Δt 确定, 当 $\Delta t = T_c/2$ 时, 单级放大增益取最大值 2, 当 $\Delta t = 1/F_r$ 时, 增益最小. 若 P 级延迟共轭相乘处理后所需达到的微多普勒缩放增益 $A^P = A_g$, 则延迟时间

$$\Delta t = \frac{T_c}{\pi} \sin^{-1} \frac{\sqrt[P]{A_g}}{2}, \quad (18)$$

当 $A_g = 1$ 时, $\Delta t = T_c/6$, 伪微多普勒与真实微多普勒只存在一个 $\Delta\phi = P(\omega_c \Delta t - \pi)/2$ 的相移.

(17) 式表明, 若能够提取各信号分量的伪微多普勒, 则可根据延迟时间计算得到的缩放增益和相移计算微多普勒的参数. 但是, 由 (7) 式可知 P 级延迟共轭相乘处理会使多分量信号产生约 $N^{2^P} - N$ 个交叉项, 且均具有正弦相位, 这些交叉项的干扰使得自项分量的参数很难确定. 通常, 目标散射点的散射强度大小不同, 不失一般性, 假设 $\sigma_1 > \sigma_2 > \cdots > \sigma_N$, 则由 (9) 式可知, 经延迟共轭相乘处理后, 散射最强的散射点对应信号的自项分量在所有分量中仍然最强 ($\sigma_1^2 > \sigma_i \sigma_j, i + j > 2$). 因此, 对处理后信号的时频面进行 Hough 变换正弦检测的参数空间中峰值点对应参数即为最强散射点信号对应伪微多普勒的参数, 进而可以根据延迟共轭相乘处理产生的幅度和相位变化关系确定最强分量微动参数.

假定提取到的最强散射点微动参数为 $\hat{l}_1$ 和 $\hat{\phi}_1$, 重构强散射点微动信号

$$\hat{S}_{M_1} = \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \hat{l}_1 \sin(\omega_c t + \hat{\phi}_1) \right], \quad (19)$$

使用重构信号补偿回波信号中的最强散射点微动信号可得

$$s_1(t) = s_b(t)\hat{S}_{M_1}^* = S_T(t) \sum_{i=1}^N S_{M_i}(t) * \hat{S}_{M_1}^* = S_T(t) \sum_{i=1}^N \sigma_i \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \Delta l_i \sin(\omega_c t + \Delta \phi_i) \right], \quad (20)$$

其中

$$\Delta l_i = \sqrt{l_i^2 + \hat{l}_1^2 - 2l_i\hat{l}_1 \cos(\phi_i - \phi_1)}, \quad (21)$$

$$\Delta \phi_i = \arctan \frac{l_i \cos(\phi_i) - \hat{l}_1 \cos \hat{\phi}_1}{l_i \sin(\phi_i) - \hat{l}_1 \sin \hat{\phi}_1}, \quad (22)$$

Hough 变换法得到的微动参数误差很小, $\Delta l_1 \approx 0$, (21) 式中第一个散射点回波多普勒中只剩余平动分量, 在时频面中体现为多项式曲线, 其余散射点多普勒仍为多项式与正弦曲线的合成形式. 因此, 可以使用 Hough 变换法检测信号 $s_1(t)$ 时频面中的 $P-1$ 阶多项式曲线估计平动参数.

若提取到的平动参数为 $\hat{a}_i (i = 1, 2, \dots, P)$, 重构平动信号

$$\hat{S}_T(t) = \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \sum_{i=1}^P \hat{a}_i \frac{t^i}{i!} \right], \quad (23)$$

用其对 $s_1(t)$ 进行补偿得

$$\begin{aligned} s_2(t) = s_1(t)\hat{S}_T^*(t) = \exp \left\{ j \frac{4\pi f}{c} \left[\sum_{i=1}^P (a_i - \hat{a}_i) \frac{t^i}{i!} + \sum_{i=P+1}^{\infty} a_i \frac{t^i}{i!} \right] \right\} \\ \times \sigma_1 \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \Delta l_1 \sin(\omega_c t + \Delta \phi_1) \right] \times \sum_{i=2}^N \sigma_i \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \Delta l_i \sin(\omega_c t + \Delta \phi_i) \right], \end{aligned} \quad (24)$$

易知第一、二部分是由近似误差和参数估计误差引起的低频分量, 对 $s_2(t)$ 进行高通滤波处理得

$$s_3(t) \approx \sum_{i=2}^N \exp \left[j \frac{4\pi f}{c} \Delta l_i \sin(\omega_c t + \Delta \phi_i) \right], \quad (25)$$

此时得到的信号是被强分量信号补偿后的剩余分量信号, 利用强分量微动信号 $\hat{S}_{M_1}$ 对其进行反向补偿处理可得

$$s_4(t) = s_3(t)\hat{S}_{M_1} \approx \sum_{i=2}^N S_{M_i}. \quad (26)$$

上述处理方法实现了最强分量微多普勒的提取及其微动信号的有效分离.

分离出剩余微动信号后, 根据次强分量的缩放指标设定延迟时间继续进行延迟共轭相乘处理, 并逐次进行提取与信号分量分离处理, 最终实现所有信号分量微多普勒的缩放与提取. 算法的基本流程为:

- (1) 根据微动周期的大致范围, 设定延迟时间 Δt 对 $s_b(t)$ 进行 P 级延迟共轭相乘处理得 $s'(t)$, 对 $s'(t)$ 进行周期估计得锥旋周期 $\hat{T}_c$;
- (2) 根据需要放大或缩小的倍数 A_g 和微动周期 $\hat{T}_c$ 计算延迟时间 Δt , 以 Δt 为延迟对 $s_b(t)$ 进行 P 级延迟共轭相乘处理得 $s''(t)$;
- (3) 对 $s''(t)$ 进行时频分析, 进而对时频面进行 Hough 变换正弦检测提取最强分量对应伪微多普勒的参数;

图 1 回波 Gabor 时频面

Figure 1 Gabor transform of the original echo

图 2 补偿前归一化自相关函数

Figure 2 Unitary autocorrelation function before compensation

(4) 根据延迟时间与缩放增益和相移的关系确定微动参数 $\hat{l}_1$ 和 $\hat{\phi}_1$, 重构微动信号 $\hat{S}_{M_1}$, 并用其对 $s_b(t)$ 进行补偿处理得 $s_1(t)$;

(5) 对 $s_1(t)$ 进行时频分析, 进而对时频面进行 Hough 变换 $P-1$ 阶多项式曲线检测得平动参数 $\hat{a}_i$, 并重构平动信号 $\hat{S}_T(t)$;

(6) 用 $\hat{S}_T(t)$ 对 $s_1(t)$ 进行补偿处理得信号 $s_2(t)$, 经高通滤波处理得信号 $s_3(t)$;

(7) 用 $\hat{S}_{M_1}$ 对 $s_3(t)$ 进行反向补偿处理得 $s_4(t)$, 对 $s_4(t)$ 中的最强分量继续进行缩放、提取和分离处理, 直到所有分量微多普勒提取完毕或者剩余能量达到设定的门限。

5 仿真实验

设探测雷达为载频为 $f = 12$ GHz 的 X 波段雷达, 脉冲重复频率 $F_r = 4$ kHz, 锥旋频率 $f_c = 2.83$ Hz, 散射点为锥顶散射点 S_1 和底面边沿散射点 S_2 , 散射点坐标、弹体尺寸以及其余平动和微动参数数据参见文献 [11,12], $\sigma_1 = 1$, $\sigma_2 = 0.7$, 最弱分量对应信噪比为 3 dB. 弹道目标中段只有地球引力的作用, 弹道平缓, 文献 [2,12] 的研究均表明, 平动距离函数近似为三阶多项式已经能够满足精度要求, 三级延迟共轭相乘处理即可实现平动补偿。

弹道目标速度很大, 回波信号多普勒通常大于雷达最大可探测多普勒, 此时需进行粗补偿处理以使信号多普勒频谱中心搬移到零频附近, 粗补偿方法参见文献 [11]. 图 1 是粗补偿后回波的 Gabor 时频面, 瞬时多普勒在时频面不仅存在平移和倾斜, 而且存在折叠. 图 2 是复合运动回波的归一化自相关函数, 由于平动的调制作用, 复合运动回波信号不再具有微动信号的周期性。

微动周期的高精度估计是实现微多普勒缩放的前提, 为了估计微动周期, 根据锥旋周期的大致范围设定 $\Delta t = T_c/6$ 或任意设定延迟时间进行延迟共轭相乘处理, 这里取 $\Delta t = 0.05$ s. 处理后信号的归一化自相关函数如图 3 所示, 与处理前信号相比具有明显的周期性. 使用 CAUTOC-CAMDF 法 [13] 估计得到的锥旋频率 $\hat{f}_c = 2.825$ Hz 与真实值接近. 确定信号周期后, 令 $A_g = 1$, 得 $\Delta t = T_c/6$ 进行延迟共轭相乘处理, 处理后信号的 Gabor 时频面如图 4 所示. 多分量信号的延迟共轭相乘处理出现了大量的交叉项, 且这些交叉项的瞬时多普勒均具有正弦变化规律, 形成了对信号自项分量的干扰, 妨碍了各散射点微动参数的提取。

使用分辨率为 $0.005 \text{ m} \times 0.005 \text{ rad}$ 的 Hough 变换对延迟共轭相乘处理后的时频面进行正弦检测,

图 3 补偿后归一化自相关函数

Figure 3 Unitary autocorrelation function after compensation

图 4 延迟共轭相乘处理后时频面

Figure 4 Gabor transform after delayed and conjugated multiplication

图 5 Hough 变换正弦检测

Figure 5 Sinusoid detection by Hough transform

图 6 强分量微动信号补偿后时频面

Figure 6 Gabor transform after the compensation of strong scatter micro-motion signal

如图 5 所示, 参数空间中可以分辨出三个分量的信号成分, 其余分量由于能量相对很小无法分辨. 其中最强分量对应的伪微多普勒参数为 $\hat{l}=0.57$ m, $\hat{\varphi}=331.74^\circ$, 根据延迟时间计算得到的增益和相移为 1 和 180° , 进而得到最强分量微动参数 $\hat{l}_1=0.57$ m, $\hat{\varphi}_1=151.74^\circ$, 估计结果与 S_1 点微动参数 $l_1=0.5759$ m, $\varphi_1=151.50^\circ$ 一致. 根据估计的最强分量微动参数重构最强分量微动信号, 并用其对回波信号进行补偿, 补偿后信号的时频面如图 6 所示. 最强分量微动补偿后, 原信号中的最强分量只剩下平动部分, 图 6 中的较亮的斜线分量, 其中微弱的起伏是参数估计误差引起的. 其余分量的多普勒曲线仍是多项式曲线与正弦曲线的复合.

使用分辨率为 0.005 m/s $\times 0.005$ m/s 2 的 Hough 变换直线检测方法对图 5 的时频面进行处理得参数空间如图 7 所示, 参数空间的峰值点附近有大的旁瓣是因为估计误差使得图 6 中平动多普勒曲线仍存在微弱的正弦起伏, 进而使得平动参数在真实参数附近产生了积累. 但是这并不影响参数有效估计, 提取得到的平动参数 $\hat{a}_1=-1.65$ m/s, $\hat{a}_2=3.21$ m/s 2 与真实值 $a_1=-1.65$ m/s, $a_2=3.27$ m/s 2 接近. 用估计的平动参数重构平动信号, 并用其对剩余信号进行平动补偿, 补偿后信号的时频面如图 8 所示, 此时已经分辨不出平动的存在.

图 9 是图 8 时频面的 Hough 变换正弦检测结果, 可见参数空间中出现了两个伪峰, 未能实现正确有效的积累, 这是因为 S_2 点的微多普勒带宽超过了雷达最大可探测多普勒带宽, 在时频面产生了折

图 7 Hough 变换直线检测

Figure 7 Beeline detection by Hough transform

图 8 剩余微动信号时频面

Figure 8 Gabor transform of the remain micro-motion signal

图 9 Hough 变换正弦检测

Figure 9 Sinusoid detection by Hough transform

图 10 缩放处理后时频面

Figure 10 Gabor transform after zooming processing

叠效应, 破坏正弦结构, 如图 8 所示. 这时必须对微多普勒进行缩放处理, 设 $A_g = 0.5$, 根据 (20) 式得 $\Delta t = 0.0459$ s, 进行延迟共轭相乘处理得到信号的时频面如图 10 所示. 与原信号瞬时多普勒相比, 延迟共轭相乘处理后微多普勒变小, 消除了折叠效应, 其中的多处截断是补偿处理中的高通滤波引起的.

对图 10 时频面使用 Hough 正弦检测得到参数空间如图 11 所示, 可见补偿误差和高通处理造成了弱信号分量的畸变, 但是其在参数空间仍具有很好的积累特性. 提取得到的伪微多普勒参数为 $\hat{l} = 0.74$ m 和初相 $\hat{\varphi} = 259.55^\circ$, 根据延迟时间计算得到的增益 0.5 和相移 160.14° , 进而得到最强分量微动参数为 $\hat{l}_2 = 1.48$ m, $\hat{\varphi}_2 = 99.41^\circ$, 提取结果与 S_2 点微动参数 $l_2 = 1.4847$ m, $\varphi_2 = 99.55^\circ$ 一致. 前述仿真结果表明, 延迟共轭相乘处理在补偿了平动的同时实现了微多普勒的有效缩放.

为了衡量微多普勒估计的精度, 引入均方根误差指标

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{MN} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M [f_{\text{mD}_i}(j) - \hat{f}_{\text{mD}_i}(j)]^2}, \quad (27)$$

其中 M 为信号采样点数. 不同原始信噪比条件下, 使用 Hough 变换正弦检测得到的微多普勒均方根误差 (50 次 Monte-Carlo 仿真) 如图 12 所示. 在时频面中, 多级延迟共轭相乘处理中的相乘运算产生

图 11 Hough 变换正弦检测

Figure 11 Sinusoid detection by Hough transform

图 12 算法的信噪比性能

Figure 12 Influence of SNR to the result of the algorithm

的信号与噪声交叉分量将使信号能量泄漏为噪声分量, 使处理后的信号信噪比降低. 但是, 时频分析信号处理本身就具有抑制噪声的能力, 在原始信噪比较高, 处理级数较少情况下, 这种处理对信噪比的降低是可以接受的. 当信噪比大于 3dB 时, 估计误差收敛至约 22Hz, 在几个分辨单元以内, 具有很高的精度.

上述仿真中, 在利用最强分量微动参数补偿原信号进而提取平动参数时, 最强分量不需要缩放. 如果最强分量存在折叠, 则同样可以根据周期设定缩放程度, 进而完成补偿与进一步的处理. 此外, 若微多普勒带宽相对雷达的多普勒测量带宽范围太小, 也不利于参数的高精度提取, 此时需要对微多普勒进行放大处理, 其基本原理与缩小处理相同, 由于篇幅限制, 这里不作仿真分析.

6 结束语

本文针对弹道目标回波微多普勒过大或过小时平动补偿和微多普勒提取问题, 提出了一种时域处理方法. 首先给出了弹道目标中段平动与微动的信号模型; 然后分析了延迟共轭相乘处理的平动补偿和微多普勒缩放原理; 最后利用最强散射点信号经处理后在所有分量中仍最强这一特性, 通过 Hough 变换检测与强分量分离处理, 实现了微多普勒的逐次缩放与提取. 本文方法在平动补偿时不需要对平动的精确建模, 在微多普勒提取时可以实现缩放, 大幅提高了雷达探测微多普勒的能力.

大型旋翼飞行器, 如直升机的旋翼产生微多普勒可达上百千赫兹, 低重频雷达获得的信号频域将产生严重的折叠, 需要进行缩小处理; 微型旋翼飞行器 (如无人机) 的微多普勒可能低至几十赫兹, 需要进行放大处理. 本文提出的方法也为这些目标的微多普勒特征分析提供了一个有效工具.

参考文献

- 1 Chen V C. Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study. IEEE T Aero Elec Sys, 2006, 42: 2-21
- 2 Chen H Y. Research on feature extraction and parameters estimation for radar targets with micro-motions. Ph.D. dissertation. Changsha: National University of Defence Technology, 2006 [陈行勇. 微动目标雷达特征提取技术研究. 博士学位论文. 长沙: 国防科学技术大学, 2006]

- 3 Ler P, Wang J, Sun J. Analysis of radar micro-Doppler signatures from rigid targets in space based on inertial parameters. *IET Radar Sonar Nav*, 2011, 5: 93–102
- 4 Stankvic L, Djurovic I, Thayaparan T. Separation of target rigid body and micro-Doppler effects in ISAR imaging. *IEEE T Aero Elec Sys*, 2006, 42: 1496–1506
- 5 Zhang Q, Guan H, Guo Y, et al. Separation of micro-Doppler signal using an extended Hough transform. In: *Proceedings of International Conference on Communications, Circuits and Systems*, Guilin, 2006. 361–365
- 6 Liu J. Radar signal parameter estimation and physical feature extraction of micro-motion targets. Ph.D. dissertation. Changsha: National University of Defence Technology, 2010 [刘进. 微动目标雷达信号参数估计与物理特征提取. 博士学位论文. 长沙: 国防科学与技术大学, 2010]
- 7 Gao H W, Xie L G, Wen S X, et al. Research on the influence of velocity on micro-Doppler and its compensation. *Aerospace Electron Warfare*, 2008, 24: 46–50 [高红卫, 谢良贵, 文树梁, 等. 速度对微多普勒的影响及其补偿研究. 航天电子对抗, 2008, 24: 46–50]
- 8 Gao H W, Xie L G, Wen S X, et al. Research on the influence of acceleration on micro-Doppler and its compensation. *J Astronautics*, 2009, 30: 705–711 [高红卫, 谢良贵, 文树梁, 等. 加速度对微多普勒的影响及其补偿研究. 宇航学报, 2009, 30: 705–711]
- 9 Lu W L. Ballistic missile defense technology. Beijing: China Astronautic Publishing House, 2007 [陆伟宁. 弹道导弹攻防对抗技术. 北京: 中国宇航出版社, 2007]
- 10 Liu J, Wang X S, Ma L, et al. Experimental study on dynamic scattering properties of space precession target. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2010, 31: 1014–1023 [刘进, 王雪松, 马梁, 等. 空间进动目标动态散射特性的实验研究. 航空学报, 2010, 31: 1014–1023]
- 11 Yang Y C, Tong N N, Feng C Q, et al. Translation compensation and micro-Doppler extraction of ballistic target in midcourse. *J Astronautics*, 2011, 32: 2235–2241 [杨有春, 童宁宁, 冯存前, 等. 弹道目标中段平动补偿与微多普勒提取. 宇航学报, 2011, 32: 2235–2241]
- 12 Yang Y C, Tong N N, Feng C Q, et al. Micro-motion modeling based on homogeneous coordinates. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Signal Processing System*, Yantai, 2011
- 13 Liu W J, Chen J W. A study on precession period extraction method of ballistic target. *Modern Radar*, 2009, 31: 62–73 [刘维健, 陈建文. 弹道类目标进动周期特征提取方法研究. 现代雷达, 2009, 31: 62–73]

Translation compensation and micro-Doppler extraction of the echo from ballistic targets in midcourse

YANG YouChun^{1,2*}, TONG NingNing¹, FENG CunQian¹, HE SiSan¹, LI Song¹ & CHENG Dong³

¹ *Institute of Missile, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, China;*

² *94994 Unit, PLA, Nanjing 210000, China;*

³ *National Lab. of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China*

*E-mail: kj-yyc@163.com

Abstract To compensate the translation and extract micro-Doppler of the echo from ballistic target when micro-Doppler is too big or too small, a translation compensation and micro-Doppler zooming method in time-domain is proposed in this paper. The method can compensate translation by multi-order delayed and conjugated multiplication as well as realize micro-Doppler zooming by adjusting the delayed time. Micro-motion signal and micro-Doppler of every scatter are successively separated and extracted according to the energy intensity. Theory analysis and simulation results both indicate that this method can precisely compensate and extract micro-Doppler of multi-component signal when micro-Doppler is too big or too small which will greatly improve the performance of the radar on detecting micro-motion structure.

Keywords ballistic targets, micro-Doppler, translation compensation, delayed and conjugated multiplication Hough transform

YANG YouChun was born in Nanjing, Jiangsu Province, China in April 1986. He received his M.E. degree in radar engineering at Air Force Engineering University, Xi'an, in 2011. So far he has published 7 paper including 3 being indexed by EI. Currently, he is an assistant engineer at 94994 Unit of PLA. His research interests include radar signal processing, electromagnetic countermeasure and ballistic target recognition.

TONG NingNing was born in 1963. She received the Ph.D. degree in electronic science and technology from the Air Force Engineering University, Xi'an, in 2008. Currently, she is a professor at the Air Force Engineering University. Her research interests include the modern radar system, signal detection, and signal processing.

FENG CunQian was born in 1975. He received the Ph.D. degree in Electromagnetic and microwave technology from the Airforce Engineering University, Xi'an, in 2004. Currently, he is a Senior Researcher at radar signal processing. His research interests include radar electronic warfare, adaptive signal processing and electronic countermeasure.