

地球同步轨道寄生 SAR 系统的若干关键技术研究

寇蕾^{1,2}, 王小青¹, 种劲松¹, 向茂生¹, 朱敏慧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 100190)

摘 要: 地球同步轨道寄生 SAR 系统是利用地球同步轨道卫星传输的通信、导航等信号作为非合作照射源的一种双基地雷达系统, 具有长时间观测目标区域、抗电子干扰、成本低等优势, 有良好的发展前景。本文针对地球同步轨道寄生 SAR 系统发射源信号为连续随机信号且卫星航迹精确位置未知的特点, 分析了脉冲重复周期和信号加窗长度的选取, 研究了信号加窗后的满带宽、距离向信杂比问题以及卫星航迹的精确反演。最后, 根据上述关键技术的研究分析, 仿真实现了地球同步轨道寄生 SAR 系统成像。

关键词: 地球同步轨道卫星; 寄生 SAR 系统; 信号加窗长度; 信杂比; 卫星航迹

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 12-2725-05

Research of Key Technologies in Geosynchronous Parasitic SAR System

KOU Lei^{1,2}, WANG Xiaoqing¹, CHONG Jinsong¹, XIANG Maosheng¹, ZHU Minhui¹

(1. National Key Laboratory of Microwave Imaging Technology, Institute of Electronics, Beijing 100190, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Geosynchronous parasitic SAR system is a kind of bistatic system, which uses a fixed ground-based receiver and a geosynchronous satellite as non-cooperative illuminator transmitting waves like television, FM broadcast or navigation signals. The development of the system will be bright due to its military stealth, long time supervising and economic advantages. The system has the characteristics of continuous random signal as transmitting signal and the precise positions of the radar unknown, based on which several key technologies for the parasitic system are discussed, including the ranges of pulse repetition time (PRT) and window length that limits transmitting signals, windowed signal full bandwidth and Signal to Clutter Ratios (SCR), the retrieval of the satellite's daily orbit. Finally, according to the above analysis the geosynchronous parasitic SAR imaging is accomplished by simulations.

Key words: geosynchronous satellite; parasitic SAR system; window length; Signal to Clutter Ratios (SCR); retrieval of the satellite's daily orbit

1 引言

寄生 SAR 系统是一种特殊的双站 SAR 系统^[1]。对于一般双站 SAR 系统, 发射端与接收机是分离的, 但发射端信号相对接收机是已知的, 而对于寄生 SAR 系统其信号源相对接收机是非合作随机信号源。地球同步轨道寄生 SAR 系统以地球同步轨道卫星传输的电视、调频广播或导航信号为信号源, 利用固定于地面的双通道接收机接收 SAR 信号, 其中一个通道接收由卫星传输下来的直达波信号(作为参考信号), 另一个通道接收目标的反射信号, 两通道信号进行相关成像。

寄生 SAR 系统具有抗电子干扰、抗反辐射导弹, 且成本较低的特点, 现已成为研究热点^[1,2]。地球同步轨道寄生 SAR 系统除具有上述优势外, 还具有长时间观测目标区域、重访周期短的特点, 可进行重轨干涉对缓变区域成像, 并能够利用曲线合成孔径有效获取三维信

息^[3]。文献[4]首先提出了基于地球同步双站 SAR 系统干涉成像的思想, 随后对上述系统进行改进, 将接收机固定于地面接收同步轨道卫星发射的电视信号, 并对此系统进行了成像的可行性分析^[3,5]。文献[3]分析了地球同步轨道寄生 SAR 系统成像原理, 文献[5]给出了成像实验结果, 对成像的关键点和最优设置问题并没有进行详细分析。实验中未考虑距离向信杂比和卫星航迹反演中的矩阵条件数问题, 实验结果主要针对于强散射点目标, 对自然目标则效果很差。

本文针对地球同步轨道寄生 SAR 系统的特点, 详细分析了此系统相关成像的三个关键技术:

(1) 选取合适的脉冲重复周期和信号加窗长度

地球同步轨道寄生 SAR 系统发射源信号为连续随机信号, 为利用连续随机信号相关成像, 必须对连续信号进行离散采样, 即首先要确定脉冲重复周期 PRT, 其次应给采样后的周期信号加窗, 使得卫星在一个加窗时

间内满足“停-走-停”近似,同时为不影响成像分辨率,应使加窗后的信号满足近似满带宽;

(2) 改善距离向信杂比

文献[5]中的实验并未考虑距离向信杂比问题,而随机连续波的加窗会给距离向匹配带来严重混叠,由混叠引起的杂波干扰直接影响成像质量,本文从卷积原理出发推导出距离向信杂比最优的数学关系式;

(3) 精确反演地球同步轨道卫星航迹

公开资料中所提供的轨道根数粗略值精度不足以用来聚焦成像,可利用采样的相位值进行一般卫星航迹反演^[3],但矩阵条件数问题直接影响反演精度,本文在反演过程中考虑了矩阵条件数最优,并分析了为减少输出误差将多组解求平均中的采样个数问题,继而在最优设置下得到卫星航迹精确解。

最后,利用点目标成像仿真验证了上述分析的合理性。

2 主要关键技术

地球同步轨道寄生 SAR 系统中信号源为非合作随机信号源,一般为连续随机信号,且航迹精确位置未知,因此要实现地球同步轨道寄生 SAR 系统的相关聚焦成像首先须解决三个方面的关键技术问题:脉冲重复周期和信号加窗长度的选取、距离向信杂比的改善以及卫星航迹的精确反演。

2.1 脉冲重复周期和信号加窗长度的选取

2.1.1 脉冲重复周期的选取

与一般 SAR 系统的分析方法类似,我们应对发射的连续随机信号每隔一定的 ΔT 时间进行一次采样,接收机中两个通道的信号在时间长度 ΔT 内进行互相关,这里的 ΔT 便是脉冲重复周期 PRT。

根据采样定律,脉冲重复频率 PRF(PRT 的倒数)要大于多普勒带宽 B_d ,即 $\text{PRF} > B_d$ 。与一般 SAR 系统相似,多普勒带宽 B_d 从地球同步轨道寄生 SAR 系统的相位历程推导而来。同时,双站 SAR 脉冲重复频率在非距离模糊工作时须满足^[6]: $\text{PRF} \leq c/R_{\max}$,其中 R_{\max} 是收发天线相位中心到测绘带远端的斜距和。

例如:设卫星经纬度分别为东经 110° ,北纬 0° ,目标区域经纬度分别为 E116. 46° , N39. 92° ,载频 $f_c = 12\text{GHz}$,可得到 $0.1251\text{s} \leq \text{PRT} \leq 118.6\text{s}$ 。

2.1.2 信号加窗长度的选取

连续波较长的扫描时间影响图像的相关聚焦,给采样的周期信号加窗,使得卫星在一个加窗时间内满足“停-走-停”近似,同时为不影响成像分辨率,应使加窗后的信号满足近似满带宽。窗长 T_r 内相位变化小于 $\pi/10$ 时,便可认为其已满足停-走-停近似,即:

$$2\pi(\Delta r(kT_r) - \Delta r((k-1)T_r))/\lambda < \pi/10 \quad (1)$$

这里, λ 为载波波长, $\Delta r = r_1 + r_2 - D$ 为相关后的距离差。其中, r_1 为卫星到目标的距离, r_2 为目标到接收机的距离, D 卫星直接到接收机的距离。设在图 1 的坐标系下,卫星的坐标为 (x_T, y_T, z_T) , 散射体的坐标为 (x_s, y_s, z_s) , 则有

$$\begin{aligned} r_1 &\approx \sqrt{x_T^2 + y_T^2 + z_T^2} - x_s \cos \theta \sin \varphi + y_s \cos \theta \cos \varphi - z_s \sin \theta \\ r_2 &= \sqrt{x_s^2 + y_s^2 + z_s^2}, D = \sqrt{x_T^2 + y_T^2 + z_T^2} \end{aligned} \quad (2)$$

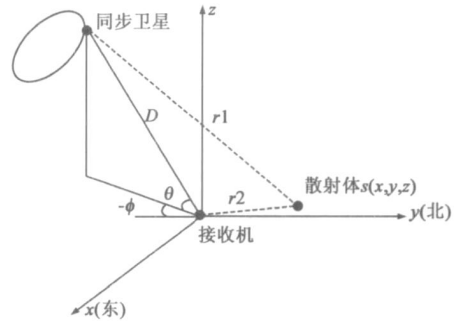


图1 地球同步轨道寄生SAR系统

式中 θ , φ 分别为仰角和方位角,是时间的正弦函数,可将其按泰勒展开方便计算:

$$\begin{aligned} \theta(t_m) &= \theta_0 + A_\theta \sin(2\pi t_m/T + \theta_0) \\ \varphi(t_m) &= \varphi_0 + A_\varphi \sin(2\pi t_m/T + \varphi_0) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 θ_0 , φ_0 分别为平均仰角和方位角, θ_0 , φ_0 为起始仰角和方位角, A_θ , A_φ 分别为倾角和离心率的函数。

设目标区域是以图 1 为坐标系, $(0, 0, 0)$ 为圆心, 500 为半径的圆形区域,由式(1)代入 2.1.1 节例子中的参数值可算得 $T_r < 11.46\text{s}$ 。

对于加窗信号满带宽,其实现方法与具体的信号形式有关。以电视信号为例。模拟电视信号可将是不同幅度、频率、宽度、相位的周期方波信号按一定频率的倍数关系相叠加^[7]。仿真验证窗长至少满足一个最大方波周期长度时,截取后的信号的带宽近似等于原信号带宽。我国采用 PAL 制,一帧图像有 40ms,共 625 行,则每一行的周期为 64μs,所以电视信号中的最大方波周期值为 64μs,当信号的加窗长度大于 64μs,则可满足近似满带宽。若发射源信号为电视信号,从例子中可知,满足满带宽要求与满足停走停近似并不矛盾。

2.2 距离向信杂比分析

距离压缩是通过卫星发射的直达波信号与散射信号互相关实现。直达波信号为发射信号直接加窗后的信号,与之相关的信号为发射的连续随机信号与目标卷积后再加窗的信号,两者的互相关出现混叠,混叠引起的信杂比直接影响成像效果。地球同步轨道寄生 SAR 系统成像处理中,发射信号加窗后得到:

$$f_w(t) = f_1(t) + f_2(t) = f(t)w(t) + f(t)[1 - w(t)] \quad (4)$$

其中 $f(t)$ 是卫星发射的连续随机信号, $w(t)$ 为加窗函

数. 目标信号被天线方向图加权后为:

$$x_w(t) = x(t)w'(t) + x(t)[1 - w'(t)] \quad (5)$$

其中 $x(t)$ 是目标信号, $w'(t)$ 为主瓣加权窗函数. 发射信号与目标卷积后再加窗得到:

$$s(t) = (f(t) * x_w(t)) * w(t) \quad (6)$$

其中 $*$ 表示卷积. 成像聚焦通过互相关式(4)和(6)实现, 即进行匹配滤波运算

$$f_w(t) \odot s(t) = F^{-1}(S(f) \cdot \overline{F_w(f)}) \quad (7)$$

其中 \odot 表示互相关, $\overline{}$ 表示共轭, F^{-1} 表示傅里叶逆变换. 从卷积的观点来看, 上式由于引入了窗函数而不能完全匹配, 重建信号中有卷积混叠. 设发射信号的幅度平均值为 e_0 , 截取的信号长度为 L , 目标信号被天线主瓣加权后的幅度平均值为 e_1 , 截取的长度为 M , 副瓣加权后的平均值为 e_2 , 则混叠总强度为:

$$E = M(M-1)e_0e_1 + L(L-1)e_0e_2 \quad (8)$$

未混叠信号总强度值为:

$$E_0 = 2e_0e_1(1 + 2 + 3 + \dots + (M-1)) + e_0e_1(L-M+1)M = LM^*e_0e_1 \quad (9)$$

欲使信杂比最大, 则应使混叠值与未混叠值的比值为最小, 即 $p = E/E_0$ 为最小. 当 $M^2/L^2 = e_2/e_1$ 时, p 为极小值, 信杂比最优.

若天线的积分旁瓣比为 30dB, 即, 当 $M/L = 1/5.6$ 时, 最优信号能量与杂波能量比为 21.1dB

2.3 卫星航迹精确反演

地球同步轨道卫星的运行轨迹由六个轨道根数控制, 公开资料中所提供的数据精度不足以用来聚焦成像, 需对卫星航迹进行精确反演. 可在观测场景内放置一个或多个控制点如强散射的角反射器或金属板, 根据控制点的回波来确定卫星的位置. 即由采样得到的

$$\begin{bmatrix} a_1^* \sin(wt_1 - \theta_{t0}) & b_1^* \sin(wt_1 - \varphi_{t0}) & -A_{\theta 0} \cos(wt_1 - \theta_{t0}) a_1 & -A_{\varphi 0} \cos(wt_1 - \varphi_{t0}) b_1 & -\lambda & 0 \\ a_2^* \sin(wt_1 - \theta_{t0}) & b_2^* \sin(wt_1 - \varphi_{t0}) & -A_{\theta 0} \cos(wt_1 - \theta_{t0}) a_2 & -A_{\varphi 0} \cos(wt_1 - \varphi_{t0}) b_2 & 0 & -\lambda \\ a_1^* \sin(wt_2 - \theta_{t0}) & b_1^* \sin(wt_2 - \varphi_{t0}) & -A_{\theta 0} \cos(wt_2 - \theta_{t0}) a_1 & -A_{\varphi 0} \cos(wt_2 - \varphi_{t0}) b_1 & -\lambda & 0 \\ a_2^* \sin(wt_2 - \theta_{t0}) & b_2^* \sin(wt_2 - \varphi_{t0}) & -A_{\theta 0} \cos(wt_2 - \theta_{t0}) a_2 & -A_{\varphi 0} \cos(wt_2 - \varphi_{t0}) b_2 & 0 & -\lambda \\ a_1^* \sin(wt_3 - \theta_{t0}) & b_1^* \sin(wt_3 - \varphi_{t0}) & -A_{\theta 0} \cos(wt_3 - \theta_{t0}) a_1 & -A_{\varphi 0} \cos(wt_3 - \varphi_{t0}) b_1 & -\lambda & 0 \\ a_2^* \sin(wt_3 - \theta_{t0}) & b_2^* \sin(wt_3 - \varphi_{t0}) & -A_{\theta 0} \cos(wt_3 - \theta_{t0}) a_2 & -A_{\varphi 0} \cos(wt_3 - \varphi_{t0}) b_2 & 0 & -\lambda \end{bmatrix} \quad (13)$$

当矩阵列向量之间近似正交时, 即向量之间的夹角近似 90° 时, 矩阵病态性最小, 所以若 $a_1^* b_1 + a_2^* b_2 = 0$, 第一列与第二列, 第三列与第四列正交(第五列与第六列已正交), 则迭代矩阵的条件数相对较小. 若 $t_2 = t_1 + T/4$, $t_3 = t_1 - T/4$, 则迭代矩阵中第一列与第三列向量, 第二列与第四列向量之间的夹角相对较大.

2.3.2 样本容量 n

解相关后相位值的每三次采样所形成的六个非线性方程组可得一组解. 由于每组解的相位误差统计不

相位值和由系统噪声和模糊效应引起的初始相位误差以及未知的相位基准值得到多个非线性方程组, 解多个非线性方程组, 得到卫星的轨道根数.

所测得的相位 ϕ_s 值与 Δr 的关系为 $\phi_s + m * 2\pi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r$. 由 2.1.2 节中的推导可将 Δr 化简为:

$$\Delta r = A_{\theta} \sin\left(\frac{2\pi t_m}{T} - \theta_{t0}\right) a + A_{\varphi} \sin\left(\frac{2\pi t_m}{T} - \varphi_{t0}\right) b + c \quad (10)$$

其中

$$\begin{cases} a = (x_s \sin \theta_0 \sin \phi_0 - y_s \sin \theta_0 \cos \phi_0 - z_s \cos \theta_0) \\ b = (-x_s \cos \theta_0 \cos \phi_0 - y_s \cos \theta_0 \sin \phi_0) \\ c = -x_s \cos \theta_0 \sin \phi_0 + y_s \cos \theta_0 \cos \phi_0 - z_s \sin \theta_0 + \sqrt{x_s^2 + y_s^2 + z_s^2} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{则 } \Delta r &= A_{\theta} \sin\left(\frac{2\pi t_m}{T} - \theta_{t0}\right) a + A_{\varphi} \sin\left(\frac{2\pi t_m}{T} - \varphi_{t0}\right) b + c \\ &= \frac{(\phi_s + d\phi_p) * \lambda}{2\pi} + m\lambda \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $d\psi_p$ 为初始相位误差. 卫星的位置由四个未知数 $A_{\theta 0}$, $A_{\varphi 0}$, $t_{\theta 0}$, $t_{\varphi 0}$ 确定, 若采用两个控制点, 每个控制点对应一个相位基准 m 值, 则共为 6 个未知数. 须采样三个时刻的相位值, 解形如式(12)的六个非线性方程组便可确定六个未知数的值. 由于存在相位误差, 且多次采样间的相位误差统计不相关, 所以可将多个采样时刻的解平均以减少误差. 在解非线性方程组过程中须考虑矩阵条件数最优, 同时求平均的过程也要考虑采样个数, 即样本容量.

2.3.1 矩阵条件数最优

用循环中点求积 Newton 法求解非线性方程组, 这里迭代矩阵 $F'(x^k)$ 为:

相关, 在一定的输入误差条件下, 将多组解平均以减少输出误差, 以至于满足输出相位误差要求. 相关后相位的误差应满足相位变化小于 $\pi/4$, 即 $2\pi\Delta r/\lambda < \pi/4$, 算得 $\Delta r < \lambda/8$.

以第一个反射体为例, 由 A_{θ} , A_{φ} , t_{θ} , t_{φ} 引起的输出 Δr 的误差为:

$$\begin{aligned} d_{-} \Delta r &= (A_{\theta 0} + \Delta A_{\theta 0}) \sin(wt - \theta_{t0}) a_1 + (A_{\varphi 0} + \Delta A_{\varphi 0}) \\ &\quad * \sin(wt - \varphi_{t0}) b_1 + c_1 \\ &\quad - (A_{\theta 0} \sin(wt - \theta_{t0}) a_1 + A_{\varphi 0} \sin(wt - \varphi_{t0}) b_1 + c_1) \end{aligned} \quad (14)$$

$\Delta A_{\theta 0} \approx \Delta A_{\phi 0}$, $\Delta \theta_i = \theta_i - \theta_{i0} \approx \Delta \phi_i = \phi_i - \phi_{i0}$, 进一步化简上式可得 $d_{-} \Delta r$ 的最大值为:

$$d_{-} \Delta r_{\max} = \left| 2A_{\theta 0} \sin\left(\frac{\Delta \theta_i}{2}\right)(a_1 + b_1) + \Delta A_{\theta 0}(a_1 + b_1) \right|$$

(15)

由上式看出 Δr 的误差由 $\Delta A_{\theta 0}$, $\Delta \theta_i$ 共同构成. 考虑两种极限情况: 假设 $\Delta \theta_i = 0$, 由 Δr 的误差要求求 $\Delta A_{\theta 0}$ 的范围, 然后根据 $\Delta A_{\theta 0}$ 的范围选择样本容量; 假设 $\Delta A_{\theta 0} = 0$, 由 Δr 的误差要求求 $\Delta \theta_i$ 的范围, 然后根据 $\Delta \theta_i$ 的范围选择样本容量.

关于样本容量选取的估算, 这是一个假设检验问题, 即选择多少个样本在显著水平 α 内便可认为平均值达到了精度. 若取显著水平 $\alpha = 0.05$, 犯第 II 类错误的概率 $\beta = 0.05$, 按第一种极限情况, 可算得 $n_1 \geq 342$. 按第二种极限情况, 得到 $n_2 \geq 120$. 综合二者, 取误差限 $n \geq 342$.

3 系统成像仿真

前面分析了地球同步轨道寄生 SAR 系统相关成像的三个关键技术, 下面基于上述分析首先对卫星航迹进行精确反演, 然后利用反演的卫星航迹得到点目标扩展函数图, 并分析相应的成像分辨率.

卫星轨迹反演仿真参数如表 1 所示. 其中控制点位置、采样间隔以及采样个数均是根据 2.3 节的分析采取的最优设置.

表 1 卫星轨迹反演仿真参数表

卫星经度	东经 110°	目标区域经度	东经 116.46°
卫星纬度	北纬 0°	目标区域纬度	北纬 39.92°
接收机位置	(0, 0, 0)	控制点位置	(50, 0, 0), (0 50, 0)
样本容量	480	采样间隔	$T/4$
倾角	0.07°	升交点赤经	109.2987°
离心率	0.0005912	近地点幅角	90°

图 2 是按表 1 参数设置得到的卫星轨迹图, 其中虚线表示的是输入初始误差 $dr = 0$ 时的情况, 实线表示的是相位随机输入误差在 $\pm \pi$ 范围时的情况. 在上述参数设置下, 选取 480 个样本容量值, 在输入误差最大为 π

时, 输出相位误差可达到小于 $\pi/8$. 图 3 是将表 1 中的样本容量和采样间隔分别改为 240 和 $T/8$ 时得到的卫星轨迹图. 在这种参数设置下, 当输入误差最大为 π 时, 反演的卫星轨迹远偏离实际卫星轨迹, 比较图 2、图 3 可知最优参数设置对卫星轨迹精确反演时是非常必要的.

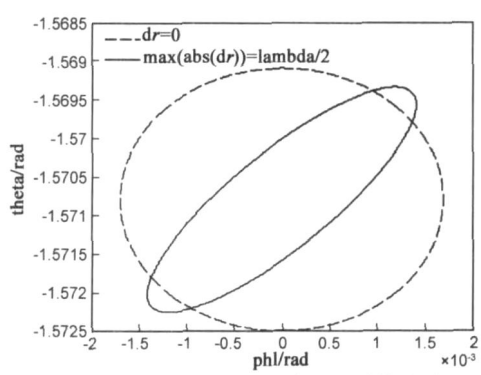


图 3 非最优设置时仿真的卫星轨迹图

表 2 是在考虑了脉冲重复周期、信号加窗长度和信杂比最优这三个关键技术后设置的单点目标成像仿真参数表.

表 2 分辨率仿真参数表

带宽	100MHz	加窗信号长度	10/ 22μs
载频	12GHz	目标信号长度	2μs
脉冲重复周期	90s	合成孔径半径	45km

图 4 是利用成像仿真参数和上面反演的卫星航迹得到的点目标成像结果图. 仿真中发射源信号为模拟的 1000 个周期不同的随机方波的叠加信号, 其中最大周期数为 $8\mu s$, 加窗时间长度已满足了仿真参数所决定的“停-走-停”近似要求, 且已满足了理论上的近似满带宽要求. 信号加窗所引起的匹配混叠在成像图中表现为较高的旁瓣, 当目标长度和发射信号长度比接近信杂比最优设置时旁瓣较小(左图), 此时峰值旁瓣比为 -10.76dB, 非最优设置时旁瓣较高(右图), 峰值旁瓣比为 -7.23dB, 后者杂波干扰相比前者更是严重得多. 仿真中的轨道根数设置使得卫星轨迹为圆形, 结果显示它的点目标扩展函数(PSF)图也是圆形, 这一点类似于圆迹 SAR 成像理论结果^[8].

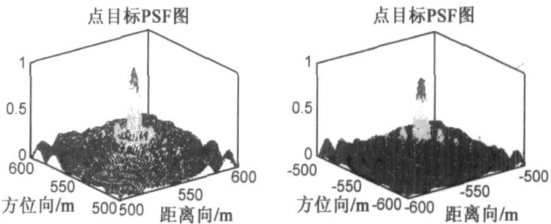


图 4 点目标扩展函数图

图 5 为点目标扩展函数图在三个坐标轴上的投影, 反映了目标距离向、方位向和高度向的分辨率. 仿真显示此种设置下的距离分辨率和方位分辨率近似相等,

这是由合成孔径形状为圆形所造成. 圆形合成孔径成像所得到高程分辨率是斜距分辨率在高度向上的投影, 而水平分辨率由合成孔径提供. 当目标点位于合成孔径中心时, 高程和水平分辨率分别满足以下表达式^[9]:

$$\Delta h \approx \frac{2\sqrt{2\pi}}{\sin\theta_{\phi}} \left(\frac{c}{w_b} \right), \Delta x \approx \frac{4.8c}{w_0 2\cos\theta_{\phi}} \quad (16)$$

其中 θ_{ϕ} 为俯角, w_b 为带宽, w_0 为波长, c 为光速. 当目标偏离合成孔径中心但仍为全孔径照射时, 仿真显示此目标的水平分辨率依然与载频和俯角有关, 高程分辨率与带宽和俯角有关, 但由于信号为随机信号, 匹配滤波后的信号主瓣带宽将有所减小, 高程分辨率比理论值要稍差.

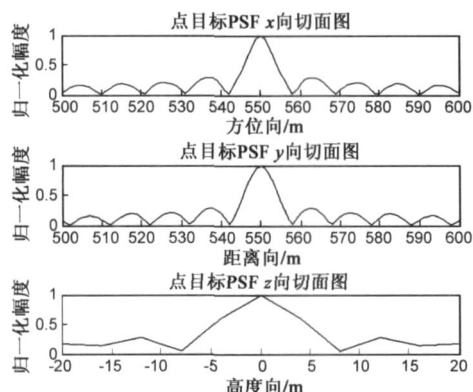


图5 点目标扩展函数切面图

4 结束语

文献[5]中的实验证明利用地球同步轨道寄生 SAR 系统进行实际场景成像是可能的, 但没有详细分析此系统成像的关键技术和最优设置问题, 且实验结果并不是很理想. 本文针对地球同步轨道寄生 SAR 系统的特点详细分析了此系统的三个关键技术问题: 脉冲重复周期和信号加窗长度的选取、距离向杂波抑制以及卫星航迹的精确反演. 仿真验证了上述分析的合理性, 且给出了合成孔径轨迹近似圆时的系统的点目标扩展函数图及分辨率分析. 当信号在 Ku 波段, 合成孔径长度在 100km 量级时, 水平分辨率可达到 6~8m 量级. 本文的研究将为以后的地球同步轨道寄生 SAR 系统的发展和下一步的相关实验提供一定的理论准备.

参考文献:

- [1] YANG Yong hong, PI Yi ming, LI Ran. Considerations for non cooperative bistatic SAR with spaceborne radar illuminating[A]. Proc of the International Conference on Radar' 06 [C]. USA: IEEE, 2006. 1- 4.
- [2] P E Howland, D Maksiniuk, G Reitsma. FM radio based bistatic radar[J]. IEE Proc Radar Sonar Navig, 2005, 152(3) : 107-

115.

- [3] Lisa Cazzani, Carlo Colesanti, Davide Leva, Giuseppe Nesi, Claudio Prati, Fabio Rocca, Dario Tarchi. A ground based parasitic SAR experiment[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2000, 38(5) : 2132- 2141.
- [4] C Prati, F Rocca, D Giancola, A Monti Guarnieri. Passive geosynchronous SAR system reusing backscattered digital audio broadcasting signals[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1998, 36(6) : 1973- 1976.
- [5] C Colesanti, D Perissin. A first experiment of 3D imaging with a ground based parasitic SAR[A]. IGARSS Proceedings[C]. Alaska USA: IEEE, 2006. 1192- 1195.
- [6] 汤子跃, 林卫明, 张守融. 双站合成孔径雷达的距离分辨率特性[J]. 电子学报, 2003, 31(12A) : 2005- 2008.
TANG Zi yue, LIN Wei ming, ZHANG Shou rong, The range resolution performance of bistatic synthetic aperture radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12A) : 2005- 2008. (in Chinese)
- [7] 丁玉美, 高西全, 易克初. 用于 PAL 电视信号 Y·C 分离的新型三维滤波器[J]. 电子学报, 1996, 24(10) : 81- 86.
DING Yu mei, GAO Xi quan, YI Ke chu. A novel 3-D filter applied to Y·C separation in PAL TV signal[J]. Acta Electronica Sinica, 1996, 26(4) : 607- 612. (in Chinese)
- [8] M Soumekh, Reconnaissance with slant plane circular SAR imaging[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 1996, 5(8) : 1252- 1265.
- [9] Akira Ishimaru, Tsz King Chan, Yasuo Kuga. An imaging technique using confocal circular synthetic aperture radar[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1998, 36(5) : 1524- 1530.

作者简介:



寇蕾蕾 女, 1985 年出生于湖北省, 中国科学院电子学研究所博士研究生, 主要研究方向为合成孔径雷达信号处理.

E-mail: cassie320@ 163. com



王小青 男, 1978 年出生于江西省, 博士, 中国科学院电子学研究所副研究员, 研究方向为雷达信号与信息处理, SAR 海洋遥感.

E-mail: huadaqq@ 126. com