

调频连续波 SAR 非线性处理方法研究

董勇伟^{①②} 梁兴东^① 丁赤飏^①

^①(中国科学院电子学研究所微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要: 合成孔径雷达系统畸变引入的幅相误差严重影响了雷达的成像效果, 必须予以校正才能获得高质量的图像。该文针对调频连续波 SAR 系统频率响应非理想特性引入的幅相误差以及信号扫频非线性误差对系统性能的影响, 分析建立了存在系统误差的调频连续波 SAR 系统回波信号模型, 研究了系统误差估计与校正的问题, 并考虑小型化调频连续波 SAR 实时成像处理的需求, 提出了一种改进的适合实时成像处理的调频连续波 SAR 的高精度非线性距离-多普勒成像处理算法。最后, 通过理论推导和仿真分析, 验证了算法的可行性和有效性。

关键词: 合成孔径雷达; 非线性; 调频连续波; 成像处理

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)05-1034-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00582

Non-linear Signal Processing for FMCW SAR

Dong Yong-wei^{①②} Liang Xing-dong^① Ding Chi-biao^①

^①(National Key Laboratory of Microwave Imaging Technology, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: The inherent errors of radar system degrade seriously the performance of Synthetic Aperture Radar(SAR), and these errors should be calibrated to acquire high quality images. In this paper, to the issue of the impact of system errors and non-linearities in FMCW SAR, models of system errors are established, and then the estimation and calibration of system errors are investigated in detail. An improved non-linear high resolution range-Doppler algorithm for FMCW SAR is proposed, according to the requirements of mini-architecture and real-time in FMCW SAR imaging systems. Finally, the feasibility and validity of the presented algorithm is demonstrated with simulation.

Key words: Synthetic Aperture Radar(SAR); Non-linearities; Frequency Modulated Continuous Wave(FMCW); Imaging processing

1 引言

调频连续波合成孔径雷达(FMCW, SAR)结合了调频连续波技术和合成孔径技术, 具有体积小、重量轻、功耗低、分辨率高、结构紧凑等一系列优点, 非常适合无人机等小型飞行平台的有效载荷, 具有广阔的应用前景, 受到越来越多科研机构的关注^[1]。

在宽带雷达系统中, 信号经过系统各组成部分时总不可避免地会伴随各种畸变, 严重影响成像质量。系统误差来源有多方面, 主要分为两类: (1)信号产生时由于器件特性等因素引起的频率非线性误

差和幅度畸变; (2)信号传输过程中由于系统非理想特性造成的幅相畸变。其中, 在连续波体制雷达系统中, 扫频线性度对雷达距离分辨率有决定性的影响^[2]。在去斜接收(dechirp)模式下, 调频连续波信号的非线性问题使同一目标的回波能量大范围的扩散, 直接造成距离向分辨率下降, 而且信号回波延时越大, 非线性误差对成像影响越突出。在荷兰的调频连续波 SAR 样机试验中, 扫频非线性使得实际的距离分辨率相比理论值降低 2.5 倍^[3]。而在信号传输过程中由于器件非理想特性所引入的幅相误差, 将导致目标压缩后主瓣展宽, 旁瓣电平升高, 还可能使旁瓣产生不对称畸变。更严重的是, 在去调频接收模式下, 在信号传输过程中系统非理想特性引起的误差只对回波信号造成影响, 与发射信号混频后, 这一误差与信号频率非线性误差叠加在一起,

2009-04-24 收到, 2010-01-11 改回

国家 973 计划项目(2009CB724000)资助课题

通信作者: 董勇伟 ywdong@mail.ie.ac.cn

随目标斜距而变化, 与脉冲体制的系统误差补偿相比, 对调频连续波信号系统误差的估计与校正异常困难。

目前, 针对调频连续波 SAR 系统幅相误差校正的成像算法的研究文献较少, 且都没有考虑信号传输过程中系统非理想特性引起的幅相误差对成像处理的影响。文献[4]对调频连续波信号扫频非线性误差的估计和校正进行了深入的研究, 将 dechirp 后定标信号的相位误差作为系统非线性误差微分形式, 再通过积分得到系统非线性误差的估计, 该方法没有考虑信号传输过程中系统频率响应非理想特性对系统性能的影响, 且没有解决定标信号中相位误差缠绕的问题。文献[5]在文献[4]的基础上提出了一种基于残留视频相位误差(RVP)补偿距离向非线性误差的非线性频率变标(Frequency Scaling, FS)算法, 利用非线性误差滤波器对系统频率非线性误差进行了较精确的校正, 但算法中各项变换因子都跟方位多普勒频率有关, 在成像处理过程中需要实时生成, 消耗大量的时间, 不适合实时成像处理。因此, 本文针对上述问题, 深入地研究了去调频接收模式下系统频率响应非理想特性所引入的幅相误差以及信号扫频非线性误差对调频连续波 SAR 成像处理的影响, 建立了存在系统误差时调频连续波 SAR 信号的模型, 详细分析推导了调频连续波 SAR 系统误差的估计和校正, 提出了一种适合实时成像处理的调频连续波 SAR 非线性距离-多普勒算法, 该算法计算量小, 精度高, 可以对全场景内的目标实现较好的聚焦。文章最后, 通过仿真验证了算法的可行性与有效性。

2 调频连续波 SAR 信号模型

传统的调频连续波 SAR 信号模型^[6-8]没有考虑系统幅相误差的影响, 而系统误差的存在会导致目标主瓣能量的扩散, 旁瓣电平的升高, 甚至导致成对回波的出现, 严重影响雷达的成像效果。文献[4,5]只考虑了信号频率非线性误差对成像处理的影响, 而实际系统中, 各部件非理想特性必将引入幅相失真, 不仅影响雷达回波信号性能, 对成像造成影响, 更严重的是在调频连续波体制雷达下, 该幅相误差会跟信号本身的频率非线性误差叠加在一起, 将给系统频率非线性误差的估计和校正带来不可忽略的影响, 甚至导致系统非线性误差估计的严重失真, 在成像处理过程中必须予以考虑并进行校正。本文将从调频连续波系统模型着手, 分析雷达回波特性以及雷达系统误差对成像处理的影响, 结合系统幅相误差的估计和提取, 提出一种高精度、计算量小

且能精确校正系统误差的非线性成像算法。

调频连续波雷达的系统框图如图 1 所示。雷达发射的信号 $s_t(t_e)$ 为

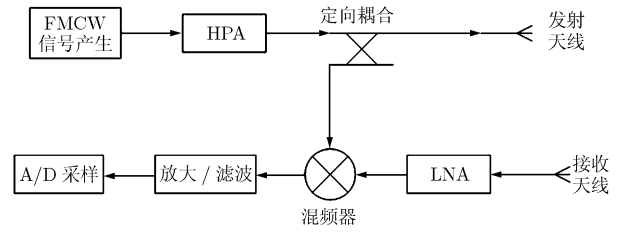


图 1 调频连续波 SAR 系统框图

$$s_t(t_e) = A(t_e) \exp(j2\pi(f_c t_e + (1/2)k_e t_e^2 + \varepsilon(t_e))) \quad (1)$$

式(1)中, $A(t_e)$ 为信号包络, f_c 为载频, k_e 为调频信号调频率, t_e 为距离维快时间, 且有 $-PRI/2 \leq t_e \leq PRI/2$, $\varepsilon(t_e)$ 为扫频非线性引入的非线性误差。为方便讨论, 忽略信号包络对成像的影响。

在去调频接收模式下, 将 $s_t(t_e)$ 与回波信号做去斜处理, 得到差频信号 $s_{if}(t_e)$ 为

$$s_{if}(t_e) = s_r(t_e) s_t^*(t_e) = (s_t(t_e) * h(t_e) * g(t_e)) s_t^*(t_e) \quad (2)$$

式(2)中, $g(t_e)$ 为目标响应函数, $h(t_e)$ 为系统响应函数, 包括定向耦合、收发天线、低噪声放大器等系统特性, 主要引入低频幅相误差。可见, 由于系统非理想特性的影响, 回波信号被系统误差函数 $h(t_e)$ 调制, 信号频率非线性误差与系统失真误差相互叠加, 使差频信号形式复杂化。

下面对式(2)做近似处理, 对一个实际可用系统, 系统各组成部分引入的幅度和相位误差是缓变的, 由驻定相位原理, 系统误差对回波信号频谱的影响主要在驻相点 $f = k_e t_e$ 处, 即近似有

$$s_r(t_e) \approx F^{-1}\{F\{s_t(t_e)\}H(f)\} * g(t_e) \\ = (s_t(t_e)H(k_e t_e)) * g(t_e) \quad (3)$$

式(3)中, $F\{\cdot\}$ 为傅里叶变换符号, $H(f)$ 为系统响应函数 $h(t_e)$ 的频域形式, 令 $H(f) = D(f) \exp(j\varphi(f))$, 忽略其幅度的影响, 且考虑目标为理想点目标, 即考虑目标响应函数为 $g(t_e) = \delta(t_e - \tau)$, 其中, τ 为雷达回波延时。则将式(3)和代入式(2)中得到差频信号 $s_{if}(t_e, \tau)$ 近似为

$$s_{if}(t_e, \tau) \approx \exp(-j2\pi(f_c \tau + k_e \tau t_e - (1/2)k_e \tau^2)) \\ \cdot \exp(j2\pi(\varepsilon(t_e - \tau) - \varepsilon(t_e))) \\ \cdot \exp(j\varphi(k_e(t_e - \tau))) \quad (4)$$

可见, 系统非理想特性引入的幅相误差与信号本身的非线性误差对回波信号的影响不一样, 不能通过相同的方法消除。而且系统失真误差与信号频率非线性误差相互叠加在一起, 在系统误差估计时

将相互影响, 必须找到一种合适的方法对两种误差进行分离, 并分别进行校正。

3 系统误差估计

系统的幅相误差可以通过定标信号获取。发射信号经过设定的延时 τ_{ref} 后与发射信号混频, 得到定标信号 $s_{if}(t_e, \tau_{\text{ref}})$ 。提取定标信号的相位信息, 并由于定标延时 τ_{ref} 已知, 去除有用信号相位信息, 可以得到系统解缠绕(unwrap)的相位误差

$$\Phi_{if}(t_e, \tau_{\text{ref}}) = 2\pi\varepsilon(t_e - \tau_{\text{ref}}) - 2\pi\varepsilon(t_e) + \varphi(k_e(t_e - \tau_{\text{ref}})) + 2\pi m \quad (5)$$

式(5)中, m 为待定整数, 且第 2 项信号非线性相位误差与定标延时无关, 可以通过两次定标信号相位误差的差拍处理即可消除其影响, 得到

$$\Delta\Phi_{if}(t_e, \tau_{\text{ref1}}, \tau_{\text{ref2}}) = 2\pi\varepsilon(t_e - \tau_{\text{ref1}}) - 2\pi\varepsilon(t_e - \tau_{\text{ref2}}) + \varphi(k_e(t_e - \tau_{\text{ref1}})) - \varphi(k_e(t_e - \tau_{\text{ref2}})) + 2\pi l \quad (6)$$

式(6)中, τ_{ref1} 和 τ_{ref2} 分别为两次定标信号的时延, l 为待定常数。令 $\xi(t_e) = 2\pi\varepsilon(t_e) + \varphi(k_e t_e)$, 可见, 消除相位 $2\pi l$ 的影响, 就可获得信号与定标延时相关的相位误差 $\xi(t_e)$ 的解析式。通过设定定标信号的时延, 在 $\tau_{\text{ref1}} - \tau_{\text{ref2}}$ 较小时, 即可得到与距离相关的相位误差 $\xi(t_e)$ 的估计为

$$\tilde{\xi}(t_e) = \frac{1}{\tau_{\text{ref1}} - \tau_{\text{ref2}}} \int \Delta\Phi_{if}(t_e, \tau_{\text{ref1}}, \tau_{\text{ref2}}) dt_e + \frac{2\pi l t_e}{\tau_{\text{ref1}} - \tau_{\text{ref2}}} + \text{const} \quad (7)$$

可见, $\tilde{\xi}(t_e)$ 中由于缠绕相位引起的误差系数 $2\pi l t_e / (\tau_{\text{ref1}} - \tau_{\text{ref2}})$, 远远大于对实际可用系统相位误差的一次项系数, 从而可以通过多项式拟合的方式从 $\tilde{\xi}(t_e)$ 的一次项中将缠绕相位误差剔除。将估计的相位误差 $\tilde{\xi}(t_e)$ 代入式(5)中, 即可得到解缠绕的系统频率非线性相位误差的估计

$$\tilde{\varepsilon}(t_e) = \Phi_{if}(t_e, \tau_{\text{ref}}) - \tilde{\xi}(t_e - \tau_{\text{ref}}) - 2\pi m \quad (8)$$

由于该系统频率非线性相位误差与目标斜距无关, 可以通过统一的相位校正因子在时域进行补偿, 所以不需要进行解缠绕处理。下面将结合系统幅相误差的校正推导非线性距离-多普勒成像算法实现流程。

4 去调频连续波 SAR 非线性距离-多普勒算法

4.1 调频连续波 SAR 信号分析

在正侧视条带工作模式下, 考虑调频连续波信号的回波模型, 雷达回波延时为

$$\tau(t_e, t_m) = \frac{2}{c} \sqrt{R_0^2 + (vt_m + vt_e)^2} \quad (9)$$

其中 v 为载机飞行速度, c 为光速, t_m 为方位慢时间, R_0 为雷达波束中心线扫过目标时的最近斜距。可见, 发射信号持续期间内, 载机平台的运动导致距离快时间和方位慢时间的耦合。对 $\tau(t_e, t_m)$ 在 $t_e = 0$ 处进行泰勒展开, 代入式(4), 并进行方位傅里叶变换得到距离-多普勒域的差频信号形式

$$s_{if}(t_e, f_a) = \exp\left[-j \frac{4\pi R_0 \beta}{\lambda}\right] \exp\left[-j \frac{4\pi k_e R_0}{c\beta} t_e\right] \cdot \text{src}(t_e, f_a, R_0) \otimes \exp(-j\pi k_e t_e^2) \exp(j2\pi f_a t_e) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi \lambda k_e}{c} f_a t_e^2\right] \exp(-j2\pi \left[\varepsilon(t_e) - \varepsilon\left(t_e - \frac{2R_0}{c\beta}\right)\right]) \exp\left[j\varphi\left(k_e \left(t_e - \frac{2R_0}{c\beta}\right)\right)\right] \quad (10)$$

其中 $\beta(f_a) = \sqrt{1 - \frac{f_a^2 \lambda^2}{4v^2}}$ 为距离走动变化尺度因子,

$\text{src}(t_e, f_a, R_0)$ 为二次距离压缩项, 且有

$$\text{src}(t_e, f_a, R_0) \approx \exp\left[-j \frac{2\pi R_0 \lambda k_e^2}{c^2} \frac{\beta^2 - 1}{\beta^3} t_e^2\right] \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi R_0 \lambda^2 k_e^3}{c^3} \frac{\beta^2 - 1}{\beta^5} t_e^2\right] \quad (11)$$

式(10)中, 第 1 项为方位历程, 用于方位聚焦。第 2 项为距离向调制信号, 用于距离向聚焦。第 3 项为二次距离压缩项。第 4 项为残留相位误差项, 对方位聚焦造成影响。第 5, 6 项为方位向与距离快时间的耦合, 即多普勒频移误差项, 将会产生回波包络的时移, 影响图像聚焦。第 7, 8 项为信号频率非线性误差项, 将引起目标主瓣能量扩散, 影响距离向聚焦。第 9 项为系统失真引入的相位误差, 会引起主瓣展宽, 旁瓣电平升高。

下面将从式(10)中各项误差项的补偿进行分析和推导, 给出非线性距离-多普勒算法的具体实现流程。

4.2 非线性距离-多普勒算法实现

调频连续波 SAR 的非线性距离-多普勒算法流程如图 2 所示。主要分成 4 步: 第 1 步, 进行与距离无关的误差项的补偿。第 2 步, 进行残留视频误差补偿, 并去除系统非线性误差与距离的相关性, 进而完成系统非线性误差的补偿。第 3 步, 进行距离走动频率校正, 完成距离压缩。第 4 步, 进行方位压缩, 得到聚焦图像。

首先, 对去斜接收的差频信号乘以与距离无关的幅相误差函数 $H_1(t_e)$, 对系统的幅度失真和系统频率非线性的相位误差进行校正。

$$H_1(t_e) = \exp(j2\pi\varepsilon(t_e)) \quad (12)$$

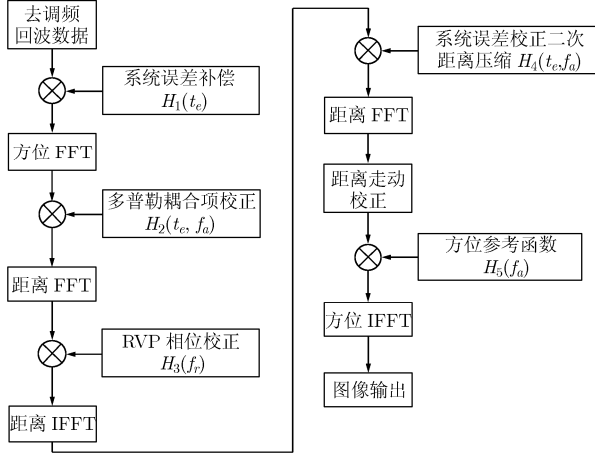


图2 非线性调频连续波 SAR 距离-多普勒算法流程

再变换到方位多普勒域, 并乘以相位函数 $H_2(t_e, f_a)$, 补偿多普勒距离耦合项。

$$H_2(t_e, f_a) = \exp(-j2\pi f_a t_e) \exp\left(j \frac{2\pi \lambda k_e}{c} f_a t_e^2\right) \quad (13)$$

再进行距离向傅里叶变换, 得到信号的 2 维频域形式, 并乘以相位函数 $H_3(f_r)$, 进行残留视频误差校正。

$$H_3(f_r) = \exp(-j\pi(f_r^2/k_e)) \quad (14)$$

再变换到距离时域得到

$$s_{if}(t_e, f_a) = \exp\left(-j \frac{4\pi R_0 \beta}{\lambda}\right) \exp\left(-j \frac{4\pi k_e R_0}{c\beta} t_e\right) \cdot \text{src}(t_e, f_a, R_0) \varepsilon_{\text{RVP}}(t_e) \quad (15)$$

其中 $\varepsilon_{\text{RVP}}(t_e)$ 为非线性误差校正项, 且有

$$\varepsilon_{\text{RVP}}(t_e) = \text{F}^{-1}\{\text{F}\{\exp(j2\pi\varepsilon(t_e)) + j\varphi(k_e t_e)\} \cdot \exp(-j\pi(f_r^2/k_e))\} \quad (16)$$

由式(16)可见, 通过残留视频误差(RVP)的补偿, 去掉了系统频率非线性误差的距离相关性, 可以在距离时域通过统一的非线性误差校正函数对系统频率非线性误差进行校正。

对式(15)乘以相位函数 $H_4(t_e, f_a)$, 进行非线性误差校正和二次距离压缩

$$H_4(t_e, f_a) = \varepsilon_{\text{RVP}}(t_e)^* \text{src}(t_e, f_a, R_0)^* \quad (17)$$

再进行距离傅里叶变换得到距离压缩信号

$$s_{if}(f_r, f_a) = \exp\left(-j \frac{4\pi R_0 \beta}{\lambda}\right) \text{sinc}\left[T_p \left(f_r + \frac{2k_e R_0}{c\beta}\right)\right] \quad (18)$$

对于距离 R_0 上的点目标, 其距离频率走动量与多普勒频率的关系为

$$\Delta f = \frac{2k_e}{c} \left(\frac{R_0}{\beta} - R_0\right) \quad (19)$$

经过插值方法完成距离走动频移校正后, 所有目标的轨迹都平行于多普勒频率轴。其目标在 2 维

频域的表现形式为

$$s_{if}(f_r, f_a) = \exp\left(-j \frac{4\pi R_0 \beta}{\lambda}\right) \text{sinc}\left[T_p \left(f_r + \frac{2k_e R_0}{c}\right)\right] \quad (20)$$

最后进行方位压缩, 方位匹配函数为

$$H_5(f_a) = \exp\left(j \frac{4\pi R_0 \beta}{\lambda}\right) \quad (21)$$

进行方位匹配滤波后, 再做方位逆傅里叶变换, 变换到方位时域, 得到聚焦图像。压缩后的信号形式为

$$s_{if}(f_r, t_m) = \text{sinc}\left[T_p \left(f_r + \frac{2k_e R_0}{c}\right)\right] \text{sinc}[B_d t_m] \quad (22)$$

其中 B_d 为回波方位多普勒带宽, 且有 $B_d = 2v/D_a$, D_a 天线方位向尺寸。

在整个算法实现中, 只有多普勒校正项和方位参考函数跟方位多普勒频率有关, 需要实时生成, 其他补偿因子都可以根据系统参数或定标信号预先生成, 直接在实时成像处理中调用, 不占用系统时间开销, 而且对系统失真引起的幅相误差的补偿并没有增加算法额外的计算量。在近距离、小测绘带的应用中^[9], 算法中距离向与方位向的高次耦合项以及二次距离压缩项可以忽略, 与文献[5]中非线性频率变标算法相比, 本文算法计算量大大降低, 适合调频连续波 SAR 的实时成像处理。而且, 算法不仅考虑了信号本身频率非线性误差对成像处理的影响, 还考虑了信号传输路径中系统非理想特性引入的幅相误差对雷达回波特性的影响, 并在算法中进行了校正, 更具有实用价值。

5 仿真实验

为了验证该方法的有效性和正确性, 结合某机载 SAR 的定标信号, 对其进行仿真分析。雷达定标信号带宽为 440 MHz, 脉冲宽度为 16 μs 。对定标信号进行数字去调频处理后, 利用本文的方法对系统误差进行估计与校正, 其距离向压缩的结果如图 3 和图 4 所示。系统误差校正前的图像距离向分辨率为 0.3295 m, 峰值旁瓣比为 -9.466 dB, 积分旁瓣比为 -7.286 dB。进行系统误差校正后图像分辨率为 0.2677 m, 峰值旁瓣比为 -13.336 dB, 积分旁瓣比为 -11.523 dB, 均接近理论值。可见, 系统误差的存在使目标主瓣能量扩散, 旁瓣电平升高, 严重影响了目标的分辨率。本文提出的相位误差的估计方法充分考虑系统误差的影响, 对信号相位误差进行较为精确的校正。

为进一步验证本文方法对测绘带全场景图像的聚焦效果, 考虑正侧视条带模式下一组仿真参数, 如表 1 所示, 仿真中加入了由于系统非理想特性引

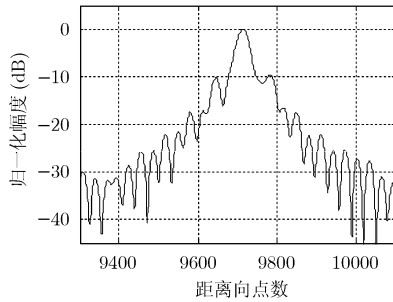


图 3 系统误差校正前距离向压缩结果

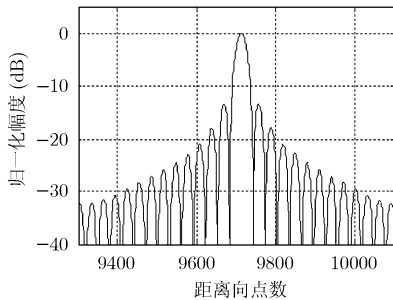


图 4 系统误差校正后距离向压缩结果

表 1 点目标仿真参数

载频	35 GHz	信号带宽	500 MHz
场景中心距离	978.5 m	载机速度	50 m/s
脉冲宽度	2.5 ms	系统非线性度	0.06%
系统三次项误差系数	1.0×10^8	系统采样率	10 Msps

入三次相位误差。以场景中心为参考点,生成 9 个点的原始回波信号进行仿真,9 个点在场景中的位置关系为(距离向,方位向): $P_1(-5, -5)$, $P_2(0, -5)$, $P_3(5, -5)$, $P_4(-5, 0)$, $P_5(0, 0)$, $P_6(5, 0)$, $P_7(-5, 5)$, $P_8(0, 5)$, $P_9(5, 5)$ 。

场景中心点目标 P_5 在进行系统误差校正前,只考虑信号扫频非线性误差,系统误差校正后的仿真结果如表 2 所示。场景中 9 个点目标在系统误差校正后的距离向积分旁瓣比的均值为 -9.8526 dB,均方差为 0.0825,峰值旁瓣比的均值为 -12.7722 dB,均方差为 0.1574,方位向积分旁瓣比的均值为 -10.1031 dB,均方差为 0.1096,峰值旁瓣比的均值 -13.2236 dB,均方差 0.2914。由此可见:(1)系统误差的存在使目标主瓣展宽,旁瓣电平升高,严重影响目标距离向的性能指标,必须予以校正。(2)信号传输过程中由于系统频率响应非理想特性所引入的误差与信号扫频非线性误差叠加在一起,如果不予考虑,将导致信号扫频非线性误差估计的严重失真,直接造成目标图像的严重散焦;(3)本文提出的非线性距离-多普勒算法在成像处理过程中能精确校正

表 2 点目标仿真结果

		分辨率 (m)	积分旁瓣比 (dB)	峰值旁瓣比 (dB)
系统误差 校正前	距离向	0.2718	-8.4383	-9.6849
	方位向	0.2578	-9.8308	-13.2175
只考虑非 线性误差	距离向	0.7582	-2.1707	-1.7078
	方位向	0.2578	-9.9071	-13.3068
系统误差 校正后	距离向	0.2646	-9.8295	-13.2137
	方位向	0.2578	-9.9140	-13.2051

系统幅相误差的影响,对全场景内的目标都能实现较好的聚焦。

6 结束语

调频连续波 SAR 具有体积小、重量轻、分辨率高等特点,受到越来越多的关注,有着广阔的应用前景,而系统幅相误差是制约调频连续波 SAR 应用的一个关键因素,而且与脉冲体制 SAR 系统不同,调频连续波 SAR 的系统各类幅相误差对成像处理的影响不尽相同,幅相误差的提取和校正更加复杂和困难。本文通过理论推导和仿真实验,分析了系统频率响应非理想特性所引入的幅相误差以及信号扫频非线性误差对成像处理的影响,深入研究了去调频接收的调频连续波 SAR 幅相误差的估计和校正,提出了针对系统幅相误差校正的调频连续波 SAR 的非线性距离-多普勒算法,仿真结果表明该算法能有效校正系统幅相误差,且能对全场景目标实现精确聚焦。

参考文献

- [1] 杨嵩,蔡竟业. 线性调频连续波合成孔径雷达成像算法[J]. 信息与电子工程, 2008, 6(3): 167-171.
Yang Hao, and Cai Jing-ye. Linear frequency modulated continuous wave synthetic aperture radar imaging algorithm[J]. *Information and Electronic Engineering*, 2008, 6(3): 167-171.
- [2] 陆必应,梁甸农. 调频线性度对线性调频信号性能影响分析[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(8): 1384-1386.
Lu Bi-ying, and Liang Dian-nong. Effects of FM linearity on the performance of LFM signals[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(8): 1384-1386.
- [3] 江志红,赵懿,皇甫堪等. 调频连续波 SAR 的研究进展[J]. 现代雷达, 2008, 30(2): 20-24.
Jiang Zhi-hong, Zhao Yi, and Huang Fu-kan, et al. Development of FMCW SAR[J]. *Modern Radar*, 2008, 30(2): 20-24.
- [4] Meta A, Hoogeboom P, and Lighthart L P. Range non-linearities correction in FMCW SAR[C]. International

- Geoscience and Remote Sensing Symposium, Denver, Colorado, USA, 2006: 403-406.
- [5] Meta A, Hoogeboom P, and Lighthart L P. Non-linear frequency scaling algorithm for FMCW SAR data[C]. European Radar Conference, Manchester, UK, 2006: 9-12.
- [6] 梁毅, 王虹现, 刑孟道等. 调频连续波 SAR 信号分析与成像研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1017-1021.
Liang Yi, Wang Hong-xian, and Xing Meng-dao, *et al.*. The analysis of FMCW SAR signal and image study[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(5): 1017-1021.
- [7] 耿淑敏, 江志红, 程翥等. FM-CW SAR 距离-多普勒成像算法研究[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(10): 2346-2349.
Geng Shu-min, Jiang Zhi-hong, and Cheng Zhu, *et al.*. Study on imaging algorithm of FM-CW SAR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(10): 2346-2349.
- [8] De Wit J J M, Meta A, and Hoogeboom P. Modified range-Doppler processing for FM-CW synthetic aperture radar[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2006, 3(1): 83-87.
- [9] Edrich M. Ultra-lightweight synthetic aperture radar based on a 35 GHz FMCW sensor concept and online raw data transmission[J]. *IEE Radar, Sonar and Navigation*, 2006, 153(2): 129-134.
- 董勇伟: 男, 1982 年生, 助理研究员, 研究方向包括雷达系统设计以及实时信号处理.
- 梁兴东: 男, 1973 年生, 研究员, 研究方向包括雷达系统设计及雷达信号处理技术等.
- 丁赤飏: 男, 1969 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向包括先进合成孔径雷达系统及信号处理技术等.