

## 一种基于钟摆模型的舰船目标成像方法

雷杰 邢孟道 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

**摘要** 舰船目标受海浪的影响而呈现多倍周期和随机性的摆动。针对这种情况,提出了一种基于钟摆模型的成像方法。该方法利用每个距离单元的相位历程中所含大幅度的线性调频分量进行成像。为了补偿实际目标转动过程中因不完全符合钟摆转动模型而引起的三阶及更高阶的相位误差,在一阶相位误差估计算法的基础上得出了二阶相位误差估计方法,并结合 Radon-Wigner 算法以及“CLEAN”法得出了比较稳健的相位自聚焦方法。实测数据处理结果证实了该方法的有效性。

**关键词** 逆合成孔径雷达, 舰船成像, 相位梯度自聚焦算法

中图分类号: TN958, TN957.52 文献标志码: A 文章编号: 1009-5896(2006)01-0001-06

## A Method of ISAR Ship Imaging Based on Pendulum Module

Lei Jie Xing Meng-dao Bao Zheng

(National Key Lab. of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract** Driven by ocean wave, the swing of a ship possesses characters of multi-cycle and randomness. In this paper, imaging method based on pendulum module is proposed for dealing with these problems. This approach develops images from linear frequency modulation components that are included in the phase history in every range bin. To compensate the three and higher order phase errors, rank two phase estimator is presented based on the available theory of rank one phase estimator. A robust auto-focus algorithm is also presented based on the Randon-Wigner algorithm and the idea of ‘CLEAN’. The effectiveness of the algorithm is verified by processing of real data.

**Key words** ISAR, Ship imaging, Phase-gradient autofocus algorithm

### 1 引言

逆合成孔径雷达(ISAR)能对舰船进行全天候、全天时和远距离观察,获得目标的高分辨率图像,从而对目标进行分类和识别。舰船目标与飞机目标成像的基本原理是相同的,但成像条件却与飞机不完全相同。首先,舰船目标不但在偏转、侧摆、俯仰3个维度同时存在姿态变化,而且,由于受非线性策动力和非线性阻尼力的作用,各维变化都呈现出多倍周期和随机性的特点。其次,舰船目标的转动速度远比飞机目标慢,为获得所需孔径就要求有较长的积累时间,长时间里会产生较大的高阶相位项。这些因素都会对 ISAR 成像处理造成困难。由于舰船在波浪作用下含有类似于钟摆周期性运动的特点,为了得到较为稳健的成像算法,我们首先分析了单纯周期运动的钟摆模型的回波特点,在此基础上利用相位聚焦算法补偿实际目标因不完全符合这一模型引起的相位误差,从而得出了较为稳健的成像方法,并结合实际录

取的岸用逆合成孔径雷达数据对这一算法进行了验证。

### 2 钟摆转动模型下的目标回波分析

舰船目标在海面上各个维度的摆动虽然呈现多倍周期和随机性的特点,但用钟摆模型近似摆动仍然可以从主要的运动分量中清楚地看到舰船目标成像的特点。从下面分析中将会看到,单纯作周期运动的散射点会在高分辨回波各距离单元的相位历程中包含反映目标横向散射点分布情况的线性调频信号,调频率的大小直接反映散射点偏离横向中心的程度。线性调频分量与频率分量相比,在一些条件下前者的幅度大于后者,利用线性调频分量成像可以获得较好的结果。

设目标绕原点作摆动,如图1所示。质点位于 $(x_0(t), y_0(t))$ 处,最大转角为 $\theta$ ,并且 $\theta$ 很小(为清楚起见,图1中将 $\theta(t)$ 画得比较大)。从而可以将质点的运动近似为角

频率为  $\Omega$  的简谐振动。实线所示为  $\Omega t = 2k\pi + \pi/4, (k=0, 1, \dots)$  的时刻, 虚线所示为  $\Omega t = 2k\pi + 3\pi/4, (k=0, 1, \dots)$  的时刻, 点划线所示为  $\Omega t = 2k\pi \pm \pi/2, (k=0, 1, \dots)$  的时刻。

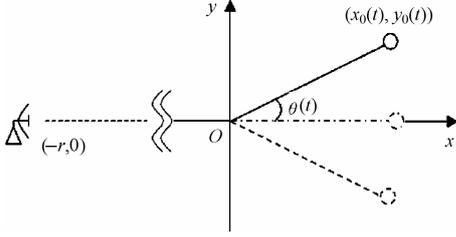


图1 钟摆模型

目标在  $t$  时刻的角位移、角速度、角加速度可以分别表述为

$$\theta(t) = \Theta \sin(\Omega t) \quad (1)$$

$$\omega(t) = \Omega \Theta \cos(\Omega t) \quad (2)$$

$$\omega'(t) = -\Omega^2 \Theta \sin(\Omega t) \quad (3)$$

设雷达发射信号为

$$s(\hat{t}, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right) e^{j2\pi(f_c t + \frac{1}{2}\gamma \hat{t}^2)} \quad (4)$$

其中  $\text{rect}(u) = \begin{cases} 1, & |u| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & |u| > \frac{1}{2} \end{cases}$ ,  $f_c$  为中心频率,  $T_p$  为时宽,  $\gamma$

为调频率,  $t$  为一维自由时间变量,  $\hat{t} = t - mT$  为快时间(fast time),  $m$  为整数,  $T$  为脉冲重复周期,  $t_m = mT$  为慢时间(slow time)。由于快时间  $\hat{t}$  用来计量电波传播, 而慢时间  $t_m$  用来计量目标运动, 两者相差很远, 所以式(1)~式(3)中的时间  $t$  可用  $t_m$  代替, 则接收到的目标信号在时域可以表示为

$$s_R(\hat{t}, t_m) = A \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - 2R(t_m)}{T_p}\right) e^{j2\pi\left[f_c\left(t - \frac{2R(t_m)}{c}\right) + \frac{1}{2}\gamma\left(\hat{t} - \frac{2R(t_m)}{c}\right)^2\right]} + e(t_m) \quad (5)$$

其中  $A$  为目标质点的散射系数,  $R(t_m)$  为该散射点在第  $m$  个脉冲照射时与雷达之间的单程距离,  $e(t_m)$  为零均值方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声采样, 为简单起见, 在下面的分析中略去了这一噪声项。

用参考距离为  $R_{\text{ref}}$  (在图1所示的模型中,  $R_{\text{ref}} = r$ ) 的线性调频信号对接收信号进行解线调(Dechirp)并补偿视频相位残余项后, 可得

$$s_R(\hat{t}, t_m) = A \text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right) e^{-j\frac{4\pi}{c}\gamma \hat{t} R_\Delta(t_m)} e^{-j\frac{4\pi}{c} f_c R_\Delta(t_m)} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} R_\Delta(t_m) &= R(t_m) - R_{\text{ref}} \\ &= \left[ r^2 + x_0^2 + y_0^2 + 2r \cdot (x_0^2 + y_0^2)^{1/2} \cdot \left(1 - \frac{1}{2}\theta^2 + o(\theta^4)\right) \right]^{1/2} - R_{\text{ref}} \\ &\approx x_0 \cos(\theta(t_m)) + y_0 \sin(\theta(t_m)) \end{aligned} \quad (7)$$

由于  $\theta$  很小, 上式中略去了  $o(\theta^2)$  项。

将  $\theta(t)$ ,  $\cos\theta(t)$ ,  $\sin\theta(t)$  分别在  $t=0$  附近展开为泰勒

级数得

$$\theta(t) = \omega t + \frac{1}{2}\omega' t^2 + o(t^3) \quad (8)$$

$$\cos\theta(t) = 1 - \frac{1}{2}\theta^2(t) + o(\theta^4(t)) \quad (9)$$

$$\sin\theta(t) = \theta(t) - \frac{1}{6}\theta^3(t) + o(\theta^5(t)) \quad (10)$$

其中  $o(\theta^4(t))$ ,  $o(\theta^5(t))$  分别为不小于4阶、5阶的高阶剩余项。

将式(8)~式(10)代入式(7), 可得

$$R_\Delta(t_m) = x_0 - \frac{1}{2}x_0\omega^2 t_m^2 + y_0\omega t_m + \frac{1}{2}y_0\omega' t_m^2 + o(t_m^3) \quad (11)$$

对式(6)中的快时间  $\hat{t}$  作傅里叶分析就可以得到一个关于  $r$  的一维距离像

$$S_R(\hat{f}, t_m) = AT_p \text{sinc}\left[T_p\left(\hat{f} + 2\frac{\gamma}{c}x_0\right)\right] e^{-j\frac{4\pi}{c}f_c R_\Delta(t_m)} \quad (12)$$

下面, 对慢时间作时频分析就可以得到各距离单元内散射点横向分布图像。为便于作原理阐述, 不妨假设时频分析算法可以准确估计出复信号的瞬时频率, 则有

$$S_R(\hat{f}, f_m) = AT_p \text{sinc}\left[T_p\left(\hat{f} + 2\frac{\gamma}{c}x_0\right)\right] \cdot \delta\left\{f_m - \frac{2f_c}{c} \cdot \left[y_0\omega + (y_0\omega' - x_0\omega^2)t_m + o(t_m^3)\right]\right\} \quad (13)$$

从式(2), 式(3)可以看到,  $\omega(t)$  与  $\omega'(t)$  分别取最大值时相位相差  $90^\circ$ , 从而可以通过多普勒分析选择中间时刻  $t_m$ , 使得  $|\omega'| \gg \omega^2$ , 从而式(13)中第二项  $t_m$  的系数可以认为  $x_0\omega^2 \approx 0$ , 于是有

$$S_R(\hat{f}, f_m) = AT_p \text{sinc}\left[T_p\left(\hat{f} + 2\frac{\gamma}{c}x_0\right)\right] \cdot \delta\left\{f_m - \frac{2f_c}{c} \cdot \left[y_0\omega + y_0\omega' \cdot t_m + o(t_m^3)\right]\right\} \quad (14)$$

当  $|\omega'| \gg \omega^2$  的条件不满足时,  $x_0\omega^2$  项不能忽略, 此时线性调频项所表示的方位中心会随距离  $x_0$  线性变化, 其斜率为  $\omega^2$ , 处理结果表现为目标图像在横向发生倾斜, 但对成像不会有实质性的影响。

式(14)存在两种特殊情况:

(1) 当  $\omega=0$  时,  $\omega'$  处于绝对值最大的时刻, 相当于图1中的钟摆摆动到实线或虚线所示的位置上, 此时有

$$S_R(\hat{f}, f_m) = AT_p \text{sinc}\left[T_p\left(\hat{f} + 2\frac{\gamma}{c}x_0\right)\right] \cdot \delta\left\{f_m - \frac{2f_c}{c} \cdot \left[y_0\omega' \cdot t_m + o(t_m^3)\right]\right\} \quad (15)$$

(2) 当  $\omega'=0$  时,  $\omega$  处于最大值的时刻, 相当于图1中的钟摆摆动到  $x$  轴上, 此时  $\omega^2 \gg |\omega'|$ ,  $x_0\omega^2$  项不能忽略, 线性调频项所表示的方位中心会随距离  $x_0$  线性变化, 其斜率为  $\omega^2$ , 于是有

$$S_R(\hat{f}, f_m) = AT_p \operatorname{sinc} \left[ T_p \left( \hat{f} + 2 \frac{\gamma}{c} x_0 \right) \right] \cdot \delta \left\{ f_m - \frac{2f_c}{c} \cdot [y_0 \omega - x_0 \omega^2 t_m + o(t_m^3)] \right\} \quad (16)$$

式(16)含有冲激函数项,应用Randon-Wigner算法<sup>[1,2]</sup>可以抑制其中的  $x_0 \omega^2 t_m$  项,从而有

$$S_R(\hat{f}, f_m) = AT_p \operatorname{sinc} \left[ T_p \left( \hat{f} + 2 \frac{\gamma}{c} x_0 \right) \right] \cdot \delta \left\{ f_m - \frac{2f_c}{c} \cdot [y_0 \omega + o(t_m^2)] \right\} \quad (17)$$

式(17)正是利用频率分量获得方位图像的表达式,其中的  $y_0 \omega$  项与式(16)中的  $y_0 \omega t_m$  项所处位置是相同的。根据目标的散射点模型,目标回波可视为各散射点子回波的线性组合,若通过时频分析算法确定每一个分量的调频率,就等效于获得了该距离单元内各散射点的横向分布图像。并且,  $\omega'(t)$  的最大值是  $\omega(t)$  的  $\Omega$  倍,而舰船目标摆动的周期大约为 4s,  $\Omega$  约为 1.5rad/s,从而使线性调频分量的最大幅度超过频率分量的最大幅度。所以,对于舰船目标来说,如果仅仅依靠各距离单元相位历程中的频率分量成像而完全补偿掉线性调频分量将是一个非常大的损失。利用线性调频分量成像可以获得较好的结果。

### 3 平动补偿算法

ISAR成像的关键在于平动补偿。回波的平动补偿可以分为包络对齐和初相校正。采用半边窗的简化整体包络对齐方法<sup>[1]</sup>可以得到很好的包络对齐效果。在此基础上需要进一步进行相位聚焦,校正因散射点不完全符合目标转动模型而引起的相位误差。

相位梯度算法(PGA)已广泛应用于合成孔径雷达(SAR)成像处理<sup>[3]</sup>,该算法具有稳健的特点<sup>[3,4]</sup>,由于算法采用了非线性方法估计初相误差,从而可以有效地校正相位误差,甚至具有白噪声特点的宽带相位误差。

在钟摆转动模型中,要求相位聚焦算法能保留二阶相位分量,并补偿三阶以及更高阶的相位项。一阶相位误差估计算法(ROPE)<sup>[5]</sup>及其改进算法<sup>[4]</sup>可以较好地估计并补偿二阶以及更高阶的相位项,但不能直接应用于钟摆转动模型的相位聚焦。我们在ROPE的基础上进行了分析,得出了适于钟摆转动模型的二阶相位误差估计算法(RTPE),并结合 Radon-Wigner变换<sup>[1,2]</sup>,对RTPE算法进行了改进,从而得到了更为稳健的降阶处理方案,提高了对于存在复杂运动的舰船目标的成像概率。

#### 3.1 二阶相位误差估计(RTPE)

考虑距离频域和方位慢时间域的二维回波,将式(11)代入式(12)得

$$S_R(\hat{f}, t_m) = AT_p \operatorname{sinc} \left[ T_p \left( \hat{f} + 2 \frac{\gamma}{c} x_0 \right) \right] e^{-j \frac{4\pi}{c} f_c x_0} \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_c \left[ y_0 \omega t_m + \frac{1}{2} y_0 \omega' t_m^2 + o(t_m^3) \right] \right\} \quad (18)$$

上式中应用了  $|\omega'| \gg \omega^2$  时  $x_0 \omega^2 \approx 0$  的近似,即目标转动的角加速度的绝对值远大于角速度的平方时,可以忽略  $x_0 \omega^2$  的影响。

对式(18)在距离频率域以  $\Delta \hat{f} = B/N$  采样,方位慢时间域以  $\Delta t_m = T$  进行采样,即  $\hat{f} = nB/N$ ,  $n = -N/2, -N/2+1, \dots, N/2-1$ ,  $t_m = mT$ ,  $m = -M/2, -M/2+1, \dots, M/2-1$ , 则有

$$S_R(n, m) = AT_p \operatorname{sinc} \left[ T_p \left( \frac{nB}{N} + 2 \frac{\gamma}{c} x_0 \right) \right] \cdot e^{-j \frac{4\pi}{c} f_c x_0} \cdot e^{-j \frac{4\pi}{c} f_c [y_0 \omega \cdot mT + \frac{1}{2} y_0 \omega' (mT)^2 + \phi_e(m)]} \quad (19)$$

其中,后一个指数项里的  $\phi_e(m)$  是三阶以及三阶以上的相位项,目标在形成孔径时不完全符合转动模型的误差就包含在这一项中。同一指数项里的  $\frac{1}{2} y_0 \omega' (mT)^2$  是线性调频信号相位的复采样,从式(15)可知,线性调频信号相位项的系数也代表着散射点横向位置。

为方便起见,令

$$\Delta \phi_e(m) = \phi_e(m+1) - \phi_e(m) \quad (20)$$

$$\Delta^2 \phi_e(m) = \Delta \phi_e(m+1) - \Delta \phi_e(m) \quad (21)$$

将式(19)中后一个指数项的总相位写成  $\varphi_n$ , 即

$$\varphi_n \triangleq y_0 \omega \cdot mT + \frac{1}{2} y_0 \omega' (mT)^2 + \phi_e(m) \quad (22)$$

令

$$\Delta \varphi_n = \varphi_n(m+1) - \varphi_n(m) \quad (23)$$

$$\Delta^2 \varphi_n = \Delta \varphi_n(m+1) - \Delta \varphi_n(m) \quad (24)$$

则由式(19)可得

$$\begin{aligned} D_R(n, m) &\triangleq S_R(n, m+1) \cdot S_R^*(n, m) \\ &= \left\{ AT_p \operatorname{sinc} \left[ T_p \left( \frac{nB}{N} + 2 \frac{\gamma}{c} x_0 \right) \right] \right\}^2 \\ &\cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_c \left[ y_0 \omega T + y_0 \omega' \left( mT + \frac{1}{2} T \right) + \Delta \phi_e(m) \right] \right\} \quad (25) \\ DD_R(n, m) &\triangleq D_R(n, m+1) \cdot D_R^*(n, m) \\ &= \left\{ AT_p \operatorname{sinc} \left[ T_p \left( \frac{nB}{N} + 2 \frac{\gamma}{c} x_0 \right) \right] \right\}^4 \\ &\cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_c [\gamma_n \cdot T + \Delta^2 \phi_e(m)] \right\} \quad (26) \end{aligned}$$

其中  $\gamma_n = y_0 \omega'$ 。

用两次相位差分消去慢时间域的相位初相及其一阶导数,并使相位的二阶导数成为常量,于是从式(26)就可以估计出三阶以及更高阶相位项的二阶导数,进而补偿这些不必要的高阶相位项。实际处理时可以采用迭代法估计  $\Delta^2 \phi_e(m)$ , 过程简述如下:

FOR  $k$  IN 1 TO 3 LOOP

$$\Delta^2 \hat{\phi}_e^{(k)}(m) = \left\langle \Delta^2 \varphi_n(m) - \hat{\gamma}_n^{(k-1)} \cdot T \right\rangle_n$$

$$= -\frac{c}{4\pi f_c} \cdot \arg \left\{ \sum_{n=1}^N \left[ DD_R(n, m) \cdot \exp \left( j \frac{4\pi f_c}{c} \cdot \hat{\gamma}_n^{(k-1)} \cdot T \right) \right] \right\} \quad (27)$$

$$\hat{\gamma}_n^{(k)} \cdot T = \left\langle \Delta^2 \varphi_n(m) - \Delta^2 \hat{\phi}_e^{(k)}(m) \right\rangle_m$$

$$= -\frac{c}{4\pi f_c} \cdot \arg \left\{ \sum_{m=1}^M \left[ DD_R(n, m) \cdot \exp \left( j \frac{4\pi f_c}{c} \cdot \Delta^2 \hat{\phi}_e^{(k)}(m) \right) \right] \right\} \quad (28)$$

END LOOP

其中  $k$  是代表迭代次数的变量。

RTPE 算法采用迭代方法估计三阶及更高阶的相位项, 通常情况下只需 1~3 次迭代就可以比较准确地估计出各距离单元中相位历程的三阶以及更高阶残余相位项。相位聚焦后, 可以应用 Radon-Wigner 算法估计出同一距离单元内横向各散射点对应的频率分量以及线性调频率分量, 这两种分量均可用来确定散射点的横向位置, 经格式化后可以同时得到两幅高分辨图像, 为进一步识别目标提供了更多的目标信息。

### 3.2 基于 Radon-Wigner 的降阶 RTPE 算法

基本的 RTPE 算法经过迭代直接估计出的是相位误差的二阶导数, 为了补偿各距离单元相位历程中的高阶相位项, 需要先将该估计值进行两次积分, 才能校正高阶残余相位项。在有限字长的计算机中处理时, 存在误差传播的隐患。为了减轻这一影响, 还需结合 Radon-Wigner 变换进行降阶处理, 以提高相位误差估计的稳健性。

对于同一个距离单元内的相位历程来说, 其中包含不止一个与散射点方位位置密切相关的线性调频信号。Radon-Wigner 变换采用解线调的方法在频域逐个消去强 LFM 信号<sup>[1,2]</sup>, 设第  $n$  个距离单元的相位历程  $S_R(n, m) (m=1, 2, \dots, N)$  中包含有  $p$  个线性调频信号  $\sum_{i=1}^p a_i(m) e^{j\frac{1}{2}\gamma_i m^2}$ , 并有

$$\max(|\text{fft}(a_{i+1}(m))|) > \max(|\text{fft}(a_i(m))|), i = 1, 2, \dots, p-1 \quad (29)$$

将  $S_R(n, m)$  乘以  $e^{-j\frac{1}{2}\gamma_1 m^2}$ , 可得

$$S_R(n, m) \cdot e^{-j\frac{1}{2}\gamma_1 m^2} = \sum_{i=1}^p a_i(m) e^{j\frac{1}{2}\gamma_i m^2} \cdot e^{-j\frac{1}{2}\gamma_1 m^2} \quad (30)$$

适当调整  $\gamma_1$  的值, 使得  $S_R(n, m) \cdot e^{-j\frac{1}{2}\gamma_1 m^2}$  的模值最大, 就可以估计出最强的线性调频信号的幅值、频率、调频率, 并且,  $S_R(n, m) \cdot e^{-j\frac{1}{2}\gamma_1 m^2}$  中的各分量仍然可以保持线性的相加关系, 只是各分量的调频率被改变了同一数值, 而第一分量近似成为单频分量<sup>[1,2]</sup>。

紧接着对上式的解线调信号作 Fourier 变换可以得到一

个频谱, 它也是各分量频谱的线性相加。如果各个分量都是单纯的线性调频信号, 那么, 所得频谱只会第一个被正确解线调的分量对应的位置处出现单峰, 其他分量都将为散开的宽谱, 其幅度很小<sup>[2]</sup>。由于实际目标转动与钟摆模型不完全符合, 从而使同一距离单元内横向各散射点相位变化不完全是线性的, 这些三阶以及更高阶的相位项在解线调后的频域里表现为窄谱附近幅值较大的副瓣。

为了补偿这些相位误差, 可以用一个比主瓣宽得多的窗取出包含误差的主信号分量, 用各距离单元上包含误差的主信号分量策动 RTPE 算法估计三阶以及更高阶的相位项, 由于二阶信号分量到这里已被解线调, 原本三阶(含三阶)以上的相位误差在这里就等同于二阶(含二阶)以上的相位误差, 从而实现了 RTPE 的降阶, 此时已经可以使用 ROPE<sup>[4]</sup> 的程序对频域加窗后变换回时域的数据进行处理了。为提高相位估计的精度, 可以对频域包含误差的主信号分量作循环移位, 以使最强的信号分量位于零频位置上, 进而可以用零作 ROPE 中  $\omega_m^{(0)}$  的初始值, 从而加快算法收敛的速度。如一次补偿的效果不够理想, 可以进一步减小窗的宽度, 重复估计并补偿二阶以及更高阶的相位项。从实际数据处理的结果来看, 通常 1~3 次补偿就可以获得很好的效果。

单个距离单元内的相位历程经过解线调以及高阶相位补偿后, 在频域会表现为很窄的单峰信号, 用很窄的带阻滤波器过滤掉这一单峰, 进行逆 Fourier 变换, 再乘以  $e^{-j\frac{1}{2}\gamma_1 m^2}$  就可以使得在每个距离单元的相位历程中的  $a_i(m) e^{j\frac{1}{2}\gamma_i m^2}$  项被消除, 而其他分量经过自聚焦处理后的加性合成信号。

将剩余信号变换到 Radon-Wigner 平面重复以上的步骤, 直到剩余信号能量很小为止。在这一过程中, 可以得到各距离单元上横向各散射点回波的幅度、频率、调频率, 最后将搜索得到的频率和调频率分别从小到大排列起来并将所对应的幅度值填入距离-方位二维平面上, 就可以得到两幅非常近似的目标高分辨率图像。

## 4 实测数据处理结果

实测数据录自试验雷达, 雷达固定在海岸边。所处理的数据包含两种类型, 第 1 组雷达回波是停泊的船只, 船头斜指向雷达, 在较强的北风作用下起伏摆动, 这组数据不需要作包络对齐。其主要参数是: 中心频率  $f_c$  为 15.4GHz, 信号带宽  $B$  为 80 MHz (LFM 信号), 信号脉宽  $T_p$  为 40  $\mu$ s, 重复频率 PRF 为 500Hz, 经 1:4 抽样后重频变为 125Hz。第 2 组是在海面上直线航行的船只, 其径向速度约为 9 节, 方向远离雷达。其主要参数是, 中心频率  $f_c$  为 15.48GHz, 信号带宽  $B$  为 240 MHz (LFM 信号), 信号脉宽  $T_p$  为 40  $\mu$ s, 重复频率 PRF 为 500Hz, 经 1:4 抽样后重频变为 125Hz。这一组回波的包

络对齐采用半边窗的简化整体包络对齐法<sup>[1]</sup>。两组数据的相位聚焦都采用基于Radon-Wigner的降阶处理方案。

图 2 是两组数据多普勒中心随时间变化的曲线。从图中可以看出，舰船在海面上的摆动呈现不规则的周期性变化，有多倍周期和随机变化的特点，其周期约 4s，可以通过估计调频率来分辨同一距离单元中横向各散射点。

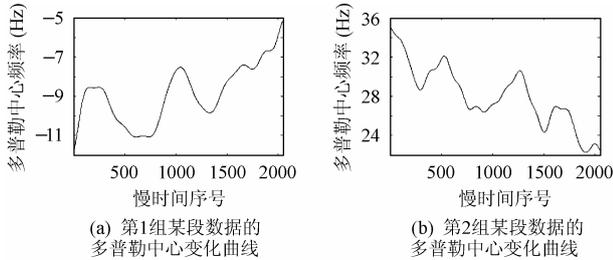


图 2 多普勒中心随慢时间作不规则的周期变化

图 3、图 4 分别为两组数据成像的结果，相当于舰船侧面像，因为图像的纵坐标为因舰船摆动产生的多普勒调频率和多普勒分别量化后的序号，图像的视入方向为摆动的转轴方向。左边一列为采用基于 Radon-Wigner 变换以及“CLEAN”法的降阶 RTPE 自聚焦方法所得到的调频率图像；右边一列为同时由这一算法得到的频率图像。从图中可以看出，在大部分情况下，该算法所得到的调频率图像和频率图像在方位维上刚好方向相反，这说明经过多普勒分析以后，所选择的时间段对应于转动角加速度与角速度方向相反的情况，在这些时间段里，目标的转动与钟摆摆动比较接近，最终得到了质量比较高的图像。

由于基于 Radon-Wigner 变换的降阶 RTPE 自聚焦方法最后一步是对各分量值的大小进行格式化后获得的图像，方位序号仅仅是相对位置索引。不同数据的图像以及同一段数据的调频率和频率图像方位坐标值的大小已经没有可比性，不能根据方位索引来确定不同数据所得图像方位维的位移，这与 Fourier 变换所得图像有所不同。事实上，即使同一段数

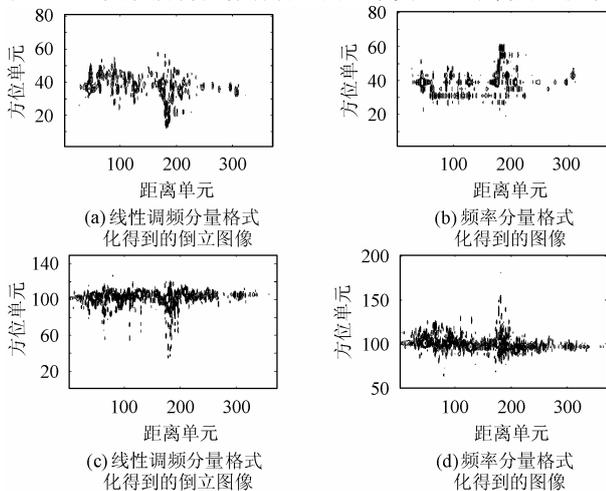


图 3 第 1 组数据的成像结果

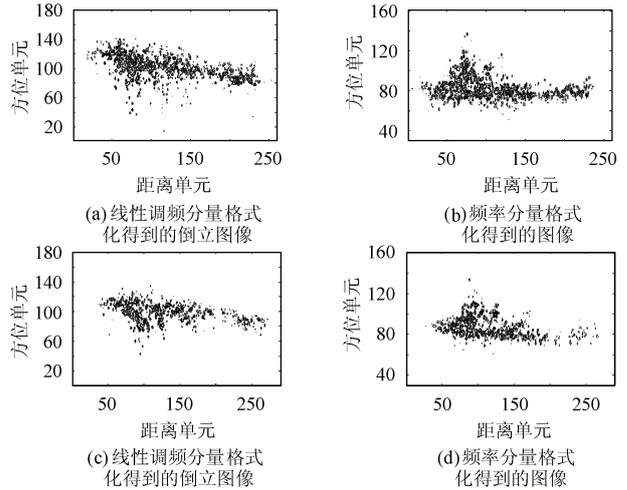


图 4 第 2 组数据的成像结果

据用同样的程序处理，但限制搜索可忽略的最小线性调频分量的能量不同时，最终经过格式化所得图像的方位坐标也是不完全相同的。甚至格式化时所使用的量化层数都对方位坐标序号有相当大的影响。但在以上几种情况下，只要是同一段数据，最终所得图像的距离维坐标都是相同的。

从图 4 可以看到，线性调频分量比较小时(图 4(a))，受海面上较强背景噪声的影响，调频率图像非常模糊，但此时频率分量的图像(图 4(b))比较清楚；频率分量比较小时(图 4(d))，受噪声影响，频率图像的细节不易分辨，但此时调频率图像的细节都已表现出来了(图 4(c)，距离单元 120~130 处可以明显看到船上的部件)。从处理结果看，在多数情况下，频率分量和线性调频分量的相对大小是交替出现的，对应的物理过程相当于转动速度较大时转动加速度会比较小；而当转动速度比较小时在很多情况下转动加速度都会比较大。从而，对于舰船目标的成像，在包络对齐后，应用基于 Radon-Wigner 以及“CLEAN”法的降阶 RTPE 方案进行自聚焦，利用线性调频分量和频率分量同时成像有互补作用，因而可以提高成像概率，这也为进一步的目标识别提供了更多信息。

### 5 结束语

舰船目标与飞机目标成像的基本原理是相同的，但与飞机目标相比，舰船目标的成像条件更为复杂。首先，舰船目标不但在偏转、侧摆、俯仰 3 个维度同时存在姿态变化，而且，由于受非线性策动力和非线性阻尼力的作用，各维度上的摆动都呈现出多倍周期和随机性的特点。分析表明，舰船主要摆动分量的周期约为 4s，单纯作周期运动的散射点模型会在高分辨回波各距离单元的相位历程中包含反映横向散射点分布情况的线性调频信号，该线性调频分量与频率分量相比，在一些条件下前者的幅值会大于后者，利用线性调频

分量成像可以获得较好的结果。其次,舰船目标转动的角速度远比飞机目标的慢,为获得所需孔径需要有较长的积累时间,长时间里会产生较大的高阶相位项。为了补偿实际目标转动过程中因颠簸和不完全符合钟摆转动模型而引起的三阶以及更高阶相位项,我们在一阶相位误差估计算法的基础上得出了二阶相位误差估计方法,并结合 Radon-Wigner 算法以及“CLEAN”法得出了比较稳健的相位自聚焦算法。实测数据处理的结果证实了该方法的有效性。

### 参 考 文 献

- [1] 邢孟道, 保铮. 外场实测数据的舰船目标 ISAR 成像. 电子与信息学报, 2001, 23(12): 1271 – 1277.
- [2] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理. 北京: 国防工业出版社, 1998. 153 – 186
- [3] Wahl D E, Eichel P H, Ghiglia D C, Jakowatz Jr C V. Phase gradient autofocus--A robust tool for high resolution SAR phase correction. *IEEE Trans. on AES*, 1994, 30(3): 827 – 835.
- [4] Li Liwei, Asif Raza, Mao Shiyi. Improvement of Rank One Phase Estimation(ROPE) autofocusing technique. Proc. of ICSP '98, Beijing, China, 1998: 1461 – 1464.
- [5] Snarski C A. Rank one phase error estimation for range-Doppler imaging. *IEEE Trans. on AES*, 1996, 32(2): 676 – 688.
- 雷 杰: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为雷达成像.
- 邢孟道: 男, 1975 年生, 副教授, 硕士生导师, 研究领域为雷达成像和目标识别.
- 保 铮: 男, 1927 年生, 教授, 中科院院士, 博士生导师, 研究领域为信号处理和雷达系统.