

直升机载高分辨调频连续波 旋转式 SAR 成像算法研究

李 东, 廖桂生, 徐 青, 郭小路, 张学攀

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 本文提出一种新的基于调频连续波(Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)的直升机载旋转式合成孔径雷达(Rotating Synthetic Aperture Radar, ROSAR)成像模型,并给出了相应的成像算法.该方法首先利用等效相位中心原理,将收发分置天线系统的回波信号等效为“自发自收”单基系统.在此基础上,使用高阶逼近原理建立了 ROSAR 的回波信号模型,结合级数反演的思想推导出其精确的二维频谱表达式,分析了雷达天线连续运动的影响——产生多普勒频移,并给出其补偿方法.最后运用高效的 Chirp-Z 变换校正了距离单元徙动空变性,得到了聚焦良好的 SAR 图像.仿真结果验证了分析结论的正确性和算法的有效性.

关键词: 直升机载旋转式合成孔径雷达; 调频连续波; Chirp-Z 变换; 二维频谱

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)01-0001-08

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.01.001

High Resolution Imaging Algorithm for Helicopter-Borne Rotating Synthetic Aperture Radar Using Frequency Modulated Continue Waveform

LI Dong, LIAO Gui-sheng, XU Qing, GUO Xiao-lu, ZHANG Xue-pan

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A frequency modulated continue wave (FMCW) rotating synthetic aperture radar (ROSAR) imaging mode and corresponding imaging algorithm are presented. Firstly, the separated transmit antenna and receive antenna system are equalized to the case of system configuration with antenna both for transmitting and receiving signals according to the equivalent phase center principle. Based on this, by approximating the slant equation with the higher order model, one can obtain accurate two-dimensional frequency spectrum via the series reversion method. The Doppler frequency shift effect, induced by the platform's continuous motion while radar transmits and receives signals, is analyzed and the approximate compensation method is shown. Finally, efficient Chirp-Z transform (CZT) is applied to correct the range-variant range cell migration (RCM) and well-focused SAR image is obtained. Simulation results verify the correctness of the analysis and the validity of the proposed algorithm.

Key words: helicopter-borne rotating synthetic aperture radar; frequency modulated continuous wave; Chirp-Z transform; two-dimension spectrum

1 引言

近年来随着低空的开放,导致飞行在低空的直升机安全受到极大的威胁.因而寻求一种能为直升机提供一条安全的空中飞行走廊的设备已经非常迫切.而调频连续波技术使得成像雷达系统具有高可靠、高紧凑、低成本的特点均与直升机的装载能力相适应;且能在雨雪、烟雾和沙尘等条件下工作,具有很强的适应环境和气候

变化能力,这将会引起直升机全天候飞行能力的革新.因此,直升机载调频连续波合成孔径雷达成为直升机防撞系统的一种最佳选择,成为当今世界各国不断追求发展的一种高技术防撞设备^[1,2].

旋转式合成孔径雷达(Rotating Synthetic Aperture Radar, ROSAR)是一种基于旋转天线的合成孔径雷达成像模式,最早是由德国宇航局(DLR)提出^[3].它具有高时空分辨率、短重访周期、前视成像能力及硬件结构简

单、成本低等特点,且成像时不需要载机平台做任何运动.克服了传统条带式 SAR 不能对飞行航向正前方感兴趣区域高分辨成像的缺点;尤其适用于直升飞机作运载平台的场合,如雷达天线安装在直升飞机旋翼叶片的末端或者高于旋翼的刚性支架上,利用叶片的旋转运动来合成方位向孔径.并且在成像过程中不需要直升飞机平台的运动.然而国内外关于直升飞机载 ROSAR 成像算法研究公开发表的文献非常有限.主要有文献[4]提出用时域相关成像方法,该方法计算复杂性高不合适实时成像处理.文献[5]提出的子孔径成像方法,具有分辨率低等缺点.虽然调频连续波技术和直升飞机载 ROSAR 的结合使得直升飞机载成像雷达系统具有高可靠、高紧凑、低成本等优点,但也给成像算法研究带来一定的难度.与传统的脉冲式 SAR 不同,调频连续波 SAR 采用收、发天线分离的体制,较长的扫频时间决定了在发射和接收信号期间载机平台的运动是不可忽略的.也就是脉冲式 SAR 基于“一步一停”的工作方式不再成立.这就给调频连续波旋转式合成孔径雷达成像算法研究带来新的挑战,需要进一步研究合适的成像算法.

针对直升飞机载调频连续波旋转式合成孔径雷特点,本文提出一种基于 Chirp-Z 变换高效的成像算法.该方法首先利用等效相位中心原理,将收发分置天线系统的回波信号等效为“自发自收”单基系统.在此基础上,使用高阶逼近原理建立了 ROSAR 的回波信号模型,结合级数反演的思想推导出了其精确的二维频谱表达式,分析了雷达天线连续运动的影响——产生多普勒频移,并给出其补偿方法.然后运用 Chirp-Z 变换校正了距离单元徙动的空变性.得到了聚焦良好的高分辨 SAR 图像.

2 直升飞机载 FMCW-ROSAR 几何模型

图 1 是带有收发分置天线的直升飞机载调频连续波旋转式合成孔径雷达(ROSAR)几何模型.天线被分别安装在直升飞机相互垂直的两个不同旋翼末端或高于旋翼的刚性支架位置上.发射和接收波束视线方向的交点位于发射和接收天线的中心,即发射和接收天线的等效相位中心在旋翼轨迹平面上夹角为 45° 处.因此天线相位中心在高度为 H 的平面内作以 O 点为圆心, L 为半径,角速度为 ω 的匀速圆周运动;且在雷达运动过程中保持下视角 φ 不变.当旋翼叶片旋转一周后,在地面上形成内径为 r_1 ,中心半径为 r_0 ,外径为 r_2 的圆环型成像区域;成像区域大小取决于直升飞机飞行的高度 H 、天线俯仰向波束宽度 ε 和下视角 φ ,具体关系为:

$$\begin{cases} r_0 = H \tan \varphi \\ r_1 = H \tan(\varphi - \varepsilon/2) \\ r_2 = H \tan(\varphi + \varepsilon/2) \end{cases} \quad (1)$$

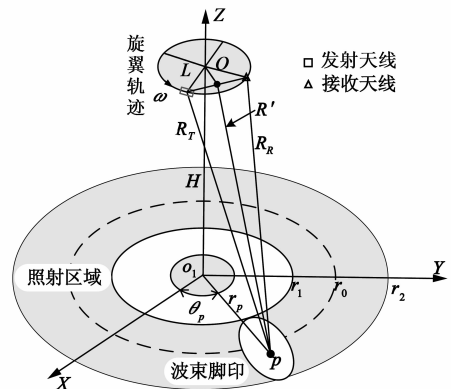


图1 直升飞机载FMCW-ROSAR成像几何模型

设 t_a 为方位慢时间变量,且在方位中心时刻 $t_a = 0$ 波束中心照射在 x 轴的正半轴上.从图 1 可知,发射通道天线相位中心的运动过程可写为

$$\begin{cases} x_T(t_a, t_r) = L \cos \theta_R \\ y_T(t_a, t_r) = L \sin \theta_R \\ z_T(t_a, t_r) = H \end{cases} \quad (2)$$

其中, $\theta_T = \omega(t_a + t_r) + 45^\circ$ 为 t_a 时刻发射天线相位中心的旋转角瞬时值.同理可知,相对应的接收通道天线相位中心的运动过程可写为

$$\begin{cases} x_R(t_a, t_r) = L \cos \theta_T \\ y_R(t_a, t_r) = L \sin \theta_T \\ z_R(t_a, t_r) = H \end{cases} \quad (3)$$

其中, $\theta_R = \omega(t_a + t_r) - 45^\circ$ 为 t_a 时刻接收天线相位中心的旋转角坐标.

假设场景中有一坐标为 $[r_p \cos \theta_p, r_p \sin \theta_p, 0]$ 的点目标 P ,其中 r_p 和 θ_p 分别为极坐标下对应的半径和夹角.则在 t_a 时刻发射和接收通道的天线相位中心到点目标 P 的瞬时斜距可分别写为

$$\begin{aligned} R_T(t_a, t_r; r_p) &= \sqrt{(L \cos \theta_T - r_p \cos \theta_p)^2 + (L \sin \theta_T - r_p \sin \theta_p)^2 + H^2} \\ &= \sqrt{L^2 + r_p^2 + H^2 - 2Lr_p \cos(\omega(t_a + t_r - t_p) + 45^\circ)} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} R_R(t_a, t_r; r_p) &= \sqrt{(L \cos \theta_R - r_p \cos \theta_p)^2 + (L \sin \theta_R - r_p \sin \theta_p)^2 + H^2} \\ &= \sqrt{L^2 + r_p^2 + H^2 - 2Lr_p \cos(\omega(t_a + t_r - t_p) - 45^\circ)} \end{aligned} \quad (5)$$

3 双基等效单基处理

由于接收和发射天线安装在不同的位置,可认为 FMCW-ROSAR 是处于双基工作模式,如图 2(a)所示.由等效相位中心原理可知,对于收、发分置的两根天线,当基线长度相对于雷达到目标的距离来说很短时,可以等效为在两者连线(基线)的中心作自发自收,即相当于单基工作模式,但需要补偿一个常数相位^[6].

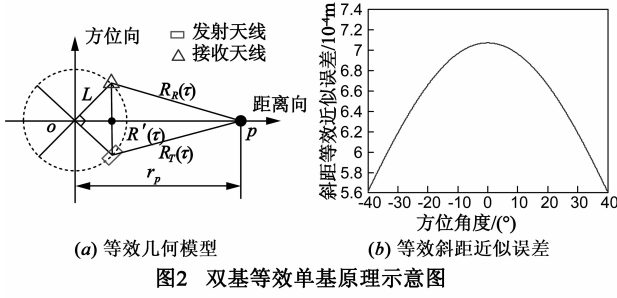


图2 双基等效单基原理示意图

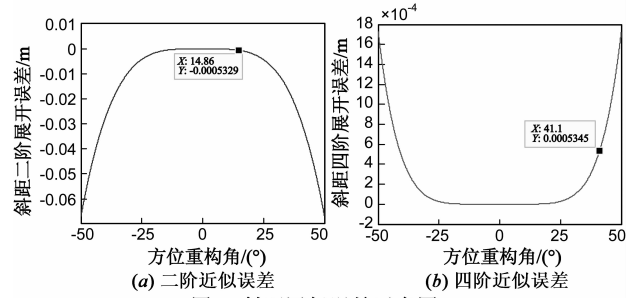


图3 斜距近似误差示意图

由式(2)和(3)可得,收发天线基线中点的瞬时坐标 $[x_c(t_a, t_r), y_c(t_a, t_r), z_c(t_a, t_r)]$ 为

$$\begin{cases} x_c(t_a, t_r) = (L \cos \theta_R + L \cos \theta_T) / 2 \\ y_c(t_a, t_r) = (L \sin \theta_R + L \sin \theta_T) / 2 \\ z_c(t_a, t_r) = H \end{cases} \quad (6)$$

则对应的等效斜距为

$$\begin{aligned} R(t_a, t_r; r_p) &= \sqrt{(x_c(t_a) - r_p \cos \theta_p)^2 + (x_c(t_a) - r_p \sin \theta_p)^2 + H^2} \\ &= \sqrt{\frac{L^2}{2} + r_p^2 + H^2 - \sqrt{2} L r_p \cos(\omega(t_a + t_r - t_p))} \end{aligned} \quad (7)$$

收发分置的斜距和等效斜距两者之间的误差为

$$\begin{aligned} \Delta R &= R_T(t_a, t_r; r_p) + R_R(t_a, t_r; r_p) - 2 \cdot R(t_a, t_r; r_p) \\ &\approx \frac{L r_p \theta_c^2}{2 \sqrt{L^2/2 + r_p^2 + H^2} - 2 L r_p} \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\theta_c = 45^\circ \times \pi/180$ 为常数. 需要补偿的相位项为 $\phi = 4\pi\Delta R/\lambda$, λ 为波长. 斜距近似误差如图 2(b) 所示(仿真参数选择如表 1), 可知斜距近似误差远小于距离分辨单元, 引起的相位误差也远小于 $\pi/4$. 故对 FMCW-ROSAR 双基等效单基处理引起的误差很小可以直接忽略.

4 直升机载 FMCW-ROSAR 回波信号及其二维频谱

4.1 点目标斜距高阶近似

由斜距表达式(7)可知, 由于余弦项的存在导致很难直接求得点目标精确的二维频谱^[7]. 因此, 需要对斜距做近似处理, 而直升机载 FMCW-ROSAR 方位向分辨率依赖于重构角度大小, 重构角度越大斜距中的余弦项展开需要近似的阶数越高. 但为了得到聚焦良好的 SAR 图像要求斜距近似误差 ΔR 引起的相位误差满足 $4\pi\Delta R/\lambda < \pi/4$. 在典型的直升机载 FMCW-ROSAR 系统参数下(参数选择见表 1), 斜距近似误差满足 $\Delta R < \lambda/16 = 5.375 \times 10^{-4} \text{ m}$. 图 3(a) 和图 3(b) 分别为二阶和四阶泰勒级数展开引入的误差(三阶项不存在). 从图中可知, 斜距二阶泰勒级数展开时, 方位向重构角约束在 -14° 到 14° 范围内; 而四阶泰勒级数展开时, 重构角的范围可达 -41° 到 41° .

对斜距表达式(7)泰勒级数展开, 并忽略四阶以上

高次项可得

$$\begin{aligned} R(t_a, t_r; r_0) &= \sqrt{\frac{L^2}{2} + r_p^2 + H^2 - \sqrt{2} L r_p \cos(\omega(t_a + t_r - t_p))} \\ &\approx \sqrt{r_0^2 + \frac{\sqrt{2} L r_p \omega^2 (t_a + t_r - t_p)^2}{2} - \frac{\sqrt{2} L r_p \omega^4 (t_a + t_r - t_p)^4}{24}} \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $r_0 = \sqrt{L^2/2 + r_p^2 + H^2} - \sqrt{2} L r_p$ 是点目标到雷达天线的最近距离.

4.2 回波信号分析

假设雷达发射线性调频连续波信号, 则在接收端点目标的回波信号 $s(t_r, t_a; t_p, r_0)$ 经解线频调处理和去除剩余视频(RVP)项后可写为^[6,8]

$$\begin{aligned} s(t_r, t_a; t_p, r_0) &= \sigma w_r \left(t_r - \frac{2R(t_r, t_a; r_0)}{c} \right) w_a(t_a) \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi f_c}{c} R(t_a, t_r; r_0) \right] \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi k_r}{c} \left(R(t_a, t_r; r_0) - r_c \right) \left(t_r - \frac{2r_c}{c} \right) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

其中 σ 为点目标反射系数, $\lambda = c/f_c$ 为载波波长, k_r 为距离向调频率; r_c 是参考距离, 一般选择为合成孔径中心到场中心目标的最短距离.

由时频替换 $K_r(t_r - t_c) \rightarrow f_r$, 其中 $t_c = 2r_c/c$

$$\begin{aligned} S(f_r, t_a; t_p, r_0) &= \sigma w_r(f_r) w_a(t_a) \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi(f_r + f_c)}{c} \left(R(t_a, t_r; r_0) - r_c \right) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

4.3 天线连续运动影响分析——产生多普勒频移

首先将斜距表达式 $R(t_a, t_r; r_0)$ 在 $t_r = 0$ 作一阶泰勒级数展开得

$$\begin{aligned} R(t_a, t_r; r_0) &\approx R_1(t_a; r_0) + \frac{dR(t_a, t_r; r_0)}{dt_r} t_r \\ &= R_1(t_a; r_0) - \frac{\lambda}{2} f_d t_r \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $R_1(t_a; r_0)$ 为方位依赖的斜距表达式, f_d 为天线连续运动引入的多普勒偏移, 具体表达式为

$$R_1(t_a; r_0) = \sqrt{r_0^2 + \frac{\sqrt{2}Lr_p\omega^2(t_a - t_p)^2}{2} - \frac{\sqrt{2}Lr_p\omega^4(t_a - t_p)^4}{24}} \quad (13)$$

$$f_d = -\frac{2\sqrt{2}Lr_p\omega^2/2r_0 \cdot (t_a - t_p) + \sqrt{2}Lr_p\omega^4/24r_0 \cdot (t_a - t_p)^3}{\lambda R_1(t_a; r_0)} \quad (14)$$

从图1可以得到 $\frac{\sqrt{2}r_p\omega/2r_0 \cdot (t_a - t_p) + \sqrt{2}r_p\omega^3/24r_0 \cdot (t_a - t_p)^3}{R_1(t_a; r_0)} \approx -\sin\theta'$, θ' 为载机飞行过程中波束射线与垂直航线方向的夹角(瞬时视角),故

$$f_d = -\frac{2}{\lambda}v(-\sin\theta') = f_a \quad (15)$$

其中 f_a 为方位频率, f_d 是由雷达平台在发射和接收脉冲的过程中存在连续运动引入的. 对于脉冲式 SAR, 由于脉冲宽度很小, 采用的是传统的“一步一停”模型近似, 瞬时斜距与距离快时间无关, 不会存在这个多普勒频移. 然而对于连续波 SAR, 雷达在整个扫频周期(脉冲重复周期)内都发射信号, 这种工作方式内在地决定了瞬时斜距与距离快时间有关.

4.4 基于级数反演的点目标二维频谱计算

利用驻定相位原理(POSP)和级数反演法对式(11)的信号表达式做方位向傅里叶变换^[9], 得到点目标精确的二维频谱为

$$S_1(f_r, f_a; t_p, r_0) = \sigma w_r(f_r) w_a(f_a) \cdot \exp[j\Phi(f_r, f_a; t_p, r_0)] \quad (16)$$

其中相位项 $\Phi(f_r, f_a; t_p, r_0)$ 为

$$\begin{aligned} \Phi(f_r, f_a; t_p, r_0) = & -2\pi f_a \left(\frac{f_r}{k_r} + \frac{2r_c}{c} \right) + \frac{4\pi f_r r_c}{c} \\ & - \frac{4\pi(f_0 + f_r)r_0}{c} + \frac{\pi cr_0}{2v^2(r_p)(f_0 + f_r)} f_a^2 \\ & + \frac{2\pi c^3 \omega^2 r_0^3}{16v^6(r_p)(f_0 + f_r)} f_a^4 - 2\pi f_a t_p \quad (17) \end{aligned}$$

其中, $v^2(r_p) = \sqrt{2}Lr_p\omega^2/2$ 为等效速度, 是一个随目标位置变化的量. 从以上二维频谱推导过程可以看出, 由于在推导过程中对斜距做了做了高阶近似, 因此所得的二维频谱表达式能够体现出更多的斜距变化信息, 具有较高的精确度, 可实现大重构角下的高分辨率成像.

式(17)的第一个指数是由天线连续运动引起的多普勒频移项, 构造其相应的校正函数为

$$H_{\text{DFC}}(f_r, f_a) = \exp\left[j2\pi f_a \left(\frac{f_r}{k_r} + \frac{2r_c}{c} \right)\right] \quad (18)$$

下面进一步分析回波信号二维频谱表达式. 由式(17)可知, 因距离频率 f_r 和多普勒频率 f_a 是耦合在一起导致无法分别进行一维处理. 为了去除二维频谱的耦合, 首先把式(17)中的含有 $1/(f_0 + f_r)$, $1/(f_0 + f_r)^3$

项用幂级数展开^[7]; 则相位项 $\Phi(f_r, f_a; t_p, r_0)$ 在 $f_r = 0$ 处幂级数展开并保留至三次项得

$$\begin{aligned} \Phi(f_r, f_a; t_p, r_0) = & \phi_0(f_a; r_0) + \phi_1(f_a; r_0) f_r \\ & + \phi_2(f_a; r_0) f_r^2 + \phi_3(f_a; r_0) f_r^3 \quad (19) \end{aligned}$$

式(19)中 $\phi_0(f_a; r_0)$ 为方位调制项, $\phi_1(f_a; r_0)$ 为 f_r 一次项的系数, 决定了目标的距离徙动量大小; $\phi_2(f_a; r_0)$ 为 f_r 二次项的系数, 是目标的距离调频率; $\phi_3(f_a; r_0)$ 为 f_r 三次项的系数, 为目标的距离调频率的斜率. 它们的具体表达式为

$$\begin{cases} \phi_0(f_a; r_0) = 4\pi f_c \frac{r_0}{c} - \frac{\pi cr_0 f_a^2}{2v^2(r_p) f_c} - \frac{\pi c^3 \omega^2 r_0^3 f_a^4}{8v^6(r_p) f_c^3} - 2\pi f_a t_p \\ \phi_1(f_a; r_0) = \frac{4\pi(r_0 - r_c)}{c} + \frac{\pi cr_0 f_a^2}{2v^2(r_p) f_c} + \frac{3\pi c^3 \omega^2 r_0^3 f_a^4}{8v^6(r_p) f_c^3} \\ \phi_2(f_a; r_0) = -\frac{\pi cr_0 f_a^2}{2v^2(r_p) f_c} - \frac{6\pi c^3 \omega^2 r_0^3 f_a^4}{8v^6(r_p) f_c^3} \\ \phi_3(f_a; r_0) = \frac{\pi cr_0 f_a^2}{2v^2(r_p) f_c} + \frac{5\pi c^3 \omega^2 r_0^3 f_a^4}{8v^6(r_p) f_c^3} \end{cases} \quad (20)$$

5 基于 Chirp-Z 变换的 FMCW-ROSAR 成像算法

由式(17)可知, 等效速度 $v(r_p) = \sqrt{0.7071Lr_p}\omega$ 是随场景目标位置变化的, 这和传统条带式 SAR 中速度恒定有本质区别, 这是由 ROSAR 固有的几何结构决定的. 为了方便后续成像处理, 我们一般用场景中心的速度来近似代替随目标位置变化的速度, 即 $v(r_{\text{ref}}) = \sqrt{0.7071Lr_{\text{ref}}}\omega$. 但上述近似处理带来剩余距离单元徙动和二次相位误差, 需要进一步考虑和补偿. 下面我们首先去除高次耦合项的影响, 由于高次耦合项距离空变性很小, 实际处理时通常以场景中心处对应的近似. 则相应补偿函数为

$$H_{\text{SRC}}(f_r, f_a; r_c) = \exp[-j(\phi_2(f_a; r_c) f_r^2 + \phi_2(f_a; r_c) f_r^3)] \quad (21)$$

去除高次耦合项的信号频谱可以写为

$$\begin{aligned} S_2(f_r, f_a; t_p, r_0) = & \sigma w_r(f_r) w_a(f_a) \\ & \cdot \exp\left[j(\phi_0(f_a; r_0) + \phi_1(f_a; r_0) f_r)\right] \quad (22) \end{aligned}$$

下面将式(22)的频谱分解为与场景中心距离 r_c 有关的部分和与距离变化量 Δr 有关的部分, 即 $r_0 = r_c + \Delta r$; 则式(22)可写为

$$\begin{aligned} S_2(f_r, f_a; t_p, r_0) = & \sigma w_r(f_r) w_a(f_a) \\ & \cdot \exp\left[j\left((r_c + \Delta r) \frac{\phi_0(f_a; r_0) + \phi_1(f_a; r_0) f_r}{r_0}\right)\right] \\ = & \sigma \cdot w_r(f_r) w_a(f_a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \cdot \exp\left[jr_c\left(\frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0} + \frac{\phi_1(f_a; r_0)}{r_0}f_r\right)\right] \\ & \cdot \exp\left[j\Delta r\left(\frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0} + \frac{\phi_1(f_a; r_0)}{r_0}f_r\right)\right] \end{aligned} \quad (23)$$

式(23)的第一个相位项是算法中要补偿的与场景中心距离 r_c 有关的部分,第二个相位项是要用 Chirp-Z 变换处理的与距离变化量 Δr 有关的部分.可以看出,由于直升机载 FMCW-ROSAR 二维频谱的复杂性,分解后的两个部分具有不同的空变性.下面分析与场景中心距离 r_c 相关部分,其中 $\Delta\phi_{s0} = r_c\phi_0(f_a; r_0)/r_0$ 为方位调制项, $\Delta\phi_{s1} = r_c\phi_1(f_a; r_0)/r_0$ 为距离徙动项.图 4(a)和图 4(b)分别给出了 $\Delta\phi_{s0}$ 和 $\Delta\phi_{s1}$ 随目标地距 r_p 变化曲线图;从图中可以得到 $\Delta\phi_{s0}$ 在成像场景内变化量大约为 6.02rad,空变性严重无法在二维频域直接补偿,因此将 $\Delta\phi_{s0}$ 保留,待 Chirp-Z 变换后在距离多普勒域进行处理.而 $\Delta\phi_{s1}$ 变化范围约为 -6.02×10^{-10} rad,其对应的距离包络偏移为 0.0026m,远小于距离分辨单元,因此可以不考虑其空变性,可用场景中心距离 r_c 处的值进行补偿.相应的补偿函数为

$$H_1(f_r, f_a; r_c) = \exp\left[-jr_c \frac{\phi_1(f_a; r_0)}{r_0} f_r\right] \quad (24)$$

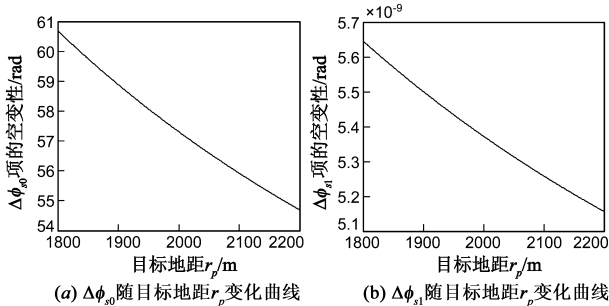


图 4 $\Delta\phi_{s0}$ 和 $\Delta\phi_{s1}$ 空变性分析示意图

补偿后的二维频谱表达式为

$$\begin{aligned} S_3(f_r, f_a; t_p, r_0) &= \sigma w_r(f_r) w_a(f_a) \cdot \exp\left[jr_c \frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0}\right] \\ & \cdot \exp\left[j\Delta r\left(\frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0} + \frac{\phi_1(f_a; r_0)}{r_0}f_r\right)\right] \end{aligned} \quad (25)$$

在式(25)中,第一个相位项是与 r_c 有关的方位调制项需要保留;第二个相位项是与 Δr 有关的部分,需要用 Chirp-Z 变换进行校正.其中 r_0 的空变性可以忽略,只需要考虑 Δr 带来的空变性,于是可将其中的 r_0 用场景中心距离 r_c 代替得

$$S_4(f_r, f_a; t_p, r_0) = \sigma w_r(f_r) w_a(f_a) \cdot \exp\left[jr_c \frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0}\right]$$

$$\begin{aligned} & \cdot \exp\left[j\Delta r \frac{\phi_0(f_a; r_c)}{r_c}\right] \exp\left[j\Delta r \frac{\phi_1(f_a; r_c)}{r_c} f_r\right] \\ & \cdot \exp\left[j\Delta r \frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0} + \frac{\phi_1(f_a; r_0)}{r_0} f_r\right] \end{aligned} \quad (26)$$

令 $\mu(f_a) = \frac{\phi_0(f_a; r_c)}{r_c}$, $\nu(f_a) = \frac{\phi_1(f_a; r_c)}{r_c}$, $\beta(f_a) = 1 + \nu(f_a)$, 对式(26)进行以 $\beta(f_a)f_r + \mu(f_a)$ 为变换核的 Chirp-Z 变换^[10,11],可以得到信号的距离-多普勒域表达式为

$$\begin{aligned} S_5(t_r, f_a; t_p, \Delta r) &= \int S_4(f_r, f_r; t_p, r_0) \\ & \cdot \exp[j\Delta r(\beta(f_a)f_r + \mu(f_a))] \\ & \cdot d(\beta(f_a)f_r + \mu(f_a)) \\ &= \int w_r(f_r) w_a(f_a) \\ & \cdot \exp\left[jr_c \frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0}\right] \\ & \cdot \exp[-j\Delta r\mu(f_a)] \\ & \cdot \exp[-j\Delta r\nu(f_a)f_r] \\ & \cdot \exp[j\Delta r(\beta(f_a)f_r + \mu(f_a))] \\ & \cdot d(\beta(f_a)f_r + \mu(f_a)) \\ &= \int w_r(f_r) w_a(f_a) \\ & \cdot \exp\left[jr_c \frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0}\right] \exp[j\Delta r f_r] df_r \end{aligned} \quad (27)$$

由式(27)可以看出,通过 Chirp-Z 变换校正了与 Δr 有关的距离徙动项,同时补偿掉了与 Δr 有关的方位调制项.式(27)经过积分后可以写为

$$\begin{aligned} S_6(t_r, f_a; t_p, r_0) &= \sigma w_r\left(t_r - \frac{2(r_0 - r_c)}{c}\right) \\ & \cdot w_a(f_a) \exp\left[jr_c \frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0}\right] \end{aligned} \quad (28)$$

补偿之前保留的方位调制项因子完成方位向压缩,同时考虑补偿等效速度近似对方位向调频率的影响,相应的方位压缩函数为

$$H_2(f_a, r_0) = \exp\left[-jr_c \frac{\phi_0(f_a; r_0)}{r_0}\right] \quad (29)$$

做方位 IFFT,得到最终图像

$$s(t_r, t_a; t_p, r_0) = \sigma w_r\left(t_r - \frac{2(r_0 - r_c)}{c}\right) w_a(t_a - t_p) \quad (30)$$

更详细的成像流程如图 5 所示.

6 仿真结果及其分析

为了验证上述分析的正确性和所提算法的有效性,我们进行了多点目标仿真处理,其中仿真参数如表 1 所示.假设场景中有 9 个点目标,它们分别位于圆心、内圆和外圆上,中心半径为 2000m,内外圆环半径分别

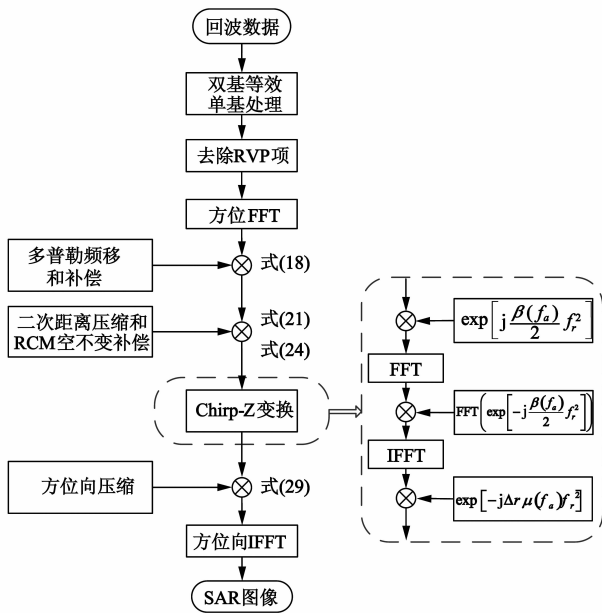


图5 算法实现流程图

为 1900m, 2100m, 方位向夹角大小为 20 度. 图 6 和图 7 分别给出了文献[5]提出的子孔径方法和本文方法对场景中心点 PT2 的成像结果. 为了便于比较成像处理中均未作任何加窗处理. 其中方位向重构角的大小选取应根据第四节给出的斜距误差分析准则, 本文方法

方位重构角度大小取为 70° , 子孔径方法重构角度大小按 20° 进行划分. 图 6(a) 和图 7(a) 为点目标的成像等高线图, 图 6(b), 图 7(b) 的方位向脉冲响应, 可以看出, 本文方法的方位分辨率达到了理论分辨率 0.32° , 而子孔径方法得到的方位分辨率仅为 0.94° . 从图 6(c), 图 7(c) 的距离向脉冲响应可以看出, 两种方法得到距离分辨率都为 0.78m. 图 7(d) 和图 7(e) 给出了场景边缘点 PT1 和 PT3 的成像等高线图. 表 2 给出了三个点目标成像性能分析; 其中, PSLR (Peak SideLobe Ratio) 为峰值旁瓣比, ISLR (Integrated SideLobe Ratio) 为积分旁瓣比.

表 1 系统仿真参数

载频	35GHz
信号带宽	200MHz
飞行高度	2000m
场景中心距离	2000m
采样频率	4MHz
扫频频率	2000Hz
刚性支架旋转角速度	20rad/s
刚性支架长度	2m
方位向波束宽度	70°
场景大小(距离 * 方位)	200m * 40°

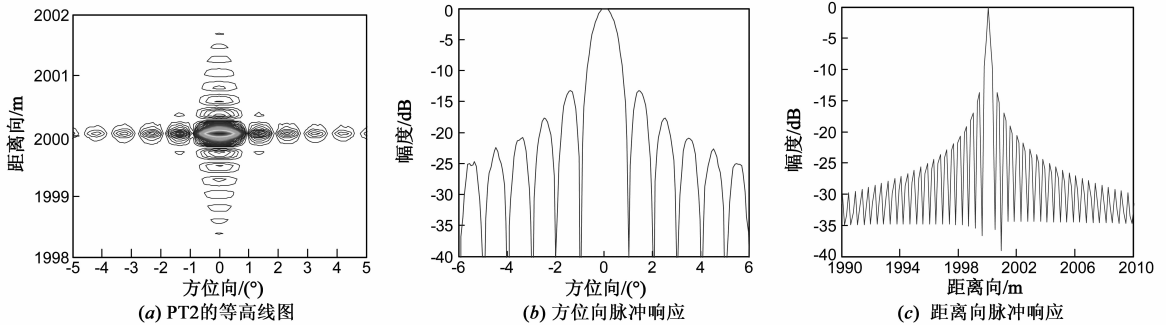
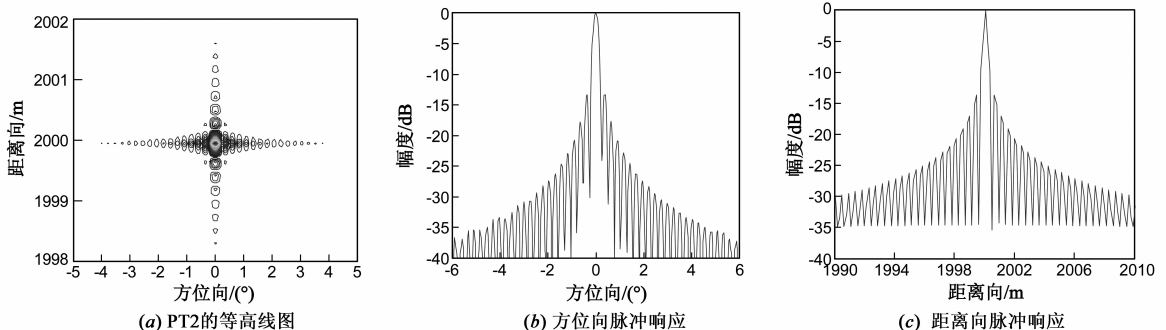


图6 采用子孔径方法成像结果



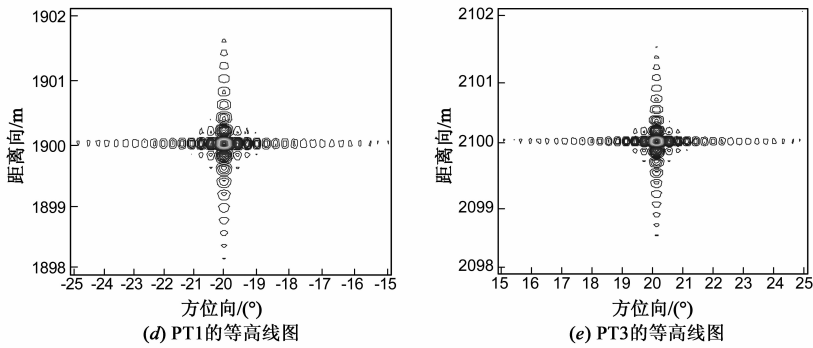


图7 采用本文方法成像结果

表 2 本文方法目标成像质量评估

目标点	距离向			方位向		
	分辨率/m	PSLR/dB	ISLR/dB	分辨率/(°)	PSLR/dB	ISLR/dB
PT1	0.78	-13.18	-9.70	0.362	-13.10	-9.52
PT2	0.77	-13.20	-9.78	0.348	-13.18	-9.56
PT3	0.78	-13.17	-9.75	0.360	-13.15	-9.53
理论值	0.75	-13.26	-9.80	0.320	-13.26	-9.80

7 结论

直升机旋转式合成孔径雷达成像作为一种全新的雷达成像模式,是依靠其自身特殊的天线配置现实对载机前方扇形区域高分辨成像,能够克服传统 SAR 成像固有的成像盲区.而结合调频连续波技术使得直升机载 ROSAR 成像系统具有高可靠、高紧凑、低成本的特点,尤其适合于小飞行平台.本文提出一种新的成像模式并给出了相应的成像方法,得到了聚焦良好的 SAR 图像.由于直升机一般飞行在低空模式,受大气气流影响严重,载机飞行及其不平稳,因此在成像时必须考虑运动补偿问题,这将是下一步工作的重点.

参考文献

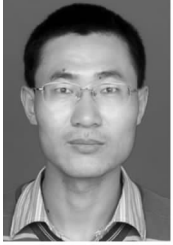
- [1] Sebastian Scherer, Lyle Chamberlain, Sanjiv Singh. First results in autonomous landing and obstacle avoidance by a full-scale helicopter[A]. IEEE International Conference on Robotics and Automation[C]. Minnesota, USA; IEEE Press, 2012. 14 - 18.
- [2] Shunichi Futatsumori, Akiko Kohmura, et al. Small transmitting power and high sensitivity 76GHz millimeter-wave radar for obstacle detection and collision avoidance of helicopters[A]. Proceedings of the 9th European Radar Conference[C]. Amsterdam, the Netherlands; Springer, 2011. 178 - 182.
- [3] Wolfgang Kreitmair-Steck, Guenter Braun. Heliradar technology for helicopter all-weather operations[A]. Proceedings of the A-GARD - 59th Guidance and Control Panel[C]. Orlando, USA; Academic Press, 1997. 56 - 62.
- [4] Helmut Klausning, Wolfgang Keydel. Feasibility of a synthetic

aperture radar with rotating antennas[A]. IEEE International Radar Conference[C]. Berlin, Germany; IEEE Press, 1999. 51 - 56.

- [5] 孙兵,周荫清,陈杰,等.广域观测圆轨迹环扫 SAR 成像模式研究[J].电子与信息学报,2008,30(12):2805 - 2808. Sun Bing, Zhou Yin-qing, Chen Jie, et al. Operation mode of circular trace scanning SAR for wide observation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(12): 2805 - 2808. (in Chinese)
- [6] Liang Y, Wang H X, Bao Z. An approach to forward looking FMCW radar imaging based on two-dimensional chirp-Z transform[J]. Sci China Ser F-Inf Sci, 2010, 53(8): 1653 - 1665.
- [7] 束宇翔,廖桂生,杨志伟.维纳滤波最优权修正导向矢量的 SAR-GMTI 动目标径向速度估计方法[J].电子学报, 2011, 39(9): 1986 - 1991. SHU Yu-xiang, LIAO Gui-sheng, YANG Zhi-wei. Radial velocity estimation of moving targets based on modifying the steering vector with winner optimal weights in SAR-GMTI radar system[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(9): 1986 - 1991. (in Chinese)
- [8] 梁毅,郭亮,邢孟道,等.一种斜视 FMCW SAR 的等效正侧视处理方法[J].电子学报,2009,37(6):1160 - 1164. LIANG Yi, GUO Liang, XING Meng-dao, et al. An equivalent side-looking method for squint FMCW SAR[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(6): 1160 - 1164.
- [9] Neo Y L, Wong F H, Cumming I. G. A two-dimensional spectrum for bistatic SAR processing using series reversion[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007, 4(1): 93 - 96.
- [10] 周鹏,周松,等.基于级数反演的弹载 SAR 下降段 CZT 成像算法[J].电子与信息学报,2010,32(12):2862 - 2868. Zhou Peng, Zhou Song, et al. A chirp-Z transform imaging algorithm for missile-borne SAR with diving maneuver based on the method of series reversion[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(12): 2862 - 2868. (in Chinese)

- [11] Lanari R. A new method for the compensation of the SAR range cell migration based on the chirp-Z transform[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1995, 33(5):1296 – 1299.

作者简介



李 东 男,1983 年 7 月生于内蒙古商都县,现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生,主要研究方向为 SAR 成像算法,动目标检测,阵列信号处理等.

E-mail: lidongcuit@126.com



廖桂生 男,1963 年 6 月生于广西桂林.现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室教授,博士生导师,中国电子学会高级会员,IEEE 会员.主持和承担了国防 973 项课题、国家“863”高技术项目、国防科技预研,其中获省部级科技进步奖一等奖 1 项、二等奖 2 项、三等奖 1 项.1999 年获教育部跨世纪优秀人才基金,2004 年入选国家人事部颁发的首批“新世纪百千万人才工程国家级人选”,2008 年获国家杰出青年科学基金.在国内外发表学术论文 140 余篇.现主要从事雷达探测系统信号处理、包括空时自适应处理,天基预警和阵列信号处理等研究领域.

E-mail: gsliao@xidian.edu.cn