

通道不平衡对偏置相位中心多波束 SAR 性能影响的理论分析

郜参观^{*①②} 邓云凯^① 冯锦^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要: 利用方位向多孔径接收的合成孔径雷达具有高分辨率-宽测绘带能力。该文从理论上推导了通道间不一致性对方位向多孔径 SAR 性能的影响。通过补零, 将方位向单通道采样序列与多通道采样序列建立了联系。对存在通道失配的序列脉冲压缩表明了主峰两侧会存在若干虚假峰。文中给出了峰值-假目标比的解析计算公式, 表明峰值-假目标比与通道间幅相失配大小、通道数、多普勒带宽及方位向过采样率等因素有关。这些公式的正确性通过点目标仿真得到了进一步验证。

关键词: 合成孔径雷达; 方位向多波束; 通道不平衡性; 高分辨率-宽测绘带

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)08-1828-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01257

Theoretical Analysis on the Mismatch Influence of Displaced Phase Center Multiple-beam SAR Systems

Gao Can-guan^{①②} Deng Yun-kai^① Feng Jin^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

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

Abstract: By using multiple-receive apertures in azimuth, Synthetic Aperture Radar (SAR) systems are enabled with high-resolution and wide-swath imaging ability. In this paper, influence of channel imbalances on SAR systems with multiple-receive apertures in azimuth is derived theoretically. Azimuth multi-channel sequence is related with the single-channel sequence by use of zero padding. The result of the compression on mismatched multi-channel sequence shows that several ghosting peaks are presented around the main peak. Analytical formulas to calculate the Peak-to-Ghost-Ratio (PGR) and ghost locations are given, which show that the PGR is determined by the magnitude of channel mismatch, the number of the channels, the Doppler bandwidth and the azimuth oversampling ratio. The correctness of these formulas is validated further by simulation experiments.

Key words: SAR; Multiple-receive apertures in azimuth; Channel imbalance; High-resolution and wide-swath

1 引言

由于具有全天时、全天候的成像能力, 合成孔径雷达(SAR)已成为对地观测不可或缺的手段之一^[1]。随着技术上的进步和用户对图像质量需求的提高, 目前的合成孔径雷达普遍要求具有高分辨率-宽测绘带成像能力。高分辨率 SAR 图像能提供目标的细节信息, 宽测绘带 SAR 在给出大尺度图像的同时, 可以降低观测动态目标时的重访时间。

按照奈奎斯特采样定理, 为了避免方位向模糊, 雷达脉冲重复频率(PRF)必须大于多普勒带宽。但 PRF 的提高同时又受距离向测绘带宽的限制, 这即对于传统模式 SAR 来说的最小天线面积约束。当

设置多接收孔径时, 合成孔径雷达能够突破单孔径接收时的最小天线面积约束。目前, 多接收波束 SAR 可分为距离向多波束 SAR 和方位向多波束 SAR 两种, 方位向多波束 SAR 又细分为单相位中心多波束 SAR(single phase center multiple-beam SAR)和偏置相位中心多波束 SAR(displaced phase centers multiple-beam SAR)^[2]。其中, 偏置相位中心多波束 SAR 由于更易于工程实现而得到更多的关注。但偏置相位中心多波束 SAR 对 PRF 的选择有严格的限制, 在星载条件下这会产生非均匀采样问题^[3,4], 同时多个接收通道间的不一致性问题也会降低 SAR 图像质量^[5-9]。

本文重点关注接收通道间的不一致性对偏置相位中心多波束 SAR 性能的影响问题。目前, 相关文献中已提出了一些通道不平衡的补偿方法, 主要有

基于原始数据的方法和内定标方法。基于原始数据的方法主要有空时自适应滤波法、子空间投影法等^[5-7]。文献[8,9]则利用内定标方法实现了通道间的不一致性补偿。但是这些文献并未对通道不平衡对 SAR 性能的影响作系统性的理论分析,包括假目标位置和假目标电平相对大小的影响性因素等,而这对于偏置相位中心多波束 SAR 的系统设计来说又是必不可少的。

本文接下来的内容安排如下:第2节对偏置相位中心多波束 SAR 的原理作基本阐述;第3节从理论上推导通道间的不一致性对方位向脉冲压缩的影响;第4节为仿真部分;最后是结束语。

2 偏置相位中心多波束 SAR 基本原理

如图1所示,以3通道为例来阐述偏置相位中心多波束 SAR 的基本原理。不妨设中间的子孔径发射线性调频脉冲信号,接收时,3个子孔径同时接收从目标反射的回波。实子孔径相位中心用矩形来表示,实子孔径间的距离为 d ;等效子孔径的相位中心用圆形来表示,它位于发射子孔径和接收子孔径连线的中心。 $R_t(\eta)$ 表示发射孔径与目标之间的距离, $R_m(\eta)$ 表示接收孔径与目标之间的距离。第 m 个子孔径的接收基带信号可表示为^[1,4]

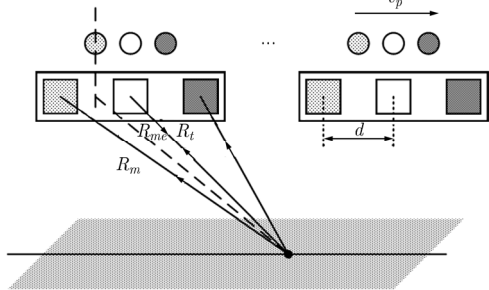


图1 偏置相位中心多波束 SAR 工作原理示意图

$$s_m(t, \eta) = A_m \text{rect}\left(\frac{t - 2R_{me}(\eta)/c}{T_r}\right) \exp\left\{-j\pi f_0 x^2\right\} \cdot \exp\{-j4\pi f_0 R_{me}(\eta)/c\} \cdot \exp\left\{j\pi K_r (t - 2R_{me}(\eta)/c)^2\right\} \quad (1)$$

其中 A_m 表示与 m 子孔径通道特性相关的常数, t 为快时间, η 为慢时间, K_r 为调频率, f_0 为工作中心频率, c 为光速, T_r 为发射脉冲宽度, $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形脉冲函数, R_0 为雷达与目标间的最短斜距, x 为接收子孔径相对发射子孔径的距离, $R_{me}(\eta)$ 表示等效子孔径与目标之间的距离。式(1)中的第1个指数项为相位补偿项,当 $x \ll R_0$ 时,该项可忽略。当 M 个子孔径的偏置相位中心多波束 SAR 的通道特性

一致且脉冲重复频率满足

$$\text{PRF}_{\text{DPC}} = 2v_p/(Md) \quad (2)$$

时,它就与以 $M \cdot \text{PRF}_{\text{DPC}}$ 为脉冲重复频率的单孔径 SAR 等效,从而达到降低脉冲重复频率提高距离向测绘带宽的目的。式(2)中, v_p 为雷达的移动速度。当脉冲重复频率不满足式(2)时,即会产生非均匀采样问题。

3 通道不平衡对方位向脉冲压缩的影响

从上一节的分析可知,当各通道特性一致时,偏置相位中心多波束 SAR 可以与单孔径 SAR 等效。然而在工程实现时,由于各通道的前端组成部分,如天线、微波器件、A/D 变换器等的工作性能不可能完全一致,且这种不一致性会随着外界环境的变化而改变,这样就有必要分析这种非理想性对多波束 SAR 性能的影响。在接下来的分析中,假定方位向信号为严格的线性调频信号。同时,不考虑距离向的影响,这样问题就可以简化为1维的。

设一个复数形式的线性调频信号为

$$s(\eta) = \text{rect}(\eta/T_a) \exp(j\pi K_a \eta^2) \quad (3)$$

其中 η 表示慢时间, K_a 表示调频率, T_a 为脉冲宽度。由驻定相位原理可得 $B_a = K_a T_a$ 为线性调频信号的带宽。当对 $s(\eta)$ 作单通道采样时,为了避免频谱混叠,最低复采样频率必须大于信号带宽 B_a 。设单通道采样频率为 $f_s = \alpha_s B_a$, 其中 $\alpha_s > 1$ 为过采样率。

为了降低采样频率,可采用多个通道联合采样的方式。假设有 M 个通道,则对于单个通道来说,其采样频率可降低为 f_s/M ,如图2所示。设第 m 个通道采样得到的序列为 $s_m(nMT_s)$, 其中 $m = 0, 1, \dots, M-1$, T_s 表示单通道采样时所需的采样周期(在接下来的相关表达式中将被省略), n 表示与采样时刻相关的整数。若将这 M 个序列重新排列即可得等效采样序列 $s(n)$ 。

为了分析的需要,现将每个单通道采样序列 $s_m(nM)$ 的采样点间补上 $M-1$ 个零,得新的序列 $s_m^0(n)$ 。不难发现,这 M 个新序列叠加可得等效采

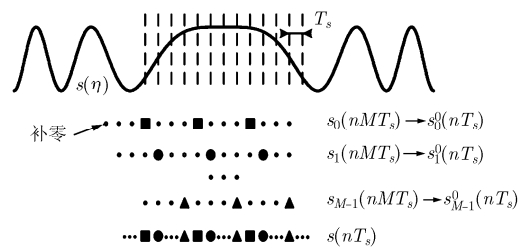


图2 线性调频信号的多通道采样

样序列 $s(n)$, 即

$$s(n) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m^0(n) \quad (4)$$

另一方面, $s_m^0(n)$ 与 $s(n)$ 的关系还可以表示为

$$s_m^0(n) = s(n)p_m(n) = s(n) \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta(n - lM - m) \quad (5)$$

从而可得 $s_m^0(n)$ 的离散时间傅里叶变换为^[10]

$$S_m^0(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} e^{-j2\pi mk/M} S(e^{j(\omega-2\pi k/M)}) \quad (6)$$

其中 $S(e^{j\omega})$ 为 $s(n)$ 的离散时间傅里叶变换。

在对信号作数字处理时, 求信号的频谱是通过离散傅里叶变换来完成的, 而此时所能观察到的频率范围是 $|f_a| \leq f_s/2$ 。为了表达方便起见, 将数字频率用模拟频率来表示, 所以单通道采样补零序列 $s_m^0(n)$ 的频谱可表示为

$$\begin{aligned} S_m^0(f_a) &= a_m(f_a) \exp(j\phi_m(f_a)) \text{rect}\left(\frac{f_a}{B_a}\right) \exp\left(-j\pi \frac{f_a^2}{K_a}\right) \\ &+ a_m(f_a) \exp(j\phi_m(f_a)) \\ &\cdot \sum_{l=0}^1 \sum_{k=1}^{M-1} \text{rect}\left\{\left\{(f_a - (1/2)(kf_s/M - lf_s) - (1/4)(-1)^l(f_s - B_a))\right\} / \left\{(-1)^{l+1}(kf_s/M - lf_s) + B_a/2 + f_s/2\right\}\right\} \exp\left(\frac{-j2\pi mk}{M}\right) \\ &\cdot \exp\left(-j\pi \frac{(f_a + lf_s - kf_s/M)^2}{K_a}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $a_m(f_a)$ 、 $\phi_m(f_a)$ 表示第 m 个通道的幅度频率特性和相位频率特性。如图 3 所示为单通道采样补零序列 $s_m^0(n)$ 的频谱推导过程, 图中可以看出式(7)中的 l 之所以取 0 和 1, 是因为其它 l 值对应的频谱分量在右移 kf_s/M 后, 落入不了 $|f_a| \leq f_s/2$ 的频率范围内(图中阴影部分)。现在考虑用频域法对等效采样序列 $s(n)$ 进行脉冲压缩, 频域匹配滤波器为

$$H(f_a) = \text{rect}\left(\frac{f_a}{f_s}\right) \exp\left(j\pi \frac{f_a^2}{K_a}\right) \quad (8)$$

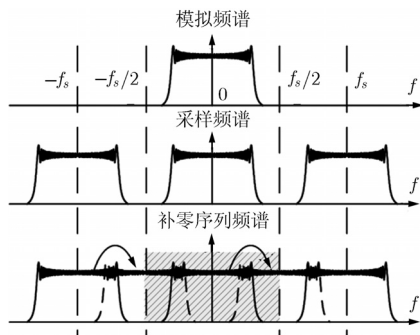


图3 单通道采样补零序列 $s_m^0(nT_s)$ 的频谱推导示意图

根据式(4), 式(7)可得脉冲压缩结果为

$$\begin{aligned} S(f_a)H(f_a) &\rightarrow \sum_{m=0}^{M-1} a_m(\eta) \otimes B_a \text{sinc}(B_a\eta) \\ &+ \sum_{m=0}^{M-1} a_m(\eta) \otimes \sum_{l=0}^1 \sum_{k=1}^{M-1} \exp\left(\frac{-j2\pi mk}{M}\right) \\ &\cdot \exp\left(-j\pi(lf_s - kf_s/M)^2/K_a\right) \\ &\cdot \left[(-1)^{l+1}(kf_s/M - lf_s) + \frac{B_a + f_s}{2}\right] \\ &\cdot \text{sinc}\left\{\left[(-1)^{l+1}(kf_s/M - lf_s) + \frac{B_a + f_s}{2}\right]\right\} \\ &\cdot \left[\eta + \frac{kf_s/M - lf_s}{K_a}\right] \cdot \exp\left[j2\pi\left(\frac{1}{2}(kf_s/M - lf_s) + \frac{1}{4}(-1)^l(f_s - B_a)\right)\left(\eta + \frac{kf_s/M - lf_s}{K_a}\right)\right] \end{aligned} \quad (9)$$

其中“ \otimes ”表示卷积, $S(f_a)$ 为 $s(n)$ 的傅里叶变换, $a_m(\eta)$ 为 $a_m(f_a) \exp(j\phi_m(f_a))$ 的傅里叶逆变换。当各孔径的天线方向图一致, 且合成孔径时间较短时, 可以假定 $a_m(f_a) \exp(j\phi_m(f_a))$ 与频率无关, 则式(9)退化为

$$\begin{aligned} S(f_a)H(f_a) &\rightarrow B_a \text{sinc}(B_a\eta) \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(j\phi_m) \\ &+ \sum_{l=0}^1 \sum_{k=1}^{M-1} f_{l,k}(\eta) \sum_{m=0}^{M-1} \exp\left(\frac{-j2\pi mk}{M}\right) a_m \exp(j\phi_m) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $f_{l,k}(\eta)$ 是为简化书写而引入的函数。 a_m 、 ϕ_m 分别表示与通道特性有关的幅度常量和相位常量。当通道特性一致, 即 $a_m(\eta) = a(\eta)$ 时, 式(9)成为

$$S(f_a)H(f_a) \rightarrow Ma(\eta) \otimes B_a \text{sinc}(B_a\eta) \quad (11)$$

由式(11)可知, 通道特性一致的情况下无假目标存在。当通道特性不一致时, 由式(9)可知, 这种情况下有 $2(M-1)$ 个假目标存在, 假目标的位置为

$$\text{POS}_{l,k} = (l\alpha_s - k\alpha_s/M)T_a \quad (12)$$

其中 $l=0, 1, k=1, 2, \dots, M-1$ 。值得注意的是, 当运用式(12)计算所得的结果超出 $|\eta| \leq T_a/2$ 的范围时, 应对其按 T_a 取模以使其拉回到 $|\eta| \leq T_a/2$ 的范围内。定义 $\text{POS}_{l,k}$ 处假目标的峰值-假目标比为假目标电平大小与真实目标电平大小的比值。当通道特性 $a_m(f_a) \exp(j\phi_m(f_a))$ 与频率无关时, $\text{POS}_{l,k}$ 处对数形式的峰值-假目标比为

$$\begin{aligned} \text{PGR}_{l,k} &= 20 \lg \left(\frac{\left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(j\phi_m) \exp(-j2\pi mk/M) \right|}{\left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(j\phi_m) \right|} \right) \\ &+ 20 \lg \left(\frac{(-1)^{l+1}(kf_s/M - lf_s) + \frac{B_a + f_s}{2}}{B_a} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

从式(12),式(13)可以看出,假目标在真实目标两侧按照其位置和电平大小是成对出现的,即

$$\left. \begin{aligned} \text{POS}_{l,k} &= -\text{POS}_{1-l,M-k} \\ \text{PGR}_{l,k} &= \text{PGR}_{1-l,M-k} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

4 仿真分析

由上一节的分析可见,当各通道特性不平衡时,在真实目标的两侧会出现若干虚假目标,假目标的位置由式(12)决定,峰值-假目标比的计算公式由式(13)给出。通道的特性由两个因素决定:器件和天线方向图。其中,天线属于开放系统,所以在工作时其特性很难准确测量,由它引起的不平衡在补偿时也相对比较困难。由于本文不关心具体的通道补偿问题,同时为了使分析简化以明了影响多波束SAR性能的主要参数,所以在下面的仿真中,假定通道间误差为常量。

按照表1中给定的参数进行仿真。表1中的多普勒带宽为177 Hz,方位向过采样率为1.2,所以对于单孔径SAR来说其采样频率为177 Hz×1.2=212.4 Hz。对于3孔径的多波束SAR来说,每个孔径的采样频率降为212.4 Hz/3=70.8 Hz。

参考图1,设右、中、左3个子孔径分别称为子孔径0、子孔径1、子孔径2,其通道特性分别为 $a_0 \exp(j\phi_0)$, $a_1 \exp(j\phi_1)$, $a_2 \exp(j\phi_2)$ 。仿真中,分

表1 点目标仿真参数

点目标斜距	27.285 km	脉冲宽度	20 μs
雷达速度	200 m/s	多普勒带宽	177 Hz
中心频率	9.6 GHz	方位向过采样率	1.2
信号带宽	25 MHz	孔径数	3
距离向过采样率	1.25	波束斜视角	0°

别考察幅度不平衡和相位不平衡对成像性能的影响。设各个通道的幅度满足 $a_m = a_0(1 - m \cdot \text{Inba}_{\text{am}})$, $m = 0,1,2$,其中 Inba_{am} 为度量各通道幅度差异性大小的变量,这里称为幅度不平衡度。类似地,设各个通道的相位满足 $\phi_m = \phi_0 + m \cdot \text{Inba}_{\text{pha}}$, $m = 0,1,2$,其中 Inba_{pha} 为度量各通道相位差异性大小的变量,称为相位不平衡度。如图4,图5所示为点目标的仿真成像结果,其中的幅度不平衡度为0,相位不平衡度为20°。可见,由于通道不平衡的存在,方位向上出现了不希望的4个虚假目标。现对幅度不平衡度和相位不平衡度进行扫描,考察方位向积分旁瓣比和峰值-假目标比的变化情况,结果如图6,图7所示。其中,积分旁瓣比以文献[1]中给出的定义为准,主瓣宽度取3 dB宽度的2倍。图6,图7中,PGR-1表示 $\text{POS}_{0,1}$ 和 $\text{POS}_{1,2}$ 处的峰值-假目标比,PGR-2表示 $\text{POS}_{0,2}$ 和 $\text{POS}_{1,1}$ 处的峰值-假目标比。仿

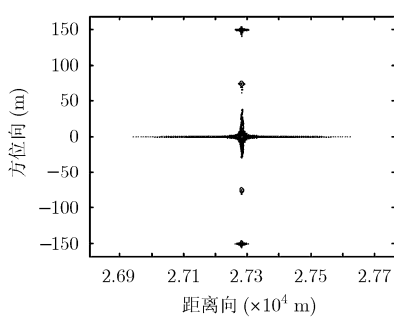


图4 通道不平衡时点目标成像结果

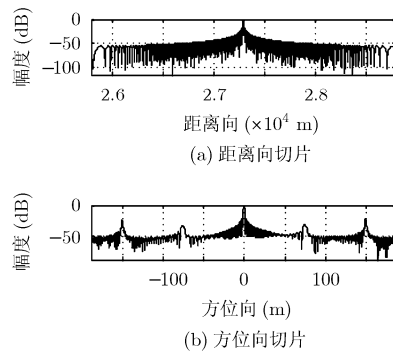


图5 通道不平衡时点目标成像结果的切片

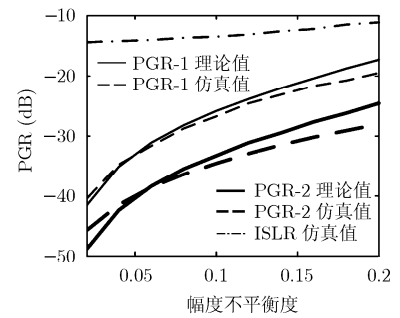


图6 幅度不平衡对假目标电平和积分旁瓣比的影响

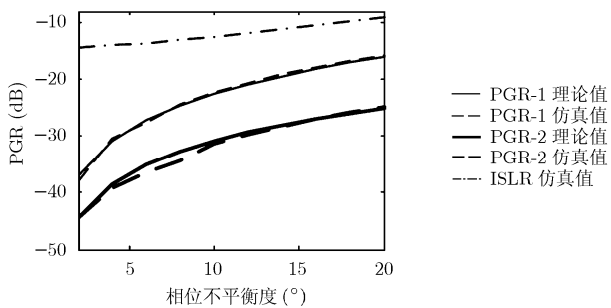


图7 相位不平衡对假目标电平和积分旁瓣比的影响

真时,假目标电平取 $\text{PGR}_{l,k}$ 和 $\text{PGR}_{1-l,M-k}$ 中较大者。由图6,图7可以看出假目标电平和积分旁瓣比均随着通道不一致性的增加而增加,且仿真值和本文给出的理论计算值间有较好的吻合。

5 结束语

本文分析了通道不一致性对偏置相位中心方位向多波束SAR性能的影响。理论分析表明由于通道不一致性的影响,方位向脉冲压缩时会出现不希望的假目标,假目标的数量、位置及信号大小与通道

数、方位向的过采样率及通道不平衡程度等因素相关,文中给出了假目标位置和假目标电平相对大小的计算公式,点目标 2 维仿真结果验证了公式的正确性。本文假定了通道间的失配为恒定值,但实际运用中由于天线方向图不一致等因素的影响,通道间的幅相失配会存在一定的起伏,关于这个问题值得作进一步研究。

参 考 文 献

- [1] Cumming I and Wong F. 洪文, 胡东辉, 等译. 合成孔径雷达成像—算法与实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007: 2-3, 96.
 - [2] Currie A and Brown M A. Wide-swath SAR [J]. *IEE Proceedings -F: Radar and Signal Processing*, 1992, 139(2): 122-135.
 - [3] Gebert N and Krieger G. Azimuth phase center adaptation on transmit for high-resolution wide-swath SAR image [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2009, 6(4): 782-786.
 - [4] Gebert N, Krieger G, and 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): 564-592.
 - [5] 张磊, 金英汇, 刑孟道, 等. 一种子空间投影的高分辨宽测绘带 SAR 成像通道均衡方法[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(1): 1-6.
Zhang Lei, Jin Ying-hui, Xing Meng-dao, *et al.* An SSP based channel calibration for high-resolution and wide-swath SAR imagery [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(1): 1-6.
 - [6] Jing Wei, Xing Meng-dao, Qiu Cheng-wei, *et al.* Unambiguous reconstruction and high-resolution imaging for multiple-channel SAR and airborne experiment results [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2009, 6(1): 102-106.
 - [7] Li Zhen-fang, Bao Zheng, Wang Hong-yang, *et al.* Performance improvement for constellation SAR using signal processing techniques [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, 42(2): 436-452.
 - [8] Zhang Xu-jin, Zhang Chang-yao, and Deng Hai-tao. Channels equalizing and calibration technology of moving target detection for multi-phase centers receive system [C]. 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Huangshan, China, 2007: 154-158.
 - [9] Chen Ren-yuan, Jiang Kai, Yong Yan-mei, *et al.* High resolution dual channel receiving SAR compensation technique [C]. 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Huangshan, China, 2007: 713-717.
 - [10] 胡广书. 数字信号处理—理论算法与实现(第 2 版)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 410-412.
- 郜参观: 男, 1975年生, 博士生, 研究方向为合成孔径雷达系统仿真技术。
邓云凯: 男, 1962年生, 研究员, 博士生导师, 长期从事合成孔径雷达系统设计和微波技术的研究。
冯 锦: 男, 1970年生, 副研究员, 长期从事合成孔径雷达成像处理技术的研究。