

方位多相位中心 SAR 信号重建误差分析*

马喜乐,董臻,何峰,孙造宇,梁甸农
(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘要:就方位多相位中心(Azimuth Multiple-Phase-Center, AMPC)合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)系统的阵列误差对信号重建性能的影响进行分析。将阵列误差建模为随机过程,结合最小二乘(Least-Square, LS)算法,推导了AMPC SAR误差功率谱的解析表达式,进而得到了AMPC SAR的信噪比与方位模糊比的解析表达式。仿真实验验证了理论分析的正确性。分析指出,随着系统脉冲重复频率的升高,有必要通过减小重建系数以实现重建性能的提升。分析方法与结果对AMPC SAR系统设计以及图像质量预估提供有效支撑。

关键词:合成孔径雷达;方位多相位中心;阵列误差;信噪比;方位模糊比

中图分类号: 957.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2014)01-057-05

Reconstruction error of azimuth multiple-phase-center

MA Xile, DONG Zhen, HE Feng, SUN Zaoyu, LIANG Diannong

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Influence of array errors of azimuth multiple-phase-center (AMPC) synthetic aperture radar (SAR) on signal reconstruction performance is investigated. The array errors were modeled as stochastic process. In combination with least-square (LS) algorithm, the analytical expression of the reconstruction error power spectrum was derived. Then, the analytical expressions of signal to noise ratio (SNR) and azimuth ambiguity to signal ratio (AASR) were obtained. Experiment results confirm the validity of the theoretical analyses. Analytical results indicate that the image quality of AMPC SAR can be improved by decreasing the reconstruction coefficient when the pulse repetition frequency (PRF) increases. The approaches and results are helpful to the system design and the image quality evaluation of AMPC SAR.

Key words: synthetic aperture radar; azimuth multiple-phase-center; array errors; signal to noise ratio; azimuth ambiguity to signal ratio

高分辨率宽测绘带(High-Resolution Wide-Swath, HRWS)成像^[1-2]是当前星载合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)领域的研究热点。方位多相位中心(Azimuth Multiple-Phase-Center, AMPC) SAR^[3-5]克服了常规单通道 SAR 系统在方位分辨率和测绘带宽度之间的固有矛盾,是目前最具潜力的 HRWS 对地观测模式之一。方位向双相位中心 SAR 已经在 RadarSat-2 以及 TerraSAR-X 等在轨系统上得到成功验证^[4]。

实际系统中,通道响应以及姿态误差等因素带来的阵列误差不可避免。对于单平台星载 AMPC SAR 系统,阵列误差可建模为系统性的幅相误差^[5-7]。能量均衡法能够对幅度误差进行高精度校准。相位误差校正方面,正交子空间法^[5]、信号空间匹配法^[6]、干涉相位法^[7]等一系列方法相继被提出。基于 AMPC SAR 方位向的

线性信号模型,频谱重构^[4]、最小二乘(Least-Square, LS)^[8]、Capon 滤波^[5]等方法皆可用于 AMPC SAR 的信号重建。方位模糊比(Azimuth Ambiguity to Signal Ratio, AASR)与信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)是关乎 SAR 图像质量的两大关键指标。Capon 滤波与子空间滤波以方位模糊比为代价可取得较好的信噪比性能,LS 算法在取得较好的方位模糊抑制性能的同时具备效率上的显著优势。

文献[8]提出旁瓣杂波与噪声系数的指标以评价 LS 算法的信号重建性能,其不足之处在于没有对旁瓣杂波与加性噪声做区别性分析,也未能充分考虑处理带宽对相关性能的影响。文献[3]则未能充分考察滤波器设计对系统性能的影响。从信号处理与系统设计两方面综合考虑:首先,高效率的 LS 算法具备不可替代的作用;其次,迫切

* 收稿日期:2013-04-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61101187)

作者简介:马喜乐(1987—),男,安徽六安人,博士研究生,E-mail: darkbone@126.com;

董臻(通信作者),男,研究员,博士,E-mail: dongzhen@vip.sina.com

需要考察噪声分量、旁瓣模糊分量以及阵列误差对 AMPC SAR 图像质量的影响。基于 LS 算法, 本文对 AMPC SAR 系统在阵列误差影响下的信号重建性能进行分析。

1 信号重建原理

图 1 为单平台三通道 AMPC SAR 系统的示意图, 其中 R_x 与 T_x 分别表示接收子孔径与发射天线, v_s 表示平台速度, Δx 为相邻子孔径的沿航向间距。由文献[4]可知, 第 m 个通道的接收数据 $x_m(\eta, t)$ 可由参考通道信号 $s(\eta, t)$ 表示为

$$x_m(\eta, t) = e^{j\varphi_{QP,m}} s(\eta - \eta_d^m, t) \quad (1)$$

其中, η 为慢时间, t 为快时间, $\varphi_{QP,m} = -\pi d_m^2 / (2\lambda r_0)$, $\eta_d^m = d_m / (2v_s)$, $d_m = (m-1)\Delta x$, λ 为波长, r_0 为卫星平台到散射点的最近斜距。对单平台星载 AMPC SAR, 有 $d_m \leq r_0$, 于是 $\varphi_{QP,m}$ 可近似为 0。为了表述上的清晰, 我们省略快时间变量 t 。以 $T = 1/f_s$ 为周期的采样信号的多普勒谱为

$$X_m(f_\eta) = T^{-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} S(f_\eta + lf_s) e^{j(m-1)\beta_l} \quad (2)$$

其中, f_s 为脉冲重复频率 (Pulse Repetition Frequency, PRF), $X_m(f_\eta)$ 与 $S(f_\eta)$ 分别为 $x_m(\eta)$

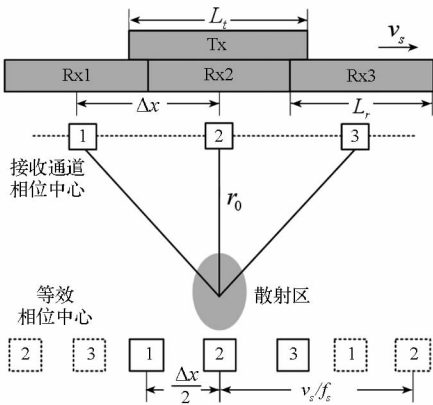


图 1 AMPC SAR 空间采样示意图

Fig. 1 Spatial sampling of AMPC SAR

和 $s(\eta)$ 的傅里叶变换, f_η 为多普勒频率, $\beta_l = 2\pi(f_\eta + lf_s)\Delta\eta$, $\Delta\eta = \frac{\Delta x}{(2v_s)}$ 。鉴于常数 T^{-1} 对信号重建以及性能分析并无影响, 为简便, 在下文中予以省略。

由式(2), 进一步考虑加性噪声的影响, 得到矩阵形式的信号模型:

$$\mathbf{X}(f_\eta) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{P}_k(f_\eta) \mathbf{S}_k(f_\eta) + \mathbf{N}_{in}(f_\eta) \quad (3)$$

其中, $\mathbf{X}(f_\eta) = [X_1(f_\eta), \dots, X_M(f_\eta)]^T$ ($[\cdot]^T$ 表示矩阵转置), $\mathbf{S}_k(f_\eta) = [S_{k,1}(f_\eta), \dots, S_{k,Q}(f_\eta)]^T$,

$S_{k,q}(f_\eta) = S(f_\eta + l_{k,q}f_s)$ 为 $S(f_\eta)$ 的周期性严拓, $l_{k,q} = kQ + q - \text{int}\left(\frac{(Q+1)}{2}\right)$, $k \in \mathbf{R}$, $q \in \{1, 2, \dots, Q\}$ ($\text{int}(\cdot)$ 表示实数的整数部分), Q 为 \mathbf{P}_k 的列数。 \mathbf{P}_k 元素为

$$[\mathbf{P}_k(f_\eta)]_{m,q} = e^{j(m-1)\beta_{l_{k,q}}} \quad (4)$$

其中 $1 \leq m \leq M$, $1 \leq q \leq Q$, $\mathbf{N}_{in}(f_\eta)$ 为噪声矢量。出于信号重建的需要, 式(3)中的 f_η 被定义在区间 $I_{\text{int}((Q+1)/2)}$ 上, 其中

$$I_q \triangleq \left(q - \frac{(Q+1)}{2} \right) f_s + f_{\eta_c} + \left[-\frac{f_s}{2}, \frac{f_s}{2} \right] \quad (5)$$

f_{η_c} 为多普勒中心。为了表述上的清晰, 假定 $f_{\eta_c} = 0$, 则有 $\bigcup_{q=1}^Q I_q = I_{\text{main}} \triangleq [-Qf_s/2, Qf_s/2]$ 。正整数 Q 被称之为重建系数。考虑到方位分辨率的要求以及通道数的限制, Q 应满足 $B_p/f_s \leq Q \leq M$, 其中 B_p 为方位向处理带宽。LS 算法即期望重建区间 I_{main} 上的频谱。

忽略旁瓣模糊与噪声的影响, LS 估计器为

$$\mathbf{W}(f_\eta) = \mathbf{P}_0(f_\eta) (\mathbf{P}_0^H(f_\eta) \mathbf{P}_0(f_\eta))^{-1} \quad (6)$$

其中 $[\cdot]^H$ 表示矩阵的共轭转置。 $\mathbf{S}_0(f_\eta)$ 的 LS 估计为

$$\hat{\mathbf{S}}_0(f_\eta) = \mathbf{W}^H(f_\eta) \mathbf{X}(f_\eta) \quad (7)$$

2 信号重建误差

2.1 阵列误差模型

星载 AMPC SAR 系统的阵列误差主要是由通道响应、天线姿态以及相位中心位置等误差因素导致。这些误差最终可归结为阵列的幅度、相位和沿航位置误差。针对单平台星载 AMPC SAR 系统, 沿航位置误差可以忽略。我们重点考察幅相误差对信号重建的影响。对特定的一次观测, 可以忽略幅度、相位的抖动, 从而假定通道间的幅相误差是固定的。这样, 实际的观测矩阵可以表示为:

$$\hat{\mathbf{P}}_k(f_\eta) = \Gamma \mathbf{P}_k(f_\eta) \quad (8)$$

其中 $\Gamma = \text{diag}(\gamma)$, $\gamma = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M]^T$, $\gamma_m = (1 + \Delta g_m) e^{j\Delta\varphi_m}$, Δg_m 与 $\Delta\varphi_m$ 分别表示幅度误差和相位误差。这样, 信号模型修正为

$$\mathbf{X}(f_\eta) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{\mathbf{P}}_k(f_\eta) \mathbf{S}_k(f_\eta) + \mathbf{N}_{in}(f_\eta) \quad (9)$$

2.2 重建误差

利用式(6)给出的滤波器进行信号重建, 结合式(7)与式(9), 我们得到重建误差

$$\begin{aligned} \xi(f_\eta) &= \hat{\mathbf{S}}_0(f_\eta) - \mathbf{S}_0(f_\eta) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{S}_{amb,k}(f_\eta) + \mathbf{N}_{out}(f_\eta) \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$\mathbf{S}_{amb,k}(f_\eta) = \begin{cases} \mathbf{W}^H(f_\eta)\Delta\mathbf{P}_0(f_\eta)\mathbf{S}_0(f_\eta), k=0 \\ \mathbf{W}^H(f_\eta)\tilde{\mathbf{P}}_k(f_\eta)\mathbf{S}_k(f_\eta), k \neq 0 \end{cases} \quad (11)$$

$$\mathbf{N}_{out}(f_\eta) = \mathbf{W}^H(f_\eta)\mathbf{N}_{in}(f_\eta) \quad (12)$$

其中 $\Delta\mathbf{P}_0(f_\eta) = (\mathbf{I} - \mathbf{I})\mathbf{P}_0(f_\eta)$, \mathbf{I} 为单位矩阵。记

$$\xi(f_\eta) = [\xi_1(f_\eta), \dots, \xi_Q(f_\eta)]^T, \text{ 有}$$

$$\xi_q(f_\eta) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{N}_{in}(f_\eta) + \mathbf{w}_q^H \Delta\mathbf{P}_0(f_\eta) \mathbf{S}_0(f_\eta) + \mathbf{w}_q^H \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{\infty} \tilde{\mathbf{P}}_k(f_\eta) \mathbf{S}_k(f_\eta) \quad (13)$$

其中, \mathbf{w}_q 为 $\mathbf{W}(f_\eta)$ 的第 q 列矢量。

假定噪声分量为独立同分布的高斯白噪声。记输入噪声功率 $P_{n,in} = \sigma_n^2$, 多普勒域的噪声功率谱密度为 $p_{n,in}(f_\eta) = \sigma_n^2/f_s$ 。同时认为不同频段上的回波谱不相关:

$$\mathbf{E}\{S_{k,r}(f_\eta)S_{k',r'}^*(f_\eta)\} = \begin{cases} \sigma_{k,r}^2(f_\eta), k=k', r=r' \\ 0, \text{ 其他} \end{cases} \quad (14)$$

其中 $\mathbf{E}(\cdot)$ 为期望运算, $(\cdot)^*$ 为共轭运算。这样, 区间 I_q 上的误差功率谱 $p_{e,q}(f_\eta) = \mathbf{E}\{|\xi_q(f_\eta)|^2\}$ 可由式(15)给出, 其中方位模糊功率谱与输出噪声功率谱分别由式(16)与式(17)给出, $\Delta\mathbf{p}_{0,r}$ 为矩阵 $\Delta\mathbf{P}_0(f_\eta)$ 的第 r 列, $\tilde{\mathbf{p}}_{k,r}$ 为矩阵 $\tilde{\mathbf{P}}_k(f_\eta)$ 的第 r 列。

$$p_{e,q}(f_\eta) = p_{amb,q}(f_\eta) + p_{n,out,q}(f_\eta) \quad (15)$$

$$p_{amb,q}(f_\eta) = \sum_{r=1}^Q \sigma_{0,r}^2(f_\eta) \mathbf{E}\{|\mathbf{w}_q^H \Delta\mathbf{p}_{0,r}|^2\} + \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{\infty} \sum_{r=1}^Q \sigma_{k,r}^2(f_\eta) \mathbf{E}\{|\mathbf{w}_q^H \tilde{\mathbf{p}}_{k,r}|^2\} \quad (16)$$

$$p_{n,out,q}(f_\eta) = p_{n,in}(f_\eta) (\mathbf{w}_q^H \mathbf{w}_q) \quad (17)$$

这样, 可以得到定义在 I_{main} 上的重建误差功率谱 $p_e(\tilde{f}_\eta)$ 、方位模糊功率谱 $p_{amb}(\tilde{f}_\eta)$ 以及输出噪声功率谱 $p_{n,out}(\tilde{f}_\eta)$, 其中 $\tilde{f}_\eta \in I_{main}$ 。于是, 得到重建误差功率 $P_e = \int_{-B_{p/2}}^{B_{p/2}} p_e(\tilde{f}_\eta) d\tilde{f}_\eta$, 方位模糊功率 $P_{amb} = \int_{-B_{p/2}}^{B_{p/2}} p_{amb}(\tilde{f}_\eta) d\tilde{f}_\eta$, 以及输出噪声功率 $P_{n,out} = \int_{-B_{p/2}}^{B_{p/2}} p_{n,out}(\tilde{f}_\eta) d\tilde{f}_\eta$ 。结合式(15), 有

$$P_e = P_{amb} + P_{n,out} \quad (18)$$

2.3 误差功率谱分析

定义噪声调制函数为

$$\phi(\tilde{f}_\eta) = \frac{p_{n,out}(\tilde{f}_\eta)}{P_{n,in}(f_\eta)} \quad (19)$$

其中

$$f_\eta \triangleq \tilde{f}_\eta - \left(q - \text{int}\left(\frac{Q+1}{2}\right)\right)f_s$$

结合式(16), 有

$$\phi(\tilde{f}_\eta) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{w}_q \quad (\tilde{f}_\eta \in I_q) \quad (20)$$

由于单次观测的持续时间有限, 通道间幅相误差可以建模为固定偏差。但是, 对于不同的观测时间段, 幅相误差具有随机性。从统计意义上对幅相误差进行考察, Δg_m 、 $\Delta\phi_m$ 为统计独立的随机变量。考虑到当前硬件水平与现有的幅相误差校正方法, 幅相误差能够被控制在较小的范围之内。假定 Δg_m 、 $\Delta\phi_m$ 服从均匀分布, 亦即

$$\Delta g_m \sim U(-A/2, A/2)$$

$$\Delta\phi_m \sim U(-\Phi/2, \Phi/2)$$

其中, A 为幅度误差的范围, Φ 为相位误差的范围。由均匀分布特性易知, Δg_m 与 $\Delta\phi_m$ 的均值为 0, 方差分别为 $\sigma_A^2 = \frac{A^2}{12}$ 以及 $\sigma_\Phi^2 = \frac{\Phi^2}{12}$ 。根据以上假设, 最终得到

$$\begin{cases} \mathbf{E}(|\mathbf{w}_q^H \Delta\mathbf{p}_{0,r}|^2) = \zeta_1 |\mathbf{w}_q^H \mathbf{p}_{0,r}|^2 + (\zeta_0 - \zeta_1) \mathbf{w}_q^H \mathbf{w}_q \\ \mathbf{E}(|\mathbf{w}_q^H \tilde{\mathbf{p}}_{k,r}|^2) = \vartheta_1 |\mathbf{w}_q^H \mathbf{p}_{k,r}|^2 + (\vartheta_0 - \vartheta_1) \mathbf{w}_q^H \mathbf{w}_q \end{cases} \quad (21)$$

其中

$$\begin{cases} \vartheta_0 = 1 + A^2/12 \\ \vartheta_1 = \text{sinc}^2(\Phi/2\pi) \\ \zeta_0 = \vartheta_0 - 2\text{sinc}(\Phi/2\pi) + 1 \\ \zeta_1 = \vartheta_1 - 2\text{sinc}(\Phi/2\pi) + 1 \end{cases} \quad (22)$$

将 $\text{sinc}(\Phi/2\pi)$ 以及 $\text{sinc}^2(\Phi/2\pi)$ 在 $\Phi = 0$ 处泰勒展开, 保留到二次项, 有 $\vartheta_0 = 1 + \sigma_A^2$, $\vartheta_1 \approx 1 - \sigma_\Phi^2$, $\zeta_0 \approx \sigma_A^2 + \sigma_\Phi^2$ 以及 $\zeta_1 \approx 0$, 其中 $\sigma_A^2 = A^2/12$, $\sigma_\Phi^2 = \Phi^2/12$ 。结合式(16)与(21), 对任意 $\tilde{f}_\eta \in I_q$, 得到式(23)。式(23)中的第一项为主瓣信号误差功率, 第二项则为旁瓣信号所贡献的误差功率谱。从幅相误差影响的角度来看, 方位模糊功率谱也受到噪声调制函数 $\phi(\tilde{f}_\eta)$ 的放大作用。不同之处在于, 方位模糊功率谱还受到天线方向图以及幅相误差等多种因素的共同影响。

3 性能指标

方位模糊比 $\text{AASR}_{M,Q,f_s} = P_{amb}/P_s$, 其中信号功率为 $P_s = \int_{-B_{p/2}}^{B_{p/2}} |S(f_\eta)|^2 df_\eta$ 。

信噪比方面, 我们更关心的是信号重建对信噪比的调制作用。信噪比调制系数定义为输入信噪比与输出信噪比的比值:

$$\Phi_{M,Q}(B_p) = \frac{\text{SNR}_{in}}{\text{SNR}_{out}} = \frac{1}{f_s} \int_{-B_p/2}^{B_p/2} \phi(\tilde{f}_\eta) d\tilde{f}_\eta \quad (23)$$

其中,输入信噪比为 $\text{SNR}_{in} = P_s/P_{n,in}$,输出信噪比为 $\text{SNR}_{out} = P_s/P_{n,out}$

$$p_{amb}(\tilde{f}_\eta) \approx \left(\sum_{r=1}^Q \sigma_{0,r}^2(f_\eta) \cdot (\sigma_A^2 + \sigma_\Phi^2) \mathbf{w}_q^H \mathbf{w}_q \right) + \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{r=1}^Q \sigma_{k,r}^2(f_\eta) \cdot \left[(1 - \sigma_\Phi^2) |\mathbf{w}_q^H \mathbf{p}_{k,r}|^2 + (\sigma_A^2 + \sigma_\Phi^2) \mathbf{w}_q^H \mathbf{w}_q \right] \right) \quad (24)$$

4 仿真分析

收、发天线均受均匀激励,其他关键的仿真参数见表 1,其中 f_c 为中心载频, L_t 为发射天线尺寸, L_r 为子孔径尺寸。仿真分析的目的有两方面,其一是通过信号级仿真验证理论分析的正确性;其二是分析 PRF、滤波器维数等系统参数以及幅相误差对信号重建性能的影响。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值	单位
f_c	9.6	GHz
L_t	3.0	m
L_r	1.6	m
Δx	1.6	m
v_s	7560	m/s
M	7	—

取 $Q=7$,图 2 给出了信噪比调制系数的理论计算值和仿真值,仿真结果由 200 次蒙特卡洛实验的统计均值得到。如图 2 所示,理论计算值和仿真值取得了高度的吻合。当处理带宽 B_p 大于 3dB 带宽时,随着 B_p 的增加,方位分辨率的改善并不明显,而图像信噪比却不断恶化。对于 AMPC SAR,尤其当 PRF 较高时,低通滤波能够以很小的方位分辨率的损失换取较大的信噪比的优化。当 B_p 降至 7600Hz 时,随着 PRF 的增加,方位向低通滤波对信噪比的改善是显著的。

取 $Q=7, B_p=7600\text{Hz}$ 。图 3 给出了方位模糊比的理论计算值和仿真值,仿真结果由 200 次蒙特卡洛实验的统计均值得到。理论计算值和仿真值取得了高度的吻合。在仿真所涉及的 PRF 区间内,方位模糊比随 PRF 的增加而优化。另外我们也看到,AMPC SAR 系统的幅相误差导致了方位模糊比的恶化。以 $A=0.1, \Phi=5^\circ$ 为例:当

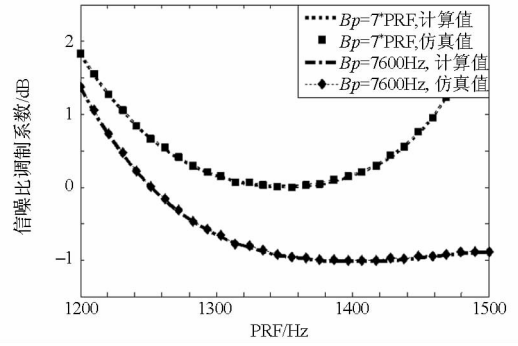


图 2 信噪比调制系数仿真分析

Fig. 2 Simulation results of SNR scaling factor

PRF = 1350Hz 时,方位模糊比恶化了 0.85dB;当 PRF = 1500Hz 时,方位模糊比恶化了 1.03dB。图 4 给出了不同误差量级下方位模糊比随 PRF 的变化曲线。以 PRF = 1350Hz 为例:较之于无幅相误差时的方位模糊比性能,当 $A=0.1, \Phi=0^\circ$ 时,方位模糊比恶化了 0.51dB;当 $A=0, \Phi=5^\circ$ 时,方位模糊比恶化了 0.39dB;当 $A=0.1, \Phi=5^\circ$ 时,如前所述,方位模糊比恶化了 0.85dB。

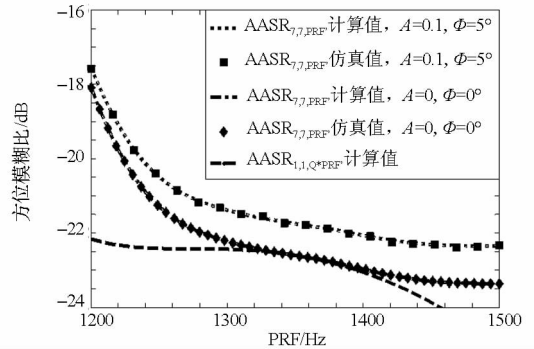


图 3 方位模糊比仿真分析

Fig. 3 Simulation results of AASR

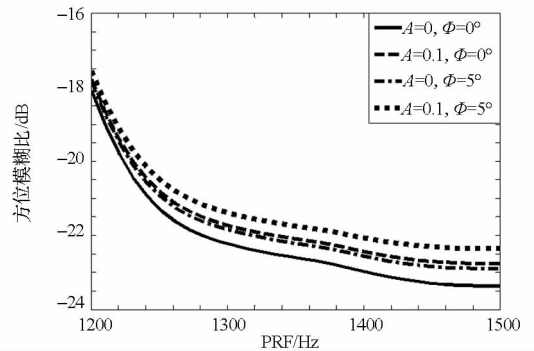


图 4 幅相误差对方位模糊比的影响

Fig. 4 Influence of gain-phase errors on AASR

最后,以 $A=0.1, \Phi=5^\circ, B_p=7600\text{Hz}$ 为例,就滤波器维数对系统性能的影响进行分析。图 5 与图 6 分别给出了三种维数配置下的信噪比与方位模糊比性能:① $Q=M=7$,② $Q=M=6$,③ $M=7, Q=6$ 。由图 5 可见,当 $Q=M=7$ 时,过高的

PRF 导致信噪比不断恶化。一种有效的改善方法就是利用全部的接收数据,随着 PRF 的增加而调整重建系数。我们看到,随着 PRF 的增加, $M=7$ 、 $Q=6$ 时的信噪比性能明显优于另外两种配置。滤波器维数对方位模糊比的影响与其对信噪比的影响类似。如图 6 所示,当 $Q=M=7$ 时,过高的 PRF 也会导致方位模糊比不断恶化。当 PRF 大于 1575 Hz 时,令 $M=7$ 、 $Q=6$,方位模糊比获得了显著改善。

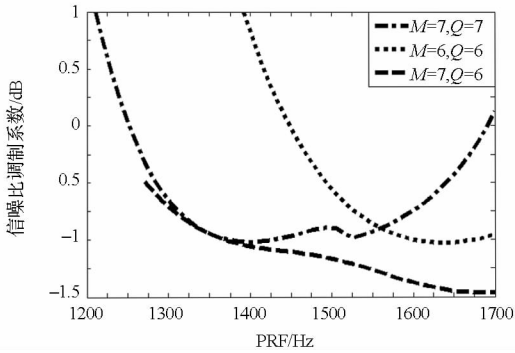


图 5 滤波器维数对信噪比调制系数的影响
Fig. 5 Influence of filters' dimensions on SNR

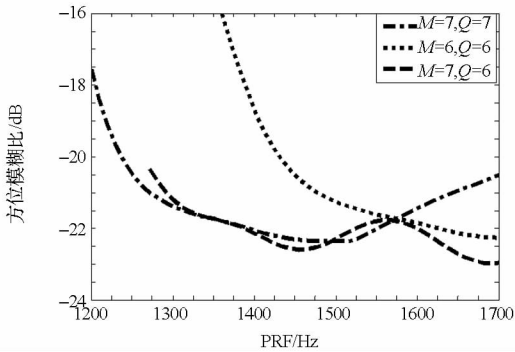


图 6 滤波器维数对方位模糊比的影响
Fig. 6 Influence of filters' dimensions on AASR

5 小结

AMPC SAR 信号重建滤波器对多普勒主瓣信号进行重建的同时也对噪声和杂波的旁瓣模糊分量产生调制作用。对于一次特定的观测,阵列误差可以被建模为系统性偏差。而从多次观测来

看,阵列误差则具有随机性。阵列误差在导致主瓣信号重建误差的同时还将进一步对旁瓣模糊分量进行调制。本文结合 LS 算法,推导了阵列误差影响下 AMPC SAR 的信噪比与方位模糊比的解析表达式。仿真实验验证了理论分析的正确性,理论分析结果将为 AMPC SAR 系统设计以及图像质量预估提供支撑。

参考文献 (References)

- [1] Currie A, Brown M A. Wide-swath SAR [J]. Proc. Inst. Elect. Eng-Radar, Sonar, Navigat, 1992, 139(2): 122-135.
- [2] 赖涛,杨科锋,董臻,等. 三维分布式星载 SAR 多星联合成像方法[J]. 国防科技大学学报, 2009, 31(2): 64-69.
LAI Tao, YANG Kefeng, DONG Zhen, et al. An united imaging method for 3D distributed spaceborne SAR [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2009, 31(2): 64-69. (in Chinese)
- [3] Gebert N, Krieger G, Moreira A. Digital beamforming on receive-techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR imaging [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(2): 564-590.
- [4] Krieger G, Gebert N, Moreira A. Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2004, 1(4): 260-264.
- [5] Li Z, Wang H, Su T, et al. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR system [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2005, 2(1): 82-86.
- [6] Yang T, Li Z, Liu Y, et al. Channel error estimation methods for multichannel SAR systems in azimuth [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2013, 10(3): 548-552.
- [7] 刘艳阳,李真芳,杨桃丽,等. 一种单星方位多通道高分辨率宽测绘带 SAR 系统通道相位偏差时域估计新方法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(12): 2913-2919.
LIU Yanyang, LI Zhenfang, YANG Taoli, et al. A novel channel phase bias estimation method for spaceborne along-track multi-channel HRWS SAR in time-domain [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(12): 2913-2919. (in Chinese)
- [8] Wang T, Bao Z. Improving the image quality of spaceborne multiple-aperture SAR under minimization of sidelobe clutter and noise [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, 3(3): 387-301.