

基于高阶矩函数的雷达目标微动参数估计方法

邓冬虎¹, 张 群^{1,2}, 罗 迎¹, 李宏伟¹, 林永照¹

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 陕西西安 710077; 2. 复旦大学波散射与遥感信息重点实验室, 上海 200433)

摘 要: 提出了一种适用于窄带雷达信号的微动参数快速估计方法. 该方法首先对目标回波信号进行混频处理, 并去除直流分量后计算高阶矩函数, 通过检测不同时延下高阶矩虚数部分傅里叶变换累积结果的峰值位置, 可快速获得目标部件的旋转频率. 然后结合串行消除的方法实现对旋转半径和初相的快速准确估计. 最后, 仿真验证了该方法的有效性.

关键词: 窄带雷达; 微动; 参数估计; 高阶矩

中图分类号: TN957

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2013) 12-2339-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.12.004

Micro-Motion Parameter Estimation of Radar Target Based on High-Order Moment Function

DENG Dong-hu¹, ZHANG Qun^{1,2}, LUO Ying¹, LI Hong-wei¹, LIN Yong-zhao¹

(1. Institute of Information & Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China;

2. Key Laboratory of Wave Scattering and Remote Sensing Information, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: A method for micro-motion parameter estimation of radar target based on high-order moment function is presented, which is suitable for the narrowband radar. Firstly, the radar echo is mixed with the reference signal, and then its direct current is eliminated. The high-order moment function of the signal with different time delays is calculated firstly, then the Fourier transform results of the high-order moment's imaginary parts are calculated and the peak value of their product results is detected to obtain the rotation frequency of target's micro-motional parts. The radius and the initial phase are estimated by successive cancellation. A computer simulation is given to illustrate the effectiveness of the proposed method.

Key words: narrowband radar; micro-motion; parameter estimation; high-order moment

1 引言

微动是指目标或目标的组成部分除质心平动以外的振动、转动和加速运动等微小运动^[1]. 目标或其结构的微动会对雷达回波信号产生附加的频率调制, 从而产生关于目标主体的多普勒谱边带, 这种现象被称为微多普勒效应 (micro-Doppler effect)^[1,2]. 微多普勒从频率上描述了目标微动的雷达特征, 反映了多普勒频移的瞬时特性^[3], 近年来引起了广泛的研究.

在最小可检测信噪比恒定的条件下, 窄带雷达具有系统灵敏度高、最大可检测距离大于宽带雷达等优点^[4]. 但是, 由于窄带雷达信号带宽较小, 无法进行距离分辨^[5], 因此不能像宽带雷达那样通过获取目标的高分辨像来实现对目标的分类与识别. 但是, 通过对微动特

征的有效估计, 有助于获得目标的精细微动特征, 进而为窄带雷达系统中目标的分类与识别提供更为丰富的信息^[6].

近年来, 针对窄带雷达系统, 一些微动参数估计方法被相继提出. 其中, 文献[7]将典型微动建模为多分量调频信号, 利用时频分析和 Hough 变换结合的方法, 能够有效完成对旋转半径和旋转频率的估计, 但是提取精度受限于时频分析工具的时频分辨能力, 并且计算量较大; 文献[8]提出了利用经验模式分解的方法, 将目标微动特征信号频率调制模式分解成不同的调制模式的叠加, 进而实现了对旋转半径和旋转频率的估计, 但是抗噪能力较弱^[9]; 文献[10]提出了自适应 chirplet 分解方法, 其本质上仍是参数搜索方法, 运算量较大, 不能够进行实时处理.

为了进一步提升窄带雷达系统中目标微动参数的估计能力,本文在含旋转部件目标窄带雷达系统微多普勒效应分析的基础上,提出了一种基于高阶矩函数的雷达目标微动参数估计方法.该方法首先对目标回波信号进行混频处理,并去除直流分量后计算高阶矩函数,通过检测其虚数部分傅里叶变换结果的峰值位置来获取目标部件的旋转频率.同时,针对存在交叉项的情况,提出了对不同时延对应的高阶矩函数虚部傅里叶变换结果进行累积相乘的方法,有效降低了交叉项的干扰;然后,利用微多普勒信号的带宽信息,结合串行消除的方法,提出了基于高阶矩函数的旋转半径和初相估计方法.最后,仿真实验验证了 0dB 信噪比条件下本文算法的有效性.

2 窄带雷达系统微多普勒效应分析

在图 1 所示的运动目标雷达系统结构图中,雷达位于坐标原点处.雷达目标中心的初始位置为点 $O(x_0, y_0)$,并以速度 v 沿 X 轴方向运动.在目标模型中包含两类典型的散射点:(1) L 个非旋转散射点 P_l ,初始时刻坐标为 (x_l, y_l) ;(2) N 个旋转散射点 P_n ,每个旋转散射点 P_n 以不同的旋转半径 r_n 、频率 f_n 以及初始相位 θ_n 绕点 Q_n 进行旋转.点 Q_n 的初始时刻坐标为 (x_{Q_n}, y_{Q_n}) .

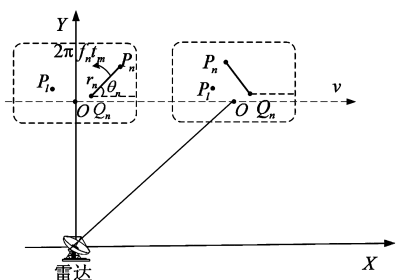


图1 运动目标雷达系统结构图

雷达发射信号为窄带连续波信号:

$$p(t) = \exp(j(2\pi f_c t + \psi)) \quad (1)$$

式中, f_c 为载频, ψ 为初始相位. 则目标回波信号可写为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{l=1}^L \sigma_l p\left(t - \frac{2}{c} \cdot R_l(t)\right) + \sum_{n=1}^N \sigma_n p\left(t - \frac{2}{c} \cdot R_n(t)\right) \\ &= \sum_{l=1}^L \sigma_l \exp\left(j\left(2\pi f_c \left(t - \frac{2}{c} \cdot R_l(t)\right) + \psi\right)\right) \\ &\quad + \sum_{n=1}^N \sigma_n \exp\left(j\left(2\pi f_c \left(t - \frac{2}{c} \cdot R_n(t)\right) + \psi\right)\right) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, σ_l 、 σ_n 分别为第 l 个主体散射点和第 n 个旋转散射点的反射系数, $R_l(t)$ 、 $R_n(t)$ 分别为 t 时刻第 l 个主体散射点和第 n 个旋转散射点到雷达的瞬时斜距, c 为光速.

假设目标与雷达之间的平动可被精确补偿,则目标中心点 O 的运动轨迹可被准确估计.那么,以目标中

心点 O 的回波信号为参考信号 $s_{\text{ref}}(t)$,将目标回波信号 $s(t)$ 与参考信号 $s_{\text{ref}}(t)$ 共轭相乘后可得^[11]:

$$\begin{aligned} s_{ci}(t) &= s(t) \cdot s_{\text{ref}}^*(t) \\ &\approx \sum_{l=1}^L \sigma_l \\ &\quad \cdot \exp\left(j2\pi \frac{2}{\lambda} \left(R_o(0) - R_l(0) + x_o \frac{vt}{R_o(0)} - x_l \frac{vt}{R_l(0)}\right)\right) \\ &\quad + \sum_{n=1}^N \sigma_n \exp\left(j2\pi \frac{2}{\lambda} \left(R_o(0) - R_{Q_n}(0) + x_o \frac{vt}{R_o(0)} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - x_{Q_n} \frac{vt}{R_{Q_n}(0)} - r_n \sin(2\pi f_n t + \theta_n)\right)\right) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $\lambda = c/f_c$ 为发射信号的波长, $R_l(0)$ 和 $R_{Q_n}(0)$ 分别为初始时刻第 l 个主体散射点和旋转中心 Q_n 到雷达的距离.将式(3)中非旋转散射点信号的相位除以 2π 并求关于时间 t 的导数,可以得知非旋转散射点 P_l 所产生的多普勒频移为:

$$f_{l_Doppler} = \frac{2}{\lambda} \left(x_o \frac{v}{R_o(0)} - x_l \frac{v}{R_l(0)} \right) \quad (4)$$

而旋转散射点 P_n 所产生的多普勒频移为:

$$f_{n_Doppler} = \frac{2}{\lambda} \left(x_o \frac{v}{R_o(0)} - x_{Q_n} \frac{v}{R_{Q_n}(0)} - 2\pi f_n r_n \cos(2\pi f_n t + \theta_n) \right) \quad (5)$$

通常情况下,因为窄带雷达目标尺寸与速度的乘积远小于目标与雷达之间的距离,所以

$$\frac{x_o v}{R_o(0)} - \frac{x_l v}{R_l(0)} = \left(\frac{R_l}{R_o} x_o - x_l \right) \frac{v}{R_l} \approx \frac{(x_o - x_l)v}{R_l} \rightarrow 0 \quad (6)$$

对式(5)和式(6)进行分析可知,非旋转散射点回波信号经参考信号混频后将主要位于零频附近;而对于旋转散射点而言,混频后的信号由于目标旋转部件的微动,频谱会被展宽.因此,可对混频后的信号 $s_{ci}(t)$ 进行滤除直流分量处理(或者通过一个带阻滤波器),得到:

$$\begin{aligned} s_c(t) &= s_{ci}(t) - \text{mean}(s_{ci}(t)) \\ &\approx \sum_{n=1}^N \sigma_n \exp\left(-j2\pi \frac{2}{\lambda} r_n \sin(2\pi f_n t + \theta_n)\right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\text{mean}(s_{ci}(t)) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} s_{ci}(t) dt$ (T_p 为信号 $s_{ci}(t)$ 的时长).

3 微动参数的估计

3.1 旋转频率的估计

在利用信号 $s_c(t)$ 高阶矩函数对目标部件旋转频率进行估计时,由高阶矩的定义^[12]可知,若目标上存在多个旋转散射点,其高阶矩函数将存在交叉项.为了表述清晰,本文首先对单个旋转散射点的情况予以分析.

当只有单个旋转散射点时,信号 $s_c(t)$ 可以描述为如下形式:

$$c(t) = \sigma \exp(j2\pi r \sin(2\pi f_0 t + \theta)) \quad (8)$$

对于给定信号时延值 τ , 其一阶和二阶瞬时矩的定义分别为^[12]:

$$P_1(c(t), \tau) = c(t) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} P_2(c(t), \tau) &= c(t)c^*(t + \tau) \\ &= \sigma^2 \exp(j4\pi r \sin(\pi f_0 \tau) \cos(2\pi f_0 t + \theta + \pi f_0 \tau)) \end{aligned} \quad (10)$$

通过计算可知, $c(t)$ 的第 M 阶瞬时矩为:

$$\begin{aligned} P_M(c(t), \tau) &= P_2(P_{M-1}(c(t), \tau), \tau) \\ &= \sigma^{2^{M-1}} \exp(j2^M \pi r (\sin(\pi f_0 \tau))^{M-1} \\ &\quad \cdot \sin\left(2\pi f_0 t + \theta + (M-1) \cdot (\pi f_0 \tau + \frac{\pi}{2})\right)) \end{aligned} \quad (11)$$

令

$$a(M) = 2^M \pi r (\sin(\pi f_0 \tau))^{M-1} = 2\pi r (2\sin(\pi f_0 \tau))^{M-1} \quad (12)$$

对 $a(M)$ 求导, 可得:

$$da(M)/dM = 2\pi r (2\sin(\pi f_0 \tau))^{M-1} \ln(2\sin(\pi f_0 \tau)) \quad (13)$$

可见, 若 $0 < \tau < 1/6f_0$ 时(通常情况下, 雷达回波信号的采样频率 $f_s \gg f_0$, 该前提易于满足), $da(M)/dM < 0$, 即 $a(M)$ 是递减的. 因此, 在这种前提下, 总有可能存在一个 M 值, 使得 $a(M) \ll 1$. 由于 $|\sin(2\pi f_0 t + \theta + (M-1) \cdot (\pi f_0 \tau + \pi/2))| \leq 1$, 所以, $P_M(c(t), \tau)$ 的虚数部分可近似为

$$\begin{aligned} \text{Im}[P_M(c(t), \tau)] &\approx \sigma^{2^{M-1}} 2^M \pi r (\sin(\pi f_0 \tau))^{M-1} \\ &\quad \sin\left(2\pi f_0 t + \theta + (M-1) \cdot \left(\pi f_0 \tau + \frac{\pi}{2}\right)\right) \end{aligned} \quad (14)$$

式中 $\text{Im}[\cdot]$ 表示信号的虚数部分. 从式(14)中可发现, 式(8)信号的 M 阶瞬时矩的虚部是一个关于时间 t 的正弦信号, 且其频率为 f_0 . 定义函数:

$$\begin{aligned} \text{IDF}_M(c(t), f, \tau) &= |\text{FFT}[\text{Im}[P_M(c(t), \tau)]]| \\ &= \sigma^{2^{M-1}} 2^M \pi^2 r (\sin(\pi f_0 \tau))^{M-1} \\ &\quad (\delta(f + f_0) + \delta(f - f_0)) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $|\cdot|$ 表示取模, $\text{FFT}[\cdot]$ 表示傅里叶变, $\delta(\cdot)$ 表示冲激函数. 由冲激函数的性质可知, $\text{IDF}_M(c(t), f, \tau)$ 的正频部分峰值点所对应的频率是 f_0 . 对应至式(8)可知, 通过对函数 $\text{IDF}_M(c(t), f, \tau)$ 进行峰值点检测即可完成对旋转频率的估计.

然而, 目标上存在多个旋转点时, 高阶矩将有交叉项的存在. 如假设雷达目标中两个旋转点的散射系数为 $(1, 0.9)$, 旋转半径为 $(5\text{m}, 1\text{m})$, 旋转频率为 $(6\text{Hz}, 30\text{Hz})$, 初始相位均为 0rad , 雷达信号的载频为 $f_c =$

3GHz , 采样频率 $f_s = 8\text{kHz}$. 那么, 通过计算目标回波信号 ID F_3 值如图 2 所示. 从图 2 中可看出, 当存在两个旋转散射点时, 由于交叉项的影响, 将会出现一些虚假峰值点, 影响对旋转频率的估计. 为了保证估计的正确性, 就必须剔除掉这些虚假峰值点.

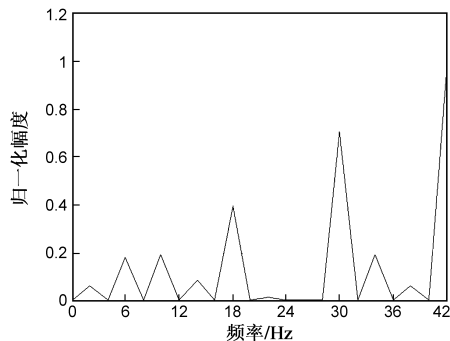


图2 存在两个旋转散射点时, 函数ID F_3 归一化幅值结果图

多旋转散射点模型中高阶矩的表达式过于复杂, 受篇幅限制, 本文不再对其进行详细推导. 与文献[12]中解决交叉项的思路相似, 考虑到对于不同的时延 τ 值而言, 信号的自项总会在相应旋转频率处产生一个峰值, 而交叉项则不会总在某一固定的非旋转频率处产生峰值. 因此, 可将不同时延 τ 所对应的 ID F_M 函数进行累积相乘, 得到一个新的函数:

$$\text{PIDF}_M(c(t), f) = \prod_{\tau} \text{IDF}_M(c(t), f, \tau) \quad (16)$$

式(16)可使信号中自项的 PID F_M 函数值在其相应旋转频率处的峰点值由于总存在峰值而被放大, 即函数 PID $F_M(c(t), f)$ 在相应旋转频率处仍然会有较高的峰值. 而对于交叉项, 在某一固定的非旋转频率处不一定总能够取得极大值, 使得在 PID $F_M(c(t), f)$ 中非旋转频率处的幅值累积上升速度将远小于旋转频率处幅值的累积上升速度. 基于这一原理, 在函数 PID F_M 的归一化幅值结果图中, 在旋转频率处将会看到明显的峰值. 如图 3 所示为时延 τ 从 $1/f_s$ 到 $10/f_s$ 变化计算得到的函数 PID F_3 归一化幅值结果图. 与图 2 相比, 图 3 在频率 6Hz 和 30Hz 处均有明显的峰值, 而在其他频率处则

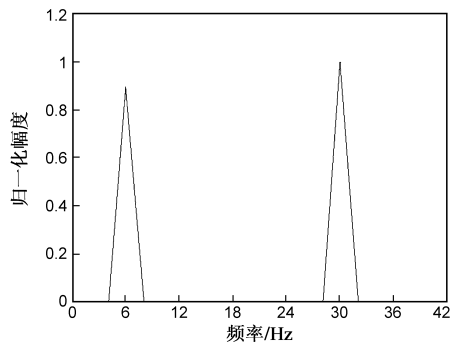


图3 存在两个旋转散射点时, 函数PID F_3 归一化幅值结果图

不存在明显峰值点. 通过检测 PIDF_3 的峰值即可完成相应旋转频率的估计.

3.2 旋转半径和初相的估计

分析式(7)可发现: 去除直流分量后信号的频谱展宽 $B = 8\pi f_n r_n / \lambda$. 由于波长已知, 旋转频率已经得到估计, 所以可通过检测信号的带宽来完成对旋转半径的估计. 式(8)形式的信号带宽可表示为^[13]:

$$B = 2\sqrt{2 \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |F(f)|^2 df} \quad (17)$$

其中, $F(f)$ 为信号的归一化功率谱. 由此, 得到旋转半径的估计值为:

$$\hat{r}_n = \frac{\lambda B}{8\pi \hat{f}_n} \quad (18)$$

\hat{f}_n 表示估计得到的旋转频率.

但是, 若目标上有多个旋转散射点, 利用式(17)计算得到的信号带宽, 不一定就是第 n 个旋转散射点所对应的回波信号带宽, 计算得到的旋转半径也有可能是错误的. 针对这一问题, 可结合高阶矩, 采用串行消除检测的办法予以解决. 具体过程如下:

Step 1 通过检测去直流分量后信号的 $\text{PIDF}_M(c(t), f)$ 函数的峰值点, 获取旋转频率的集合, 记为 $F(f') = \{f'_1, f'_2, \dots, f'_N\}$;

Step 2 利用获得的频率, 结合式(18), 依次计算所有可能的半径 $r'_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 的集合. 需要注意的是: 由于噪声的存在, 利用式(17)得到的信号带宽可能会存在一定的偏差, 所以在统计半径的集合时, 需要用半径 r'_i 的邻域 $U(r'_i)$ 来进行表示(定义该邻域中的第 j 个元素为 $r'_{i,j}$).

Step 3 令

$$s_{i,j}(t, \theta_q) = \exp\left(-j2\pi \frac{2r'_{i,j}}{\lambda N} \sin(2\pi f'_i t + \theta_q)\right) \quad (19)$$

其中 $f'_i \in F(f')$, $\theta_q \in [0, 2\pi)$. 将信号 $s_{i,j}(t, \theta_q)$ 与信号 $s_c(t)$ 进行共轭相乘, 得到:

$$\begin{aligned} s'_{c,i,j}(t, \theta_q) &= s_c(t) s_{i,j}^*(t, \theta_q) \\ &= \sum_{n=1}^N \sigma_n \exp\left(-j2\pi \frac{2}{\lambda} (r_n \sin(2\pi f_n t + \theta_n) - \frac{r'_{i,j}}{N} \sin(2\pi f'_i t + \theta_q))\right) \end{aligned} \quad (20)$$

Step 4 计算函数 $\text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f)$. 由函数 $\text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f)$ 的性质可以得知, 如果 $r'_{i,j}, f'_i$ 和 θ_q 分别为同一个散射点的旋转半径、频率和初相的话, $\text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f)$ 不会在频率 f'_i 处产生峰值. 否则, 峰值将会继续存在. 相应地, 回波信号带宽为 B 的旋转散射点的旋转半径、频率和初始相位为:

$$(\hat{r}, \hat{f}, \hat{\theta}) = \arg \min_{f'_i, r'_{i,j}, \theta_q} \text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f) \quad (21)$$

其中, $f'_i \in F(f')$, $r'_{i,j} \in U(r'_i)$, $\theta \in [0, 2\pi)$, $\arg \min[\cdot]$ 表示令括号中数最小的取值. 理论分析如下:

将信号 $s_c(t)$ 和 $s_{i,j}(t, \theta_q)$ 分别写成如下形式:

$$c_1(t) = \sigma_1 \exp(j2\pi r_1 \sin(2\pi f_1 t + \theta_1)) \quad (22)$$

$$c_2(t) = \sigma_2 \exp(j2\pi r_2 \sin(2\pi f_2 t + \theta_2)) \quad (23)$$

将 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 共轭相乘, 得到信号:

$$\begin{aligned} c'(t) &= c_1(t) c_2^* \\ &= \sigma_1 \sigma_2 \exp(j2\pi (r_1 \sin(2\pi f_1 t + \theta_1) - r_2 \sin(2\pi f_2 t + \theta_2))) \end{aligned} \quad (24)$$

即信号 $s'_{c,i,j}(t_m, \theta_q)$ 的形式. 通过计算可知, 其第 M 阶瞬时矩的虚部可近似为(具体证明过程近似于式(12)至式(14)):

$$\begin{aligned} \text{Im}[P_M(c'(t), \tau)] &\approx \sigma_1^{M-1} \sigma_2^{M-1} 2^M \pi r_1 (\sin(\pi f_1 \tau))^{M-1} \\ &\quad \sin\left(2\pi f_1 t + \theta_1 + (M-1) \cdot \left(\pi f_1 \tau + \frac{\pi}{2}\right)\right) \\ &\quad - \sigma_1^{M-1} \sigma_2^{M-1} 2^M \pi r_2 (\sin(\pi f_2 \tau))^{M-1} \\ &\quad \sin\left(2\pi f_2 t + \theta_2 + (M-1) \cdot \left(\pi f_2 \tau + \frac{\pi}{2}\right)\right) \end{aligned} \quad (25)$$

对上式(25)做傅里叶变换并取模, 得到函数 $\text{IDF}_M(c'(t), f, \tau)$. 对不同的时延 τ 值, 做函数 $\text{IDF}_M(c'(t), f, \tau)$ 的累积, 得到函数 $\text{PIDF}_M(c'(t), f)$. 对其进行分析可得到如下结论:

(1) 若目标上只有一个旋转散射点, 并且该散射点的旋转半径和初始相位估计准确, 那么在其旋转频率 f'_i 处的 $\text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f'_i)$ 函数值, 将小于估计错误时的 $\text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f'_i)$ 函数值.

(2) 若目标上有多个旋转散射点, 每个旋转散射点都会导致函数 $\text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f)$ 在频率 f'_i 处产生一个明显的负的峰值(式(25)的第2项), 从式(25)中可以看到该峰值与 $r'_{i,j}/N$ 成正比, N 个负峰值的和将趋近于式(17)带宽对应旋转点所产生的正的峰值(式(25)的第1项). 因此, 对微动参数估计越准确, 函数 $\text{PIDF}_M(s'_{c,i,j}(t, \theta_q), f)$ 在旋转频率 f'_i 处的峰值也将越小.

Step 5 采用最大似然算法, 获得旋转点散射系数, 由此完成对该散射点回波信号的提取. 采用串行干扰消除算法, 将该散射点信号从回波信号中剔除出去. 并将剔除后的信号代入 Step 1 重新进行计算, 得到另外的旋转散射点的微动参数, 直到 $s_c(\tau)$ 的能量低于设定的阈值为止.

以上论述的主要是针对旋转形式的微动参数估计方法. 事实上, 由于振动所产生的回波信号形式与旋转

近似,因此,采用本文方法也可以实现振动形式的微动参数估计.

4 仿真实验

假设雷达发射信号载频为 3GHz,目标中心坐标为 (10,10)km,且以速度 $v = 100\text{m/s}$ 沿基线平行方向运动.假设目标上共有 15 个散射点,其中有 13 个非旋转点和 2 个旋转点.13 个非旋转点相对目标中心的坐标分别为 $(-6,0)\text{m}, (-4,2)\text{m}, (-4,-2)\text{m}, (-2,2)\text{m}, (-2,0)\text{m}, (-2,-2)\text{m}, (0,0)\text{m}, (2,0)\text{m}, (4,0)\text{m}, (6,0)\text{m}, (6,-2)\text{m}, (6,2)\text{m}$ 和 $(8,0)\text{m}$,散射点反射系数均为 1.2 个旋转点的旋转中心相对目标中心的坐标分别为 $(-2,0)\text{m}$ 和 $(6,0)\text{m}$.两个旋转点各自以半径 $(4\text{m}, 1\text{m})$ 和频率 $(6\text{Hz}, 30\text{Hz})$ 分别绕其旋转中心旋转,初始相位均设为 0rad ,散射点反射系数分别为 1 和 0.9.回波信号时长 $T_p = 0.5\text{s}$,信噪比 $\text{SNR} = 0\text{dB}$,采样频率为 $f_s = 8\text{kHz}$.

图 4 给出了时长为 0.1s 时对信号进行了去除直流分量处理后的时频谱图.从图中可以看到两条正弦曲线谱,而直流分量则被有效的消除.可见利用去直流分量处理,可以较好地消除非旋转点对旋转点的影响.

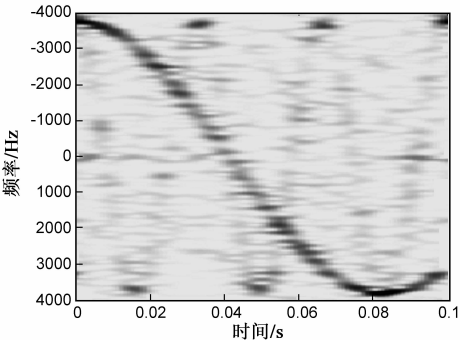


图4 去除直流分量后的信号时频谱图

图 5 给出了去除直流分量后信号的 PIDF_3 函数归一化幅度值(时延 τ 的取值范围为 $[1/f_s, 10/f_s]$).在图中,由于累积相乘的原因,自项的峰值被有效放大,而交叉项的峰值被削弱,使得有两个明显的峰值点出现,

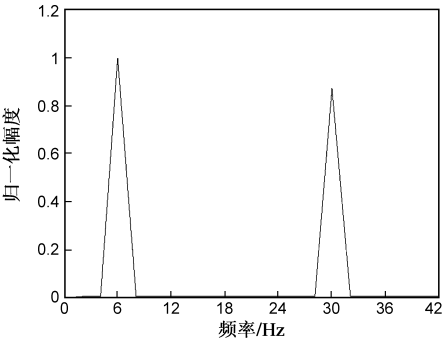


图5 函数 $\text{PIDF}_M(s_c(t), f)$ 归一化幅值结果图

对应的旋转频率分别为 6Hz 和 30Hz,与理论值一致.利用式(17)计算得到信号 $s_c(t)$ 的带宽为 7.9kHz,与实际情况 7.54kHz 相比存在一定的偏差,这主要是因为噪声的存在导致的.利用式(18)得到 6Hz 和 30Hz 的旋转频率对应的旋转半径邻域从 4.7m 到 5.7m 变化,而频率 30Hz 对应的旋转半径邻域则从 0.5m 到 1.5m 变化,采样间隔为 0.1m.同时,设定式(19)中初始相位 θ_i 的选取范围为 $[0, 2\pi)$ rad,采样间隔为 0.1rad.那么,利用式(21)得到的 6Hz 和 30Hz 频率分别消去相应的信号后得到的 $1/\text{PIDF}_3$ 的归一化幅度值分别如图 6 和图 7 所示(对函数 $1/\text{PIDF}_3$ 检测峰值,与式(21)具有相相同的效果).通过检测峰值,发现 6Hz 和 30Hz 频率对应的旋转半径和初相分别为 $(5.7\text{m}, 0\text{rad})$ 和 $(1\text{m}, 0\text{rad})$.但是,30Hz 对应的 $1/\text{PIDF}_3$ 值更大,即 PIDF_3 值更小.根据本文算法流程,判定 30Hz 对应散射点的微动参数估计正确.

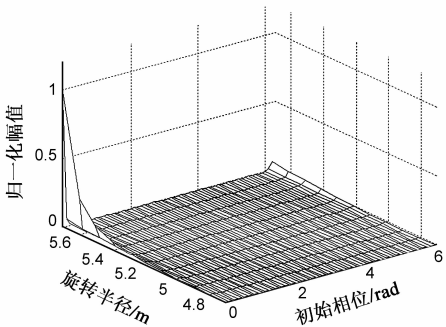


图6 6Hz频率对应的 $1/\text{PIDF}_3$ 函数归一化幅值图

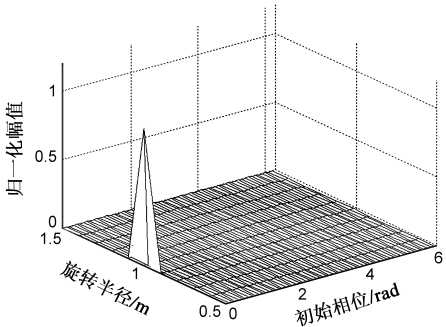


图7 30Hz频率对应的 $1/\text{PIDF}_3$ 函数归一化幅值图

计算出 30Hz 旋转散射点的微动参数后,可按照本文算法步骤重新进行一次计算,从而得到 6Hz 旋转散射点的微动参数.表 1 分别给出了利用本文算法和文献 [7] 中提出的基于时频分析与 Hough 变换的微动参数估计方法,所得到微动参数估计结果值和 MATLAB 运行时间.从表 1 中可以看出利用本文算法所得到的结果与实际情况一致,可见本文算法可有效、迅速地完

微动参数的估计. 而利用文献[7]算法, 不仅耗时较长, 并且估计的结果也不准确. 这主要是因为 Hough 变换需要对时频谱图进行映射积分, 从而完成对微动参数估计, 积分过程计算量较大. 此外, 由于信噪比较低, 时频谱图上的正弦曲线并不明显, 因此 Hough 变换难以获取准确的结果.

表 1 本文算法与文献[7]算法比较结果

	本文算法估计结果	文献[7]算法估计结果
旋转点 1 的微动参数	(6Hz, 4m, 0rad)	(6Hz, 3m, 0rad)
旋转点 2 的微动参数	(30Hz, 1m, 0rad)	(25Hz, 2m, 0rad)
运行时间(s)	18	243.6

5 结论

雷达目标微动参数估计已成为当前目标分类和识别领域研究的一个热点. 本文提出了一种基于高阶矩函数的微动参数估计方法. 该方法利用回波信号高阶矩函数的性质, 通过傅里叶变换, 快速准确地获得了目标部件的旋转频率, 通过结合串行消除方法, 准确地获得了旋转半径和初始相位, 运算简单, 实现方便. 文中详细描述了算法的实现步骤, 并通过仿真实验, 验证了采用该方法在 0dB 信噪比条件下能够有效估计目标的微动参数.

参考文献

- [1] CHEN V C. Analysis of radar micro-Doppler signature with time-frequency transform[A]. Proceedings of the 10th IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing[C]. Pocono Manor, PA: IEEE Press, 2000. 463 – 466.
- [2] CHEN V C, LI F Y, HO S -S, et al. Micro-Doppler effect in radar: Phenomenon, model and simulation study[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1): 2 – 21.
- [3] 庄钊文, 刘永祥, 黎湘. 目标微动特性研究进展[J]. 电子学报, 2007, 35(3): 520 – 525.
ZHUANG Zhao-wen, LIU Yong-xiang, LI Xiang. The achievements of target characteristic with micro-motion[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(3): 520 – 525. (in Chinese)
- [4] 白雪茹, 孙广才, 武其松, 等. 窄带雷达自旋目标成像[J]. 中国科学: 信息科学, 2010, 40(11): 1508 – 1518.
- [5] 霍凯, 李康乐, 姜卫东, 等. 微动目标 OFDM 雷达回波调制机理分析[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 685 – 689.
HUO Kai, LI Kang-le, JIANG Wei-dong, et al. Analysis of the modulation effects on OFDM radar echoes from targets with micro-motions[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 685 – 689. (in Chinese)
- [6] 罗迎, 张群, 朱仁飞, 等. 多载频 MIMO 雷达中目标旋转部

件三维微动特征提取方法[J]. 电子学报, 2011, 39(9): 1975 – 1981.

LUO Ying, ZHANG Qun, ZHU Ren-fei, et al. Three-dimensional micro-Motion feature extraction of target with rotating parts in multi-carrier MIMO radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(9): 1975-1981. (in Chinese)

- [7] LIU Y X, LI X, and ZHAUNG Z W. Estimation of micro-motion parameters based on micro-Doppler[J]. IET Signal Processing, 2010, 4(3): 213 – 217.
- [8] CAI C J, LIU W X, JEFFREY S F, et al. Empirical mode decomposition of micro-Doppler signature[A]. Proceeding of the IEEE Radar Conference[C]. Washington, USA: IEEE Press, 2005. 895 – 899.
- [9] 王宏, Narayanan R M, 周正欧, 等. 基于改进 EEMD 的穿墙雷达动目标微多普勒特性分析[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(6): 1355 – 1360.
WANG Hong, NARAYANAN R M, ZHOU Zheng-ou, et al. Micro-Doppler character analysis of moving objects using through-wall radar based on improved EEMD[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(6): 1355 – 1360. (in Chinese)
- [10] Li J, Ling H. Application of adaptive chirplet representation for ISAR feature extraction from targets with rotating parts[J]. IEEE Proceeding Radar Sonar Navigation, 2003, 150(4): 284 – 291.
- [11] 罗迎, 池龙, 张群. 用慢时间域积分法实现雷达目标微多普勒信息的提取[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(9): 2055 – 2059.
LUO Ying, CHI Long, ZHANG Qun, et al. Extraction of micro-Doppler information based on slow-time integration[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(9): 2055 – 2059. (in Chinese)
- [12] 刘庆云, 李志舜, 李海英, 等. 多分量多项式相位信号的参量估计[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 2031 – 2034.
LIU Qing-yun, LI Zhi-shun, LI Hai-ying, et al. Parameter estimation of multicomponent polynomial phase signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12): 2031 – 2034. (in Chinese)
- [13] WEISS L G. Wavelets and wideband correlation processing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1994, 11(1): 13 – 32.

作者简介



邓冬虎 男, 1986 年 12 月出生于河南洛阳, 博士生. 2009 年 12 月在空军工程大学信息与导航学院获硕士学位, 研究方向为雷达信号处理.

E-mail: dengdonghu@163.com



张 群 男,1964 年 11 月出生于陕西合阳,现为空军工程大学信息与导航学院教授、博士生导师,IEEE Senior Member、中国电子学会无线电定位技术分会委员.发表学术论文 100 余篇,其中 SCI、EI 检索 60 余篇次.研究方向:雷达信号处理、雷达成像和电子对抗. E-mail: zhangqunnus@gmail.com



李宏伟 男,1966 年 4 月出生于陕西渭南,现为空军工程大学信息与导航学院副教授,主要研究方向为雷达信号处理、通信信号处理等. E-mail: lhwduyl@163.com



罗 迎 男,1984 年 8 月出生于湖南益阳,现为空军工程大学信息与导航学院讲师.在《IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing》、《IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems》、《IET Radar, Sonar & Navigation》、《Sci China Inf Sci》、《电子学报》等国内外学术期刊和会议录上发表和录用论文 50 余篇.主要研究方向为雷达成像与目标识别.

E-mail: luoying2002521@163.com



林永照 男,1974 年 12 月出生于河北吴桥,现为空军工程大学信息与导航学院副教授,主要研究方向为雷达信号处理及目标识别研究. E-mail: mylucklinlin@126.com