

# 随机运动误差对双基地 SAR 的分辨率影响

况 凌,沈晓峰,杨万麟

(电子科技大学电子工程学院,四川成都 610054)

**摘 要:** 根据双基地 SAR(Synthetic Aperture Radar)的随机运动误差特性,分析了由随机运动误差引起的相位误差对双基地 SAR 系统的分辨率影响.推导了在零均值运动误差下的均方根分辨率解析表达式.结合此表达式,确定了存在随机运动误差的系统中,选择高斯函数可以作为系统的最优加权函数以获得最优均方根分辨率,并推导了最优均方根分辨率的闭式解表达式.仿真结果验证了闭式解的有效性.

**关键词:** 双基地 SAR; 随机运动误差; 均方根分辨率

**中图分类号:** TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 09-1693-05

## The Influence of Random Motion Errors on Bistatic SAR Resolution

KUANG Ling, SHEN Xiao-feng, YANG Wan-lin

(Department of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** According to the characteristic of bistatic SAR(Synthetic Aperture Radar). The effect of phase errors due to random motion errors on the resolution of airborne bistatic SAR is analyzed. For zero mean random motion errors, an analytical result of rms (root mean square) resolution is derived. Based on the derived model, in the bistatic SAR system with random motion errors, Gaussian function is found to be the optimum weighting function on azimuth processing and the best achievable rms resolution is obtained in closed form. Simulation results show the availability of the proposed solution.

**Key words:** bistatic SAR; random motion errors; root mean square resolution.

### 1 引言

双基地 SAR(Synthetic Aperture Radar)是指收发系统处于不同平台上的 SAR 系统.由于其收发分置的特点,使其与常规的单基地 SAR 系统相比有很多优点:接收机可以获得目标多方向的散射信息,从而获得目标各个方向的像;收发分置可以提高接收机和发射机的隐蔽性,以完成各种特殊成像任务;避免在接收机和发射机中采用昂贵的收/发模块<sup>[1]</sup>.由于这些各种优点,近几年来,双基地 SAR 受到越来越多的关注<sup>[2,3]</sup>.

对于双基地 SAR 系统,方位上的高分辨率必须通过对整个合成孔径内的信号进行相干处理,即方位压缩.如果系统的发射机和接收机分置于不同的载机上,由于受气流和导航系统等因素的影响,载机的运动总会有随机的运动误差,这会在接收信号中产生随机的相位误差.在方位压缩时,这些相位误差会影响系统分辨率并降低最后的成像质量.针对这个问题,许多文献都对其进行了研究,但是大量的文献都是对单基地 SAR 系统中的运动误差进行讨论<sup>[4]</sup>.文献[5]、[6]虽然对双基

地 SAR 系统中的运动误差进行了分析,但是分析的只是确定性的运动误差,而不是随机性的运动误差,而在实际情况中,大量存在的是随机运动误差.针对这一问题,在双基地 SAR 的基础上,本文提出了由均方根分辨率分析随机运动误差下的系统分辨率,通过对均方根分辨率的分析,可以得到最优均方根分辨率的闭式解表达式.通过此表达式可以快速估计系统的分辨率性能,并对系统的设计提供可靠的依据.

### 2 双基地 SAR 的几何关系

假设双基地 SAR 的收发平台以相同速度做匀速直线运动,以正侧视方式工作.发射机所在坐标为  $(X_T, vt, h_T)$ ,  $t \in [-T/2, T/2]$ ,  $t$  表示信号发射的时刻,表示整个合成孔径时间.对任一信号发射时刻  $t$ ,接收机在  $(X_R, vt, h_R)$  接收经点目标反射而来的信号.点目标坐标为  $(X_C, 0, 0)$ .在一个完整的合成孔径范围内,任意点目标均处于合成孔径的中心位置,不失一般性,假设点目标水平方向的坐标为 0(即  $y$  坐标为 0).  $(X_T, h_T)$ ,  $(X_R, h_R)$  和  $X_C$  均为常数.如图 1 的坐标示意图.

收稿日期:2007-06-19;修回日期:2007-12-18

基金项目:武器装备预研基金项目(No. 51407020103DZ0242)

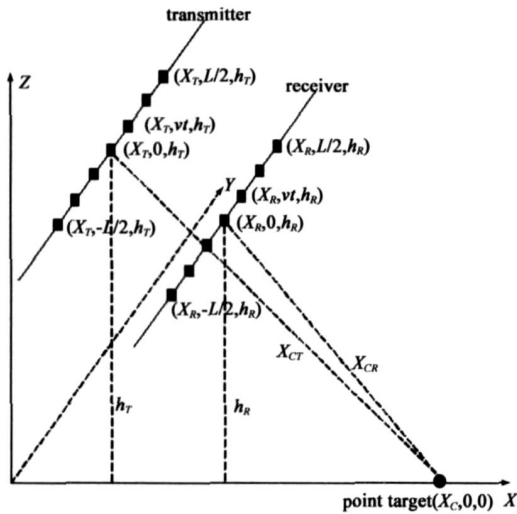


图 1 双基地 SAR 坐标示意图

由于收、发载机有运动误差,那么在收、发载机的运动坐标中将分别引入一个三维误差向量. 载机运动误差相对于载机到点目标的距离是一个很小的量,因此它对距离分辨率的影响一般可以忽略不计,但是它引入的相位误差将直接导致方位像变差<sup>[4]</sup>. 本文将详细分析运动误差所造成的相位误差对双基地 SAR 的方位分辨率影响.

### 3 运动误差模型

由于收、发载机存在运动误差,那么由此产生的位置误差为  $T(t)$  和  $R(t)$ . 以图 1 坐标系为参考,二者可以由下式给出:

$$T(t) = [T_x(t), T_y(t), T_z(t)]^T$$

$$R(t) = [R_x(t), R_y(t), R_z(t)]^T$$

其中,  $t$  表示信号发射的时刻. 因为收、发载机分开飞行,因此  $T(t)$  和  $R(t)$  可以假设为互相独立的零均值广义平稳随机信号. 又由于  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  三个方向互相正交,因此三个方向上的运动误差也为互相独立的随机信号.

因为只考虑方位分辨率,可以假设发射信号为  $\exp[j\omega t]$ . 根据图 1 的双基地 SAR 工作方式,对任意时刻  $t_i$  的发射信号,经过点目标反射,并通过接收机的同步解调,所得的信号为:

$$s(t_i) = \exp[-jkR(t_i)] \quad (1)$$

$$R(t_i) = \sqrt{(X_C - X_T - T_x(t_i))^2 + (vt_i + T_y(t_i))^2 + (h_T + T_z(t_i))^2} + \sqrt{(X_C - X_R - R_x(t_i))^2 + (vt_i + R_y(t_i))^2 + (h_R + R_z(t_i))^2} \quad (2)$$

其中,  $k$  表示波数.

在双基地 SAR 系统中,每一个脉冲重复周期是对空间(即横向)上的采样,因此当脉冲重复频率满足系统条件时,式(1)可以改写为连续时间的形式:

$$s(t) = \exp[-jkR(t)] \quad (1)$$

利用下面的近似式:

$$\sqrt{(X_C - X_T - T_x(t))^2 + (vt + T_y(t))^2 + (h_T + T_z(t))^2} \approx X_{CT} + \frac{(vt)^2}{2X_{CT}} + \left[ -\frac{(X_C - X_T)T_x(t)}{X_{CT}} + \frac{vt + T_y(t)}{X_{CT}} + \frac{h_T - T_z(t)}{X_{CT}} + \frac{T_x(t)^2 + T_y(t)^2 + T_z(t)^2}{2X_{CT}} \right]$$

和

$$\sqrt{(X_C - X_R - R_x(t))^2 + (vt + R_y(t))^2 + (h_R + R_z(t))^2} \approx X_{CR} + \frac{(vt)^2}{2X_{CR}} + \left[ -\frac{(X_C - X_R)R_x(t)}{X_{CR}} + \frac{vt + R_y(t)}{X_{CR}} + \frac{h_R - R_z(t)}{X_{CR}} + \frac{R_x(t)^2 + R_y(t)^2 + R_z(t)^2}{2X_{CR}} \right]$$

式(3)可以简化为:

$$s(t) = \exp[-jk\{X_{CT} + X_{CR} + B(vt)^2 + R(t)\}] \quad (4)$$

其中,

$$X_{CT} = \sqrt{(X_C - X_T)^2 + h_T^2}, X_{CR} = \sqrt{(X_C - X_R)^2 + h_R^2}$$

$$B = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{X_{CT}} + \frac{1}{X_{CR}} \right) \quad (5)$$

$$R(t) = \left[ -\frac{X_C - X_T}{X_{CT}} \frac{T_x(t)}{X_{CT}} + \frac{vt}{X_{CT}} \frac{T_y(t)}{X_{CT}} + \frac{h_T}{X_{CT}} \frac{T_z(t)}{X_{CT}} + \frac{T_x(t)^2 + T_y(t)^2 + T_z(t)^2}{2X_{CT}} \right] + \left[ \frac{X_C - X_R}{X_{CR}} \frac{R_x(t)}{X_{CR}} + \frac{vt}{X_{CR}} \frac{R_y(t)}{X_{CR}} + \frac{h_R}{X_{CR}} \frac{R_z(t)}{X_{CR}} + \frac{R_x(t)^2 + R_y(t)^2 + R_z(t)^2}{2X_{CR}} \right] \quad (6)$$

将  $s(t)$  通过匹配滤波器  $\exp[jkB(vt)^2]$ , 可得方位像的点目标响应:

$$h(y) = \exp[-jk(X_{CR} + X_{CT})] \exp[jkB(vt)^2] \cdot \int_{-T/2}^{T/2} \exp[-jkBv^2t] \exp[-jkR(t)] dt$$

因为目标像为  $|h(y)|$ , 忽略  $\exp[-jk(X_{CR} + X_{CT})]$  和  $\exp[-jkB(vt)^2]$ , 并令  $y = vt$ , 得:

$$h(y) = f(y) \exp[jkR(y)] \exp(-j2kBvy) \quad (7)$$

其中  $R(y) = -kR(t)$ ,  $f(t) = \text{rect}(t/T)$  表示加权函数,它由合成孔径长度决定. 一般情况下,加权函数  $f(t)$  为实偶函数<sup>[4]</sup>,在本文分析中,  $f(t)$  也为实偶函数. 式(7)可以改写为:

$$G(y) = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \exp[jkR(t)] \exp(-j2kBvy) dt \quad (8)$$

其中  $y = 2kBvy$ .

### 4 均方根分辨率

在双基地 SAR 系统中,方位分辨率可以由点目标响应  $G(y)$  的扩展确定,但是在引入运动误差后,由经

典的瑞利分辨率很难计算出  $G(\cdot)$  的扩展, 根据文献 [4], 我们采用均方根分辨率来确定  $G(\cdot)$  的扩展.

$$\sigma^2 = \frac{\int |f(t)|^2 dt}{\int |f(t)|^2 dt} = \frac{\int |G(\cdot)|^2 d}{\int |G(\cdot)|^2 d} \left[ \frac{\int |G(\cdot)|^2 d}{\int |G(\cdot)|^2 d} \right]^2 \quad (9)$$

均方根分辨率即为  $\sigma = \sqrt{E[\sigma^2]}$ . 由 Parseval 定理, 将式 (8) 代入式 (9) 可得:

$$\sigma^2 = \frac{\int |f(t)|^2 dt}{\int |f(t)|^2 dt} + \frac{\int |f(t)|^2 |I(t)|^2 dt}{\int |f(t)|^2 dt} \left[ \frac{\int |f(t)|^2 |I(t)|^2 dt}{\int |f(t)|^2 dt} \right]^2 \quad (10)$$

根据均方根分辨率定义, 由式 (10) 可得:

$$\sigma^2 = \frac{\int |f(t)|^2 dt}{\int |f(t)|^2 dt} + \frac{\int |f(t)|^2 R(t, t) dt}{\int |f(t)|^2 dt} - \frac{\iint |f(t_1)|^2 |f(t_2)|^2 R(t_1, t_2) dt_1 dt_2}{(\int |f(t)|^2 dt)^2} \quad (11)$$

$$R(t_1, t_2) = \langle f(t_1) f^*(t_2) \rangle \quad (12)$$

$$R(t, t) = R(t_1, t_2) |_{t_1=t_2=t} \quad (13)$$

其中,  $\langle \cdot \rangle$  表示取随机信号的数学期望. 因为  $T(t)$  和  $R(t)$  远小于  $X_{CT}$  和  $X_{CR}$ , 式 (6) 简化为:

$$\begin{aligned} & \left[ -\frac{(X_C - X_T) T_X(t)}{X_{CT}} + \frac{vt T_Y(t)}{X_{CT}} + \frac{h_T T_Z(t)}{X_{CT}} \right] + \\ & \left[ -\frac{(X_C - X_R) R_X(t)}{X_{CR}} + \frac{vt R_Y(t)}{X_{CR}} + \frac{h_R R_Z(t)}{X_{CR}} \right] \quad (14) \end{aligned}$$

将式 (14) 代入 (12) 得:

$$\begin{aligned} & R(t_1) R(t_2) = \\ & \left[ \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} T_X(t_1) T_X(t_2) + \frac{v^2}{X_{CT}^2} T_Y(t_1) T_Y(t_2) + \right. \\ & \left. + \frac{v^2 t_2}{X_{CT}^2} T_Y(t_1) T_Y(t_2) + \frac{v^2 t_1}{X_{CT}^2} T_Y(t_1) T_Y(t_2) + \right. \\ & \left. + \frac{v^2 t_1 t_2}{X_{CT}^2} T_Y(t_1) T_Y(t_2) + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} T_Z(t_1) T_Z(t_2) + \right. \\ & \left. + \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} R_X(t_1) R_X(t_2) + \frac{v^2}{X_{CR}^2} R_Y(t_1) R_Y(t_2) \right. \\ & \left. + \frac{v^2 t_2}{X_{CR}^2} R_Y(t_1) R_Y(t_2) + \frac{v^2 t_1}{X_{CR}^2} R_Y(t_1) R_Y(t_2) + \right. \\ & \left. + \frac{v^2 t_1 t_2}{X_{CR}^2} R_Y(t_1) R_Y(t_2) + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} R_Z(t_1) R_Z(t_2) \right] \quad (15) \end{aligned}$$

式 (15) 中交叉项已被略去, 因为  $T(t)$  和  $R(t)$  是互相

独立的零均值随机信号. 联合式 (11)、(12)、(13)、(15) 得:

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + \sigma_T^2 + \sigma_R^2 \quad (16)$$

$$\sigma_0^2 = \frac{\int |F(\cdot)|^2 d}{\int |F(\cdot)|^2 d} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 = & \frac{k^2}{2} \left\{ \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} S_{T_X T_X}(\cdot) \left[ 1 - \frac{|Q(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right. \\ & \left. + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} S_{T_Z T_Z}(\cdot) \left[ 1 - \frac{|Q(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right\} \\ & + \frac{k^2 v^2}{2 X_{CT}^2} \left\{ S_{T_Y T_Y}(\cdot) \left[ 1 - \frac{|Q(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right. \\ & \left. + S_{T_Y T_Y}(\cdot) \left[ \frac{t^2 |f(t)|^2 dt}{Q(0)} - \frac{|I(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right. \\ & \left. - 2 S_{T_Y T_Y}(\cdot) \frac{Q^*(\cdot) I(\cdot)}{|Q(0)|^2} d \right\} \quad (18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_R^2 = & \frac{k^2}{2} \left\{ \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} S_{R_X R_X}(\cdot) \left[ 1 - \frac{|Q(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right. \\ & \left. + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} S_{R_Z R_Z}(\cdot) \left[ 1 - \frac{|Q(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right\} \\ & + \frac{k^2 v^2}{2 X_{CR}^2} \left\{ S_{R_Y R_Y}(\cdot) \left[ 1 - \frac{|Q(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right. \\ & \left. + S_{R_Y R_Y}(\cdot) \left[ \frac{t^2 |f(t)|^2 dt}{Q(0)} - \frac{|I(\cdot)|^2}{|Q(0)|^2} \right] d \right. \\ & \left. - 2 S_{R_Y R_Y}(\cdot) \frac{Q^*(\cdot) I(\cdot)}{|Q(0)|^2} d \right\} \quad (19) \end{aligned}$$

其中,  $S_{T_X T_X}(\cdot)$ ,  $S_{T_Y T_Y}(\cdot)$ ,  $S_{T_Y T_Y}(\cdot)$  和  $S_{T_Z T_Z}(\cdot)$  是  $T_X(t)$ ,  $T_Y(t)$ ,  $T_Y(t)$  和  $T_Z(t)$  的功率谱.  $S_{R_X R_X}(\cdot)$ ,  $S_{R_Y R_Y}(\cdot)$ ,  $S_{R_Y R_Y}(\cdot)$  和  $S_{R_Z R_Z}(\cdot)$  是  $R_X(t)$ ,  $R_Y(t)$ ,  $R_Y(t)$  和  $R_Z(t)$  的功率谱.  $S_{T_Y T_Y}(\cdot)$  是  $T_Y(t)$  和  $T_Y(t)$  的互功率谱.  $S_{R_Y R_Y}(\cdot)$  是  $R_Y(t)$  和  $R_Y(t)$  的互功率谱.  $Q(\cdot)$  和  $I(\cdot)$  是  $|f(t)|^2$  和  $t|f(t)|^2$  的傅氏变换. 式 (16) 可以用来计算平稳随机运动误差下的均方根分辨率.

### 5 最优加权函数

根据以上分析, 我们可以通过寻找合适的加权函数  $f(t)$ , 以使系统的均方根分辨率最优. 收、发载机在  $y$  方向上 (即前向运动方向) 的运动误差主要使合成阵列的阵元间隔产生随机变化, 而不是理想情况下的等间隔, 这种误差可以通过对接收的原始数据进行适当的方位向重采样来补偿 [7]. 根据以上分析, 在下面的讨论中, 我们将假设  $y$  方向的误差已补偿或很小, 忽略不计. 因此式 (18) 和 (19) 中的最后一项即可省略, 即忽略  $T_Y(t)$  和  $R_Y(t)$  的影响. 由式 (16) ~ (19) 得:

$$\sigma_{XZ}^2 = \frac{\int |F(\omega)|^2 d\omega}{\int |F(\omega)|^2 d\omega} + \frac{k^2}{2} \left\{ \left[ 1 - \frac{|Q(\omega)|^2}{|Q(0)|^2} \right] \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} S_{T_x T_x}(\omega) + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} S_{T_z T_z}(\omega) + \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} S_{R_x R_x}(\omega) + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} S_{R_z R_z}(\omega) \right\} \quad (20)$$

其中  $\sigma_{XZ}$  表示忽略了  $R_Y(t)$  和  $T_Y(t)$  的均方根分辨率。

如果收、发载机运动误差的功率谱集中在低频范围内,那么式(20)中的  $|Q(\omega)|^2$  可以近似为:

$$|Q(\omega)|^2 \approx |Q(0)|^2 + 2Q(0)Q'(\omega) \quad (21)$$

因为  $f(t)$  是偶函数,所以一次项为 0。将式(21)代入式(20)得:

$$\sigma_{XZ}^2 \approx \sigma_{XZapp}^2 = \frac{\int |F(\omega)|^2 d\omega}{\int |F(\omega)|^2 d\omega} + k^2 \left[ \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} \int T_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} \int T_z^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} \int R_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} \int R_z^2 f^2(\omega) d\omega \right] \frac{\int f^2(\omega) d\omega}{\int f^2(\omega) d\omega} \quad (22)$$

$\sigma_{XZapp}^2$  表示  $\sigma_{XZ}^2$  的近似值。令  $\sigma_i^2 = \frac{\int |F(\omega)|^2 d\omega}{\int |F(\omega)|^2 d\omega}$ ,  $\sigma_i^2 = \frac{\int f^2(\omega) d\omega}{\int f^2(\omega) d\omega}$ , 式(22)可以简化为:

$$\sigma_{XZapp}^2 = \sigma_i^2 + k^2 \left[ \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} \int T_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} \int T_z^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} \int R_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} \int R_z^2 f^2(\omega) d\omega \right] \sigma_i^2 \quad (23)$$

因为  $\sigma_i^2 \geq \frac{1}{4}$ , 当  $f(t)$  是高斯函数时取得等号<sup>[8]</sup>。由式(23)可得:

$$\sigma_{XZapp}^2 \geq \frac{1}{4} \sigma_i^2 + k^2 \left[ \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} \int T_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} \int T_z^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} \int R_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} \int R_z^2 f^2(\omega) d\omega \right] \sigma_i^2 \quad (24)$$

当  $\sigma_i^2 = 1/(2k\sqrt{P})$  式(24)取得最小值:

$$\sigma_{XZapp}^2 \geq k\sqrt{P} = \sigma_{min}^2 \quad (26)$$

其中

$$P = \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} \int T_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} \int T_z^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} \int R_x^2 f^2(\omega) d\omega + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} \int R_z^2 f^2(\omega) d\omega$$

从以上分析,可以得知在忽略  $R_Y(t)$  和  $T_Y(t)$  的情况下,最优加权函数为高斯函数:

$$f(t) = \exp(-\frac{1}{2} dt^2) \quad (27)$$

其中  $d$  可由式(23)确定:

$$d = k\sqrt{P} \quad (28)$$

如果系统使用最优高斯加权函数,并且运动误差的功率谱在高频部分仍有很多分量,式(21)可以写为:

$$|Q(\omega)|^2 = |Q(0)|^2 + 2Q(0)Q'(\omega) + \dots \quad (29)$$

其中  $\dots$  表示高次项。因为加权函数为高斯函数,将式(27)带入(29)得:

$$Q(\omega) = \frac{1}{d} \exp\left(-\frac{\omega^2}{2d}\right) - \frac{1}{d} + \frac{\omega^2}{2d^2} \quad (30)$$

$Q(\omega)$  的一阶导数为  $Q'(\omega) = -\frac{\omega}{d^2} \left[ 1 - \exp(-\frac{\omega^2}{2d}) \right]$ , 从此式可知在  $\omega = 0$  处  $Q(\omega)$  取得最小值 0, 所以  $Q(\omega) > 0$ 。将式(29)带入(20)得:

$$\sigma_{XZopt}^2 = \sigma_{min}^2 - \frac{k^2}{2} \left[ \frac{(X_C - X_T)^2}{X_{CT}^2} S_{T_x T_x}(\omega) + \frac{(X_C - X_R)^2}{X_{CR}^2} S_{R_x R_x}(\omega) + \frac{H_T^2}{X_{CT}^2} S_{T_z T_z}(\omega) + \frac{H_R^2}{X_{CR}^2} S_{R_z R_z}(\omega) \right] \frac{1}{|Q(0)|^2} d \quad (31)$$

$\sigma_{XZopt}$  是系统可以获得的最优均方根分辨率。如果运动误差的二阶或更高阶导数为 0, 从式(31)得  $\sigma_{XZopt}^2 = \sigma_{min}^2$ ; 如果运动误差的二阶或更高阶导数不为 0, 从式(31)得  $\sigma_{XZopt}^2 < \sigma_{min}^2$ 。综上可知,在任意零均值平稳随机运动误差下,通过使用最优高斯加权函数,可获得的最优均方根分辨率为:

$$\sigma_{XZopt} \leq \sigma_{min} = (k\sqrt{P})^{1/2} \quad (32)$$

综合式(32)和(8)可知,双基地 SAR 系统在随机运动误差下,忽略  $R_Y(t)$  和  $T_Y(t)$ , 可获得的最优均方根分辨率为:

$$\sigma_{SARXZopt} = \frac{\sigma_{XZopt}}{2kB_V} \leq \frac{1}{2B_V} \left( \frac{\sqrt{P}}{k} \right)^{1/2} \quad (33)$$

## 6 仿真

假设系统工作频率为 1.34GHz, 发射载机位置  $(X_T, h_T) = (0, 1000\text{m})$ , 接收载机位置  $(X_R, h_R) = (8 \times 10^{-3}\text{m}, 500\text{m})$ ; 二者均以  $v = 100\text{m/s}$  的速度直线飞行。考虑随机运动误差  $T_X(t)$ ,  $T_Z(t)$ ,  $R_X(t)$  和  $R_Z(t)$ 。它们都是如下的随机信号:  $A_{Tx} \cos(\omega_c t + \phi_{Tx})$ ,  $A_{Tz} \cos(\omega_c t +$

$\phi_{Tx}$ ,  $A_{Rx}\cos(\omega_{Rx}t + \phi_{Rx})$  和  $A_{Rz}\cos(\omega_{Rz}t + \phi_{Rz})$ . 其中  $\phi_{Tx}$ ,  $\phi_{Rz}$ ,  $\phi_{Rx}$  和  $\phi_{Rz}$  是独立同分布的随机变量, 服从  $[-\pi, \pi]$  的均匀分布. 选择高斯加权函数  $f(t) = \exp[-t^2/2d^2]$ ,  $d$  可以从式(28) 计算. 在图 2 的结果中,  $A_{Tx} = A_{Tz} = A_{Rx} = A_{Rz} = 0.1\text{m}$ ,  $\omega_{Tx}$ ,  $\omega_{Tz}$ ,  $\omega_{Rx}$ ,  $\omega_{Rz}$  均选择在  $0\text{rad/s}$  到  $1\text{rad/s}$  之间变化. 在图 3 的结果中, 选择  $A_{Tx} = 0.4\text{m}$ ,  $A_{Tz} = 0.3\text{m}$ ,  $A_{Rx} = 0.2\text{m}$ ,  $A_{Rz} = 0.1\text{m}$ , 其余参数同图 1 的参数, 以使运动误差的幅度不一样. 在图 4 的结果中, 选择  $\omega_{Tx} = \omega_{Tz} = 0.5\text{rad/s}$ , 其余参数同图 1 的参数, 以使运动误差的频率不一样.

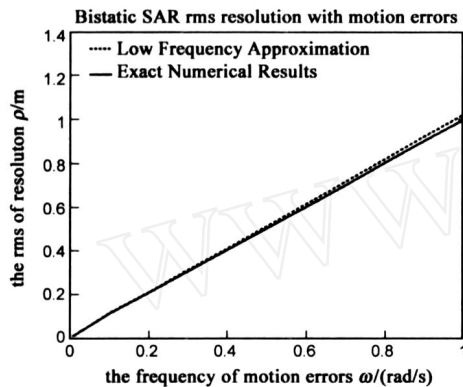


图 2 独立同分布运动误差下的均方根分辨率

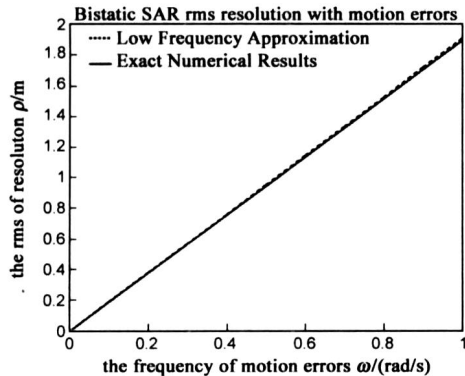


图 3 幅度不同运动误差下的均方根分辨率

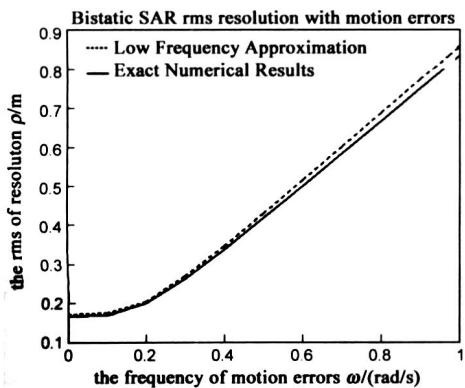


图 4 频率不同运动误差下的均方根分辨率

从以上三个仿真结果可以看出, 数值计算得到曲线非常逼近低频近似曲线, 而在一般的双基地 SAR 系统

中, 运动误差主要集中在低频内, 因此用此近似表达式能够很好的估计双基地 SAR 系统在随机运动误差下的均方根分辨率.

### 7 结论

本文讨论了在收、发载机存在随机运动误差的情况下, 由运动误差引起的相位误差对双基地 SAR 系统分辨率的影响, 推导了均方根分辨率的解析表达式. 并针对忽略前向运动误差的情况, 分析了选择高斯加权函数, 可以得到最佳均方根分辨率. 最后的仿真结果表明, 最优均方根分辨率闭式解表达式可以对系统的分辨率进行有效的快速估计.

### 参考文献:

- [1] Nicholas J. Willis. Bistatic Radar[M]. Boston: Artech House, 1991. 15 - 22.
- [2] I Walterscheid, A R Brenner, J H G Ender. Results on bistatic synthetic aperture radar[J]. Electronics Letters, 2004, 40(19): 1224 - 1225.
- [3] Ingo Walterscheid, Joachim H. G. Ender, Andreas R. Brenner, Otmar Loffeld. Bistatic SAR processing and experiments [J]. IEEE Trans on Geosci Remote Sensing, 2006, 44(10): 2710 - 2717.
- [4] W M Brown. SAR Resolution in the presence of phase errors [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics System, 1988, 24(6): 808 - 814.
- [5] TANG Zi-yue, ZHANG Shou-rong, WANG Wei-yan. The influence of motion error on the phase synchronization and imaging of bistatic-SAR[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1907.
- [6] Brian D Rigling, Randolph L Moses. Motion measurement errors and autofocus in bistatic SAR [J]. IEEE Transactions on image processing, 2006, 15(4): 1008 - 1016.
- [7] G Fornaro. Trajectory deviations in airborne SAR: analysis and compensation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(3): 997.
- [8] Leon Cohen. Time-Frequency Analysis: Theory and Applications[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1995. 36 - 38.

### 作者简介:

况 凌 男, 汉族, 1979 年生于四川省成都, 博士研究生. 主要研究领域: 合成孔径雷达, 雷达信号处理.

E-mail: ckuangling@uestc.edu.cn

沈晓峰 男, 汉族, 1965 年生于四川省成都, 电子科技大学电子工程学院副教授, 主要研究方向为微波成像、信号处理、雷达系统.

杨万麟 男, 汉族, 1945 年生于四川省成都, 电子科技大学电子工程学院教授, 博士生导师. 主要研究领域: 雷达系统, 雷达信号处理, 微波成像.