论 文

基于量化区间跃迁模型的星载 SAR 原始数据压缩误差机理研究

李信^{①②③*}, 祁海明^{①②*}, 华斌^{①②③}, 雷宏^①, 禹卫东^①

① 中国科学院电子学研究所, 北京 100190

② 微波成像技术国家重点实验室, 北京 100190

③ 中国科学院研究生院, 北京 100039

* 通信作者. E-mail: sherry_lixin@yahoo.com.cn, qi_haiming@163.com

收稿日期: 2010-01-30; 接受日期: 2010-04-30

中国科学院优秀博士论文院长奖获得者专项基金 (批准号: 0813260042) 和微波成像技术国家重点实验室基金 (批准号: 9140C19030-41003) 资助项目

摘要 星载合成孔径雷达 (SAR) 压缩后的原始数据信噪比是 SAR 系统设计时原始数据压缩比选取以及应用分析的重要理论依据, 前人常用的量化信噪比并不能完全表征压缩后信号与噪声的关系. 本文提出了量化区间跃迁的统计概率模型, 旨在得出考虑系统噪声情况下, 饱和度全集上星载 SAR 原始数据信噪比在 ADC 前与 BAQ 后的映射关系: 当回波信号功率较小, 输入信噪比较低时, 4 bit, 3 bit, 2 bit, 1 bit BAQ 压缩后信噪比区别不大; 当回波为中等功率信号且信噪比较高时, 压缩比特数每减少 1 bit, 信噪比恶化约 5 dB; 当回波功率较大, ADC 饱和时, 量化后原始数据信噪比呈阶跃性下降, 饱和度越高, 信噪比恶化越严重. 本文采用模拟高斯数据和实测 SAR 原始数据验证了理论结果的正确性, 为星载 SAR 系统设计时 BAQ 压缩比的选取以及后续的应用分析提供了理论依据.

关键词 合成孔径雷达 原始数据 压缩 信噪比 饱和

1 引言

星载 SAR 接收到的原始回波信号通常要经过两次量化处理. 第一次是 ADC 量化, 将星上 I/Q 两路信号量化为 M bit 数据 (通常量化为 8 bit 数据)^[1]; 第二次是为了满足实时上传数据率的限制^[2], 将 M bit 数据压缩为更少的比特数.

目前工程上普遍采用的压缩算法为 BAQ 和 FBAQ (flexible block adaptive quantization)^[3–9]. BAQ 是由 JPL (jet propulsion laboratory) 实验室提出的, 最早应用于 Magellan 任务对金星进行探测^[3], 采用 8:2 压缩比; 而后又应用于美国 Sir-C 卫星, 采用 8:2 压缩比^[4]; 欧空局的 Envisat ASAR 采用 8:2, 8:3 和 8:4 的压缩比^[5]; 加拿大的 Radarsat-2 采用了 4 种 BAQ 压缩比 8:1, 8:2, 8:3 和 8:4^[6]; 意大利的 COSMO-SKYMED 采用的是 8:3 BAQ^[7]; 德国的 TerraSAR-X 采用了 8:2, 8:3, 8:4 和 8:6 BAQ^[8]. 虽然 BAQ 算法已在诸多系统中采用, 但仍有许多难题亟待解决, 如饱和数据的最优量化^[10]、算法性能评

引用格式: 李信, 祁海明, 华斌, 等. 基于量化区间跃迁模型的星载 SAR 原始数据压缩误差机理研究. 中国科学: 信息科学, 2011, 41: 100–111

估^[5,11]、数据高斯统计特性^[3]的普适性等. 尤其是对压缩算法的评估仍不完备, 无法从理论上给出不同压缩比对 SAR 图像质量以及后续应用的影响. 如今星载 SAR 高分辨率、多极化、多波段以及多模式的发展需求^[12-14]使得 SAR 原始数据量迅猛增加, 如何在满足应用需求的前提下选择尽量大的原始数据压缩比, 是缓解星载 SAR 数据下传压力的重要途径之一. 因此, 只有从理论上对原始数据压缩算法进行全方位的定量评估, 才能正确地指导实际应用中压缩比的选择.

SAR 原始数据具有较高的信息熵, ADC 量化和 BAQ 压缩都会造成信息量的损失. 为了使回波的动态范围与 ADC 的输入动态范围相匹配以减少 ADC 的量化损失, 目前星载 SAR 均采用 AGC (automatic gain control) 和 MGC (manual gain control) 进行接收机增益控制. 虽然在多数情况下可以改善回波的动态范围, 但也存在一定局限性. 当目标强弱对比度发生剧变时, 例如海陆交界处, 会存在由 AGC 处理的延时性导致的弱回波被压制或强回波超出了 ADC 量化范围, 产生截断效应, 造成数据饱和^[10,15,16], 信息量损失较大. 对于 BAQ 压缩, 压缩比越大, 信息量损失越大, 成像后图像的质量越差^[2,17]. 因此, 在满足系统应用需求的前提下, 如何在原始数据压缩比和成像质量之间进行折中是系统设计的一个重要问题, 而原始数据域信噪比在 ADC 前和 BAQ 后的映射关系正是分析这一问题的桥梁.

目前, 国内外文献在评估 ADC 和 BAQ 时考虑的信噪比主要为量化信噪比^[1,5,18,19], 仅考虑量化噪声和饱和噪声, 而在实际应用中需要考虑系统噪声的影响. 文献^[2,11,20,21]中提出了同时考虑系统噪声、量化噪声和饱和噪声的信噪比概念模型, 但要通过对已有的 SAR 原始数据进行计算得出统计结果, 因此普适性不强. 本文提出了一种量化区间跃迁的统计概率模型, 仅需要已知 SAR 原始数据的概率分布, 同时考虑系统噪声、量化噪声和饱和噪声对原始数据信噪比的影响, 从理论上得出了饱和度全集上星载 SAR 原始数据信噪比在 ADC 前与 BAQ 后的映射关系.

2 原始数据信噪比求解的基本系统模型^[11,20]

如图 1 中所示, 假设 SAR 从分布式场景接收到的原始回波信号 x 包含信号 s 和系统热噪声 n . 通常天线方向图主瓣覆盖的区域包含多种分布目标, 每个发射脉冲回波是由分布目标的很多独立散射体回波叠加而成, 根据中心极限定理, s 的实部与虚部都符合均值为零, 标准差为 σ_s 的高斯分布^[3]. n 的实部与虚部都符合均值为零, 标准差为 σ_n 的高斯分布, 且 s 与 n 相互统计独立, 因此,

$$\sqrt{D(x)} = \sqrt{D(s) + D(n)} = \sqrt{2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}, \quad (1)$$

其中 $D(x)$ 为回波信号 x 的方差. 由 (1) 可知, 回波信号 x 的实部与虚部都符合均值为 0, 标准差为 $\sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}$ 的高斯分布.

由于原始回波 I/Q 两路信号具有相同的统计规律, 因此在后续的分析中仅考虑 I 路信号, 对信噪比的分析没有影响, 则原始回波信号的信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{in}} = 10 \lg \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}. \quad (2)$$

为了方便研究, 以 ADC 输入信号 s 作为标准, 将 ADC 和 BAQ 的处理过程看作一个整体, 处理后总的噪声功率为 P_{noise} (包含系统热噪声和量化噪声), 则处理后的信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{BAQ}} = 10 \lg \frac{\sigma_s^2}{P_{\text{noise}}}. \quad (3)$$

图 1 基本系统模型

因此, 计算 ADC 和 BAQ 对 SAR 原始数据信噪比的影响, 关键是对 P_{noise} 的求解。

3 量化处理后整体噪声功率的理论求解

由第 2 节中建立的系统模型, 信号与噪声相互统计独立, 进行量化处理时, 将信号与噪声分开考虑, 归一化后, 信号的标准差为

$$\sigma_{s_normalized} = \sigma_s / \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}. \quad (4)$$

噪声的标准差为

$$\sigma_{n_normalized} = \sigma_n / \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}. \quad (5)$$

3.1 ADC 输入信号不包含系统热噪声的情况 ($\sigma_n = 0$)

BAQ 压缩进行归一化时采用的是 ADC 输入信号标准差, 因此计算总体噪声功率时, 先对回波进行 ADC 量化而后归一化, 等价于先对回波进行归一化而后采用归一化 ADC(用 ADC 输入信号标准差对 ADC 门限电平和重建电平进行归一化) 进行量化。

假设 ADC 对原始回波进行 8 bit 量化, 门限电平 $x_i = i, i = -127, \dots, 127$, 量化间隔为 1, 量化区间 $[x_i, x_{i+1}]$ 的重建电平为 $x_i + 0.5$, 当 $x \in (-\infty, -127] \cup [127, \infty)$ 时, 截断电平分别为 ± 127.5 ; 经 ADC 输入信号标准差归一化处理后, 等价门限电平 $nx_i = i / \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}, i = -127, \dots, 127$, 量化间隔为 $1 / \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}$, 重建电平为 $(i + 0.5) / \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}$, 截断电平为 $\pm 127.5 / \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}$. BAQ 的量化比特数为 N , 门限电平为 $r_m, m = 1, \dots, 2^N - 1$, 量化区间 $(-\infty, r_1]$ 的重建电平为 y_1 , 量化区间 $[r_{2^N-1}, \infty)$ 的重建电平为 y_{2^N} , 中间量化区间 $[r_m, r_{m+1}]$ 的重建电平为 y_{m+1} , 量化处理示意图如图 2 所示。

当归一化信号位于区间 $[nx_i, nx_{i+1}]$, 且归一化 ADC 输出信号位于区间 $[r_m, r_{m+1}]$ 时, 经 ADC 和 BAQ 量化处理后的重建电平为 y_{m+1} . 同理, 每一个归一化的 ADC 量化区间都对应一个 BAQ 的重建电平. 由此可以得到 ADC 和 BAQ 量化处理后的总体归一化量化噪声为

$$NP_{\text{noise}} = 2 \times \left(\sum_{i=0}^{126} \int_{nx_i}^{nx_{i+1}} (x - y_i)^2 p_s(x) dx + \int_{nx_{127}}^{\infty} (x - y_{127})^2 p_s(x) dx \right), \quad y_i \in \{y_1, \dots, y_{2^N}\}, \quad (6)$$

其中,

$$p_s(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{s_normalized}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{s_normalized}^2}\right). \quad (7)$$

图 2 量化处理示意图 (Q_1 为 ADC 量化, Q_2 为 BAQ 量化)

3.2 ADC 输入信号包含系统热噪声的情况 ($\sigma_n > 0$)

当存在系统热噪声时, 区间 $[nx_i, nx_{i+1}]$ 内的归一化回波信号受噪声影响会跃迁到相邻右侧的 p 个 BAQ 量化区间或相邻左侧的 q 个 BAQ 量化区间之内, 从而被量化成 $y_{m+1-q}, \dots, y_m, y_{m+2}, \dots, y_{m+1+p}$, 产生较大的量化噪声. 为了解此时的归一化噪声功率, 首先要得到回波信号区间跃迁的概率, 具体求解方法如下.

回波信号和系统噪声都符合均值为零的高斯分布, 二者的概率密度函数关于坐标轴纵轴左右对称, 因此坐标轴左侧区间内的回波信号向右跃迁和向左跃迁的概率与坐标轴右侧相应区间内的回波信号向左跃迁和向右跃迁的概率分别相同.

假设归一化的有用回波信号属于区间 $[nx_i, nx_{i+1}]$, $i = -127, -126, \dots, -1$, ADC 输出对应的 BAQ 量化区间为 $[r_m, r_{m+1}]$, 此时, 回波信号向右跃迁 p 个区间的概率为

$$PR_{ip} = \int_{r_{m+1+p} - nx_{i+1}}^{r_{m+2+p} - nx_i} p_n(x) dx, \quad (8)$$

回波信号向左跃迁 q 个区间的概率为

$$PL_{iq} = \int_{r_{m-q} - nx_{i+1}}^{r_{m-q+1} - nx_i} p_n(x) dx, \quad (9)$$

其中,

$$p_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n,\text{normalized}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{n,\text{normalized}}^2}\right). \quad (10)$$

则, 区间 $[nx_i, nx_{i+1}]$ 内回波信号的归一化噪声功率为

$$\begin{aligned} NP_i = & \left(1 - \sum_{j=1}^p PR_{ij} - \sum_{j=1}^q PL_{ij}\right) \int_{nx_i}^{nx_{i+1}} (x - y_{m+1})^2 p_s(x) dx \\ & + \sum_{j=1}^p PR_{ij} \int_{nx_i}^{nx_{i+1}} (x - y_{m+1+j})^2 p_s(x) dx + \sum_{j=1}^q PL_{ij} \int_{nx_i}^{nx_{i+1}} (x - y_{m+1-j})^2 p_s(x) dx, \end{aligned} \quad (11)$$

$$p_s(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{s,\text{normalized}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{s,\text{normalized}}^2}\right). \quad (12)$$

对于区间 $(-\infty, nx_{-127}]$ 内的信号, 向右和向左跃迁的概率分别为

$$PR_{-128p} = \int_{r_{m+1+p}-nx_{-127}}^{r_{m+2+p}-\frac{-128}{\sqrt{\sigma_s^2+\sigma_n^2}}} p_n(x)dx, \quad (13)$$

$$PL_{-128q} = \int_{r_{m-q}-nx_{-127}}^{r_{m-q+1}-\frac{-128}{\sqrt{\sigma_s^2+\sigma_n^2}}} p_n(x)dx. \quad (14)$$

区间内产生的归一化噪声功率为

$$\begin{aligned} NP_{-128} = & \left(1 - \sum_{j=1}^p PR_{-128j} - \sum_{j=1}^q PL_{-128j}\right) \int_{-\infty}^{nx_{-127}} (x - y_{m+1})^2 p_s(x)dx \\ & + \sum_{j=1}^p PR_{-128j} \int_{-\infty}^{nx_{-127}} (x - y_{m+1+j})^2 p_s(x)dx \\ & + \sum_{j=1}^q PL_{-128j} \int_{-\infty}^{nx_{-127}} (x - y_{m+1-j})^2 p_s(x)dx. \end{aligned} \quad (15)$$

因此, 回波信号总的归一化噪声功率为

$$NP_{\text{noise}} = 2 \times \sum_{i=-128}^{-1} NP_i. \quad (16)$$

由此可得, ADC 和 BAQ 量化之后的原始数据信噪比 SNR_{BAQ} 为

$$\text{SNR}_{\text{BAQ}} = 10 \lg \left(\frac{\sigma_{s,\text{normalized}}^2}{NP_{\text{noise}}} \right). \quad (17)$$

4 仿真结果与分析

ADC 采用 8 bit 量化, BAQ 分别采用 4 bit, 3 bit, 2 bit, 1 bit 量化. 根据 ADC 输入信号功率大小的不同, 存在 ADC 非饱和与 ADC 饱和两种情况. 因此, 在理论仿真过程中, 对于 ADC 非饱和的情况, 建立 ADC 输入有用信号标准差 σ_s , SNR_{in} 与 SNR_{BAQ} 之间的映射关系; 对于 ADC 饱和的情况, 建立信号饱和度、ADC 输入噪声标准差 σ_n 与 SNR_{BAQ} 之间的映射关系.

(1) 非饱和情况时的 σ_s 用 gama_clip 来表征^[11]:

$$\text{gama_clip} = 20 \lg(\sqrt{2}\sigma_s/V_{\text{clip}}), \quad (18)$$

即输入信号电平与 ADC 峰峰值之间的比例关系, 在以下的仿真中, $V_{\text{clip}} = 127.5$.

(2) 信号饱和度 SD 的表达式:

$$\text{SD} = \frac{\int_{127.5}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma_s^2})dx}{0.5} \times 100\%. \quad (19)$$

当 ADC 输入回波信号电平与 ADC 峰峰值相匹配, 且 $\text{SNR}_{\text{in}} = \infty$ 时, 可以计算出理想情况下 4 bit, 3 bit, 2 bit, 1 bit BAQ 压缩后的信噪比理论值如表 1 所示.

表 1 理想情况 BAQ 压缩理论值

压缩位数 (bit)	1	2	3	4
BAQ 压缩后信噪比 (dB)	4.4	9.3	14.6	20.2

图 3 采用不同 BAQ 压缩比时 SNR_{BAQ} 与 $gama_clip$, SNR_{in} 的映射关系

4.1 ADC 非饱和的情况

$gama_clip$, SNR_{in} 与 SNR_{BAQ} 之间的理论映射关系如图 3 所示.

(1) ADC 输入信号功率适中, ADC 输入信号电平与 ADC 峰峰值相匹配.

当 ADC 输入信噪比为 0 dB 时, 4 bit, 3 bit, 2 bit, 1 bit BAQ 压缩性能区别不大, 压缩后信噪比近似相等. 随着 ADC 输入信噪比的提高, BAQ 压缩后的信噪比逐渐接近 $SNR_{in} = \infty$ 的理想值 (见表 1).

(2) ADC 输入小功率信号, $gama_clip$ 较低.

当 SNR_{in} 较低时, 系统热噪声占主导, 小功率信号与中等功率信号的 SNR_{BAQ} 区别不大; 当 SNR_{in} 较高时, 系统热噪声很小, 量化噪声占主导, 而小功率信号的量化噪声较大, 因此 SNR_{BAQ} 相比中等功率信号出现恶化. 当 $gama_clip = -25$ dB (即 $\sigma_s = 5.0699$), $SNR_{in} = 40$ dB 时, 4 bit BAQ 压缩信噪比相对理想值下降 5.1 dB; 3 bit 下降 2.1 dB; 2 bit 下降 1.1 dB; 1 bit 下降 0.3 dB.

对 $gama_clip = -25$ dB 以及 $gama_clip = -7$ dB 两种情况下的理论映射曲线用模拟高斯数据进行验证, 验证结果如图 4 所示.

由图 4 中可以看出, 当输入中等功率信号时, 如图 4(b), 测试值与理论值吻合较好; 当输入小功率信号时, 如图 4(a), 测试值与理论值略有偏差, 尤其是当信噪比较低的情况, 此时噪声功率相对较高, 信号的量化区间跃迁也比较明显, 理论结果是对各种可能的跃迁情况进行概率统计平均, 而实际测试中的信号与噪声是确定的, 量化区间跃迁也是确定的, 因此会与理论值存在一定偏差.

图 4 非饱和情况的模拟高斯数据验证结果

其中 T.R. 表示理论值; E.R. 表示测试值

图 5 采用不同 BAQ 压缩比时 SNR_{BAQ} , σ_n 和 SD 的映射关系

4.2 ADC 饱和的情况

当 ADC 饱和时, ADC 前回波信号标准差与饱和度一一对应, 因此可以得到 SNR_{BAQ} 随 ADC 输入系统噪声标准差 σ_n 和回波信号饱和度 SD 的变化曲线, 如图 5 所示。

ADC 饱和时, 随着饱和度的增大, 系统噪声对信噪比的影响逐渐减小, 此时, BAQ 压缩后信噪比的阶跃下降主要由数据饱和造成, 考虑到实际应用中饱和度不会超过 50%, 本文仅给出了饱和度在 0–50% 之内的仿真结果。对于 1 bit 压缩, 仅保留符号位, 因此饱和对其无影响。2 bit, 3 bit 和 4 bit 压缩时, 随着饱和度的增加, 截断点会发生区间跃迁, 此时会产生阶跃性增加的量化噪声, 所以 BAQ 压

图 6 采饱和情况的模拟高斯数据验证结果

其中 T.R. 表示理论值; E.R. 表示测试值

缩后, 信噪比会有阶跃性下降; 而下降的次数与量化电平个数有关, 量化电平个数越多, 下降的次数越多.

由图 5 可以看出, 当 ADC 输入噪声标准差为 1 时, ADC 饱和对 BAQ 1 bit 压缩的性能几乎无影响. BAQ 2 bit 压缩, 当饱和度达到 32.7% 时, 信噪比阶跃下降 6.0 dB. BAQ 3 bit 压缩, 当饱和度达到 9.0% 时, 信噪比第 1 次阶跃下降约 4.0 dB; 当饱和度达到 30.8% 时, 信噪比第 2 次阶跃下降 4.8 dB. BAQ 4 bit 压缩, 饱和度达到 2.0% 时, 信噪比第 1 次阶跃下降约 2.3 dB; 饱和度达到 6.9%, 信噪比第 2 次阶跃下降约 3.7 dB; 饱和度达到 15.7%, 信噪比第 3 次阶跃下降约 3.5 dB; 饱和度达到 28.8%, 信噪比第 4 次阶跃下降约 2.9 dB; 饱和度达到 42.6%, 信噪比第 5 次阶跃下降约 2.5 dB.

对 ADC 输入噪声标准差分别为 1 和 10 的情况采用模拟高斯数据进行验证, 验证结果如图 6.

图 6(a) 为 ADC 输入噪声较小的情况, 模拟数据测试值与理论值吻合较好; 图 6(b) 为 ADC 输入噪声较大的情况, 模拟数据在平坦区域与理论值吻合较好, 但在陡降区域有所偏差. 信噪比的陡降是因为当饱和度增加到某一数值 M 时, 归一化的饱和数据恰好发生了一个量化区间的跃迁, 出现了一个信噪比下降的台阶. 而受系统噪声的影响这种量化区间的跃迁可能是跃迁几个区间, 而且可能发生在饱和度小于 M 或大于 M 时, 因此, 理论模型是对所有可能性的统计平均, 信噪比下降会出现一个平缓过渡. 然而, 在每一次模拟数据测试时, 信号与噪声都是确定的, 不存在几种可能性的统计平均, 因此信噪比是陡降的, 与理论值存在一定偏差.

4.3 实测 SAR 原始数据仿真结果

选取 4 块实测 SAR 原始数据, 每块数据包含 256 条距离线, 每条距离线采样点数为 7680, 距离向过采样率 $k = 1.1$. 实验流程如图 7 所示.

(1) 实验流程.

i) 频域估算 8 bit 原始数据信噪比 (具体估算方法见下文).

图 7 实验流程

ii) 计算 8 bit 原始数据的平均功率 P ,

$$P = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N x_{ij}^2,$$

其中, M 和 N 分别为方位向和距离向采样点数; x_{ij} 为 8 bit 数据.

iii) 根据 $\text{SNR}_{\text{in}} = 10 \lg(\sigma_s^2/\sigma_n^2)$, $P = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$, 计算出 σ_s 和 σ_n , 并通过如下公式^[22] 计算出 ADC 前信号与噪声的标准差 $\sigma_{s_beforeADC}$ 和 $\sigma_{n_beforeADC}$,

$$\sigma = \sqrt{\sum_{n=0}^{126} (n+0.5)^2 \left[\text{erf}\left(\frac{n+1}{\sqrt{2}\sigma_{\text{beforeADC}}}\right) - \text{erf}\left(\frac{n}{\sqrt{2}\sigma_{\text{beforeADC}}}\right) \right] + (127.5)^2 \left[1 - \text{erf}\left(\frac{127}{\sqrt{2}\sigma_{\text{beforeADC}}}\right) \right]}.$$

iv) 由 $\sigma_{n_beforeADC}$ 和 SNR_{in} 映射出 4 bit, 3 bit, 2 bit 和 1 bit BAQ 压缩后信噪比理论值.

v) 对 8 bit 原始数据分别进行 4 bit, 3 bit, 2 bit 和 1 bit BAQ 压缩, 并计算量化噪声功率 P_q ,

$$P_q = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (x_{ij} - \tilde{x}_{ij})^2,$$

其中, $\tilde{x}_{ij}$ 为压缩后数据.

vi) 估算出压缩后信噪比 SNR_{BAQ} ,

$$\text{SNR}_{\text{BAQ}} = 10 \lg[\sigma_{s_beforeADC}^2 / (P_q + \sigma_{n_beforeADC}^2)].$$

(2) 频域估算原始数据信噪比的方法.

原始数据距离向的频谱如图 8 所示, 该频谱由低能量区与高能量区构成, 二者的带宽比为 $k-1$ ^[23].

低能量区主要成分为系统噪声, 平均功率为 N , 高能量区为信号与系统噪声的叠加, 平均功率为 SN , 因此可以采用如下公式估算原始数据信噪比:

$$\text{SNR}_{\text{in}} = 10 \lg \left(\frac{\text{SN} - N}{N} \right).$$

图 8 原始数据距离向频谱

(a) 8 bit原始数据信噪比

(b) BAQ压缩后原始数据信噪比

图 9 实测 SAR 原始数据仿真结果

其中 T.R. 表示理论值; E.R. 表示测试值

根据图 7 所示流程, 实测 SAR 原始数据仿真结果如图 9 所示. 图 9(a) 为 8 bit 原始数据信噪比, 图 9(b) 为分别经过 4 bit, 3 bit, 2 bit 和 1 bit BAQ 压缩后 SAR 原始数据信噪比.

(3) 仿真结果分析.

i) 3 bit 和 4 bit 压缩后信噪比与 8 bit 数据信噪比在不同数据块内变化趋势一致, 而 2 bit 和 1 bit 压缩后信噪比在不同块内变化不大. 这是由于高位数量化区间划分更细密, 量化区间跃迁的可能性更大, 因此更敏感于噪声; 而低位数量化时, 只有当系统噪声较大, 原始回波信噪比较低的情况下才会对系统噪声敏感. 测试结果与理论结果趋势是一致的.

ii) 3 bit 和 4 bit 压缩后信噪比略高于理论值, 且 4 bit 偏差大于 3 bit 偏差, 2 bit 测试值与理论值吻合较好, 1 bit 测试值略小于理论值. 主要误差来源如下: (a) 8 bit 原始数据信噪比由频谱估算得到, 存在一定误差, 直接导致对应的理论值偏差. (b) 依据 Lloyd-Max 最优量化准则, 量化位数越高对原始数据的高斯统计特性要求越严格. 而原始回波数据分布特性与理想高斯分布存在一定偏差, 因此 4 bit 压缩后信噪比与理论值偏差最大. (c) 实验流程 (6) 中 BAQ 压缩后信噪比的估算存在误差. 估算

中, 总体噪声功率采用量化噪声功率与系统噪声功率叠加. 对于 1 bit 压缩, 系统噪声较小时量化区间跃迁的可能性较小, 系统噪声对量化后整体噪声功率的贡献小于量化前系统噪声本身的功率, 因此测试值小于理论值.

5 结论与展望

本文通过建立由噪声引起的量化区间跃迁的统计概率模型, 从理论上得出了 ADC 前星载 SAR 原始数据信噪比与 BAQ 后原始数据信噪比的映射关系. 对于实际的星载 SAR 系统, 系统噪声与系统参数有关, 当回波信号功率较小时, 通常输入信噪比也较低, 此时 4 bit, 3 bit, 2 bit 和 1 bit BAQ 压缩性能区别不大, 可以采用较大的压缩比进行压缩; 当回波为中等功率信号时, 压缩后的数据位数每减少 1 bit, 信噪比恶化约 5 dB; 当目标为强散射体, 回波功率较大, 超过 ADC 量化峰峰值时, 回波数据出现饱和, 此时, 整体量化噪声以饱和噪声为主, 量化后原始数据信噪比呈阶跃性下降, 饱和度越高, 信噪比恶化越严重.

SAR 原始数据压缩最终会造成 SAR 图像的信息损失, 影响图像域信噪比, 而 SAR 图像的应用分析与 SAR 图像信噪比密切相关. 因此, 在理论得出原始数据域压缩前后信噪比映射关系的基础之上, 如何解析得出线性调频信号在原始数据压缩前后匹配滤波的增益损失, 进而定量得到原始数据压缩造成的 SAR 图像信息损失, 以及不同压缩比对 SAR 图像信噪比的影响, 将是本课题组进一步研究工作的重点.

致谢 感谢 John C. Curlander 教授在估算原始数据信噪比方面对作者的热情指导, 同时感谢 Ian G. Cumming 教授多次在 Email 中对作者问题的耐心解答.

参考文献

- 1 Gray G A, Zeoli G W. Quantization and saturation noise DUE to analog-to-digital conversion. *IEEE Trans Aerospace Electr Syst*, 1971, AES-7: 222-223
- 2 Benz U, Strodl K, Moreira A. A comparison of several algorithms for SAR raw data compression. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 1995, 33: 1266-1276
- 3 Kwok R, Johnson W T K. Block adaptive quantization of Magellan SAR data. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 1989, 27: 375-383
- 4 Stuhler F, Jordan R, Werner M. SIR-C/X-SAR a multifaceted radar. In: *Radar Conference, Record of the IEEE 1995 International*. Alexandria, 1995. 53-61
- 5 McLeod I H, Cumming I G, Seymour M S. Envisat ASAR data reduction: impace on SAR interferometry. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 1998, 36: 589-602
- 6 MacDonald, Dettwiler and Associates Ltd. Radarsat-2 Product Format Definition. RN-RP-51-2713. 2008
- 7 Lombardo P, Pastina D, Colone F. A study for COSMO-SKYMED SAR multi-beam of second generation. In: *Proceedings of the 2nd International Workshop POLINSAR 2005 (ESASP-586)*, ESPIN. Frascati, 2005
- 8 Fritz T, Eineder M. TerraSAR-X ground segment basic product specification document. In: *Cluster Applied Remote Sensing*. TX-GS-DD-3302. 2008
- 9 Ying B, Ding X W. Simulation and implementation of BAQ algorithm. *Telecommun Eng*, 2008, 48: 70-73
- 10 Qi H M, Yu W D. Anti-saturation block adaptive quantization algorithm for SAR raw data compression over the whole set of saturation degree. *Prog Nat Sci*, 2009, 19: 1003-1009
- 11 Younis M, Boer J, Ortega C, et al. Determining the optimum compromise between SAR data compression and radiometric performance an approach based on the analysis of TerraSAR-X data. In: *Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS*. Boston: IEEE International, 2008. 107-110

- 12 Bai X, Sun J P, Hong W, et al. On the TOPS mode spaceborne SAR. *Sci China Ser F-Inf Sci*, 2010, 53: 367–378
- 13 Zhang L, Jing W, Xing M D, et al. Unparallel trajectory bistatic spotlight SAR imaging. *Sci China Ser F-Inf Sci*, 2009, 52: 91–99
- 14 Suo Z Y, Li Z F, Bao Z, et al. SAR-GMTI investigation in hybrid along and cross-track baseline InSAR. *Sci China Ser F-Inf Sci*, 2009, 52: 1399–1408
- 15 Marco D, Neuhoff D L. Low-resolution scalar quantization for Gaussian sources and squared error. *IEEE Trans Inf Theory*, 2006, 52: 1689–1697
- 16 Nicoll J, Gens R, Denny P. Pre-processing compensation for saturation power loss in SAR data. In: *Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '02. Alaska: IEEE International*, 2002. 2744–2746
- 17 Qi H M, Yu W D. Study of effect of raw data compression on space-borne InSAR interferometry based on real data (in Chinese). *J Electr Inf Tech*, 2008, 30: 2693–2697
- 18 Dardari D. Joint clip and quantization effects characterization in OFDM receivers. *IEEE Trans Circ Syst*, 2006, 53: 1741–1748
- 19 Widrow B, Kollar I, Liu M C. Statistical theory of quantization. *Stat Theory Quant*, 1996, 45: 353–361
- 20 Snoeij P, Attema E, Guarnieri A M, et al. GMES sentinel-1 FDBAQ performance analysis. In: *Radar Conference 2009 IEEE. Pasadena*, 2009. 1–6
- 21 Shimada M. Radiometric correction of saturated SAR data. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 1999, 37: 467–478
- 22 Qi H M, Yu W D, Chen X. Piecewise linear mapping algorithm for SAR raw data compression. *Sci China Ser F-Inf Sci*, 2008, 51: 2126–2134
- 23 Qi H M, Yu W D. Adaptive frequency domain algorithm for SAR raw data compression based on two dimensions look-up table (in Chinese). *J Electr Inf Tech*, 2009, 31: 592–595

A study of spaceborne SAR raw data compression error based on a statistical model of quantization interval transfer probability

LI Xin^{1,2,3*}, QI HaiMing^{1,2*}, HUA Bin^{1,2,3}, LEI Hong¹ & YU WeiDong¹

1 *Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;*

2 *The National Key Laboratory of Microwave Imaging Technology, Beijing 100190, China;*

3 *Graduate University, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*

*E-mail: sherry.lixin@yahoo.com.cn, qi.haiming@163.com

Abstract SAR raw data signal to noise ratio (SNR) after compression is of great importance since the choice of compression ratio is dependent on it during SAR system design and application analysis. The signal to quantization noise ratio (SQNR) generally used may not precisely indicate the relationship between signal and noise. Considering the thermal noise, a statistical model of quantization interval transfer probability is proposed in this paper. SNR mapping between SAR raw data before analog to digital converter (ADC) and after block adaptive quantization (BAQ) over the whole set of saturation degree is obtained using this model. When the power of echo is small with low SNR, after 1, 2, 3 or 4 bits BAQ compression, SNR has tiny difference among the four compression levels. When the power of the echo is medium with higher SNR, the SNR degradation after BAQ is about 5 dB with each bit decreasing from 4 bits. If voltage of the echo is higher than the clipping point of ADC, SNR after ADC and BAQ degrades stepwise. The higher the saturation degree of SAR raw data, the worse the SNR is. Simulated Gaussian data and real SAR raw data are used to verify the theoretical results, which are useful in the choice of BAQ compression ratio and further application analysis.

Keywords SAR, raw data, compression, SNR, saturation