

合成孔径雷达原始数据非线性量化压缩频谱分析¹

王岩飞 朱敏慧

(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

摘要 该文针对合成孔径雷达原始数据的非线性量化压缩,采用频谱分析的方法探讨了数据压缩对雷达图像分辨率指标的影响问题。从分析结果中可以看出,雷达原始数据经过压缩以后,信号的频谱并没有损失,相当于雷达图像的分辨率并不降低;但数据压缩会引入附加噪声,该文还分析了非线性量化压缩所产生的误差的影响。

关键词 原始数据压缩,非线性量化,频谱分析

中图分类号 TN951, TP751

1 引言

合成孔径雷达是现代遥感领域中重要的手段之一。其高分辨力、全天候等特点,使得它成功地应用在国民经济、国防建设以及科学研究等各个领域。合成孔径雷达在能够提供大量信息的同时所带来的问题就是雷达本身的数据量非常大。所以如何压缩雷达原始数据,减轻对数据传输信道容量及数据存储容量的要求就成为研制合成孔径雷达系统所必须解决的一个重要问题。

目前,用于合成孔径雷达原始数据压缩的方法,包括分块自适应量化和分块浮点自适应量化压缩方法^[1,2]、非线性量化编码压缩方法^[3]等,都是有损压缩方法。这些有损压缩会对生成的雷达图像质量产生一定的影响。所以在进行数据压缩处理时,必须考虑到压缩方法本身对图像质量的影响。评定雷达图像质量的指标包括分辨率、动态范围等参数,本文主要考虑数据压缩对图像分辨率的影响问题。对于合成孔径雷达来说,图像的分辨率主要由系统的频带宽度,也就是雷达信号的频谱特性决定。根据这一特点,本文针对非线性量化编码压缩方法,利用频谱特性分析的方法讨论了数据压缩对雷达图像分辨率的影响。分析结果表明,对合成孔径雷达信号原始数据的非线性量化压缩并不影响雷达图像的分辨率,但数据压缩会引入附加的噪声。针对非线性量化压缩产生的噪声信号,本文进行了分析计算,并给出了两种非线性量化压缩方案的信噪比曲线。

2 合成孔径雷达信号非线性量化压缩

在合成孔径雷达中,雷达接收机接收到的信号是雷达发射天线覆盖区域的众多目标后向散射信号的矢量和,是按照一定统计规律分布的随机信号^[4]。信号幅度服从瑞利分布,相位是0到 2π 弧度之间的均匀分布。当这一回波信号经过下变频电路和正交解调电路解调为相互正交的I和Q两路基带信号时,两路信号是相互独立的、零均值的高斯随机变量。对于具有这种随机特性的信号进行量化时,所引起的量化误差是与信号的统计特性参数和A/D变换器的量化位数密切相关的。

对于输出的数字信号是 n 比特的A/D变换器,量化电平数目为 $N = 2^n$,输入模拟信号的转换电平为 $N - 1$ 个。假设量化电平中的上限和下限值分别为: $y_{\max} = +V_L$, $y_{\min} = -V_L$,则每两个相邻量化电平的阶距,即量化电平间隔为: $(y_{\max} - y_{\min}) / (N - 1)$,同样转换门限间

¹ 1999-06-11 收到, 2001-04-17 定稿

隔也为 $2V_L/(N-1)$ 。A/D 转换后输出信号功率为 [5]

$$\bar{y}_n^2 = 2 \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \int_{x \in y_n} y_n^2 p(x) dx \quad (1)$$

其中

$$p(x) = 1/(\sqrt{2\pi}\sigma) \exp(-x^2/2\sigma^2) \quad (2)$$

A/D 转换后的量化误差为

$$\bar{e}^2 = 2 \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \int_{x \in y_n} (x - y_n)^2 p(x) dx \quad (3)$$

上面的式子中, y_n 表示 A/D 量化电平; $x \in y_n$ 表示转换成量化电平 y_n 的模拟信号 x 的集合; $p(x)$ 表示输入到 A/D 变换器的回波信号的概率密度函数, σ 表示输入信号的均方根电平。根据 (1) 式和 (3) 式可以计算出 A/D 变换对信号量化的信噪比 \bar{y}_n^2/\bar{e}^2 , 如图 1 所示, 其中横坐标为输入信号的均方根电平和 A/D 最大量化电平的比值 σ/V_L , 纵坐标为 A/D 量化的信噪比 SNR, 坐标都以分贝为单位。可以看出, A/D 量化的信噪比是随着 A/D 量化位数的增加而增加的; 对应于不同的信号均方根电平信噪比也会产生变化, 并且在某一均方根电平值下信噪比达到最大值。

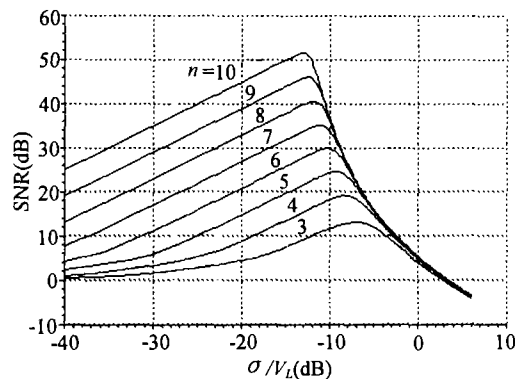


图 1 A/D 量化信噪比关系曲线

在均匀量化中, 量化噪声与信号电平大小无关, 量化误差的最大瞬时值等于量化阶距的一半。所以信号电平越低, 信噪比越小; 信号电平越高, 信噪比越大。当然, 当信号电平超过一定范围时, 会产生过饱和噪声使信噪比下降, 这在图 1 的信噪比曲线中也可以看出。

非线性量化器的想法就是针对克服均匀量化器的不足而产生的, 希望量化阶距能跟随输入信号电平的大小而改变。在信号电平低时, 用小的量化阶距量化, 对高电平信号则用大的量化阶距量化。这样就使输入信号与量化噪声之比在小信号到大信号的整个范围内基本上一致, 并且对大信号进行量化所需的量化级数比均匀量化时少得多。在文献 [3] 中给出了一种在 A/D 均匀量化以后进行非线性数字编码的方法, 即将信号进行高比特位的均匀量化, 再根据信号的大小进行非线性编码到低比特。对于 8bit 的 A/D 均匀量化数据, 其变化范围为 $-128 \sim +127$ 。将量化后的数据进行非均匀划分并进行编码, 即可得到非线性编码压缩的结果。

3 非线性量化压缩信号的频谱分析

评价图像质量的一个重要指标就是分辨力参数。对于合成孔径雷达来说,分辨力的定义是基于雷达系统的频带宽度,图像的分辨力是由雷达信号的频谱特性决定的。根据这一特点,本文主要通过对压缩信号频谱特性的分析来考虑合成孔径雷达信号原始数据压缩对雷达图像分辨力的影响。

假设雷达信号表示为 $x(t)$, 经过非线性量化以后的输出信号可以表示为

$$y(t) = g(x(t)) \quad (4)$$

$g(x)$ 作为非线性量化算子, 可以表示为

$$g(x) = \sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} c_i u(x - i \cdot d_i) - V_L \quad (5)$$

其中 c_i 和 d_i 在均匀量化的情况下为常数, 在非线性量化时随着系数 i 的变化而变化。 V_L 表示量化的门限。 N 表示量化的区间数。 $u(x)$ 表示如下

$$u(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (6)$$

当平稳随机信号 $x(t)$ 经过非线性量化以后, 输出信号 $y = g(x)$ 的相关函数为

$$\begin{aligned} R_y(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y_1 y_2 p(y_1, y_2; \tau) dy_1 dy_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(x_1) g(x_2) p(x_1, x_2; \tau) dx_1 dx_2 \end{aligned} \quad (7)$$

由于信号 $x(t)$ 同样假定为零均值的高斯随机信号, 其二阶概率密度函数为

$$p(x_1, x_2; \tau) = \frac{1}{2\pi\sigma_x^2\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left[-\frac{x_1^2 + x_2^2 - 2\rho x_1 x_2}{2\sigma_x^2(1-\rho^2)}\right] \quad (8)$$

式中 ρ 是归一化的相关函数, 是 τ 的函数, 表示为

$$\rho(\tau) = R_x(\tau)/R_x(0) \quad (9)$$

将 (8) 式的二维高斯概率密度函数展开成埃尔密特级数形式, 则

$$p(x_1, x_2; \tau) = \frac{1}{2\pi\sigma_x^2} \exp\left[-\frac{x_1^2 + x_2^2}{2\sigma_x^2}\right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\rho^n(\tau)}{n!} H_n\left(\frac{x_1}{\sigma_x}\right) H_n\left(\frac{x_2}{\sigma_x}\right) \quad (10)$$

代入 (7) 式得

$$R_y(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{R_x^n(\tau)}{n!\sigma_x^{2n}} \int_{-\infty}^{\infty} g(x_1) p(x_1) H_n\left(\frac{x_1}{\sigma_x}\right) dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} g(x_2) p(x_2) H_n\left(\frac{x_2}{\sigma_x}\right) dx_2 \quad (11)$$

令

$$a_n = \frac{1}{\sigma_x^2} \int_{-\infty}^{\infty} g(x)p(x)H_n\left(\frac{x}{\sigma_x}\right) dx \quad (12)$$

则 (11) 式可以表示为

$$R_y(\tau) = a_0^2 + a_1^2 R_x(\tau) + \sum_{n=2}^{\infty} a_n^2 \frac{R_x^n(\tau)}{n!} \quad (13)$$

根据 (12) 式, 并且由 $H_0(x) = 1, H_1(x) = x$, 可得

$$a_0 = \int_{-\infty}^{\infty} g(x)p(x)dx \quad (14)$$

$$a_1 = \frac{1}{\sigma_x} \int_{-\infty}^{\infty} g(x)xp(x)dx \quad (15)$$

上面各项中, a_0 反映了输出的直流分量; a_1 反映了输出自相关函数中与输入自相关函数成比例的部分, 即线性放大部分; 其余各项反映了系统的非线性作用, 它们造成输出信号频带的展宽.

由于 $x(t)$ 为高斯信号, 所以 (12) 式

$$a_n = \frac{1}{\sigma_x^{n-1}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial g(x)}{\partial x} p(x)H_{n-1}\left(\frac{x}{\sigma_x}\right) dx \quad (16)$$

对于本文设定的非线性量化器

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\sigma_x^{n-1}} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} c_i \delta(x - i \cdot d_i) H_{n-1}\left(\frac{x}{\sigma_x}\right) p(x) dx \\ &= \frac{1}{\sigma_x^{n-1}} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} c_i \delta(x - i \cdot d_i) H_{n-1}\left(\frac{x}{\sigma_x}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right) dx \\ &= \frac{1}{\sigma_x^{n-1}} \sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} \frac{c_i}{\sigma_x} H_{n-1}\left(\frac{i}{\sigma_x} \cdot d_i\right) \phi\left(\frac{i}{\sigma_x} \cdot d_i\right) \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\phi(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \exp(-x^2/2)$. 由于非线性量化器为奇对称, 根据 (5) 式可知, $a_0 = 0$, 并且所有偶次项的系数 $a_n = 0$, (13) 式可以写成

$$\begin{aligned} R_y(\tau) &= a_1^2 R_x(\tau) + \sum_{k=1}^{\infty} a_{2k+1}^2 \frac{R_x^{2k+1}(\tau)}{(2k+1)!} \\ &= \left(\sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} \frac{c_i}{\sigma_x} \phi\left(\frac{i}{\sigma_x} \cdot d_i\right) \right)^2 R_x(\tau) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{R_x^{2k+1}(\tau)}{\sigma_x^{4k}(2k+1)!} \left(\sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} \frac{c_i}{\sigma_x} H_{2k}\left(\frac{i}{\sigma_x} \cdot d_i\right) \phi\left(\frac{i}{\sigma_x} \cdot d_i\right) \right)^2 \end{aligned} \quad (18)$$

令 $t_i = (i/\sigma_x)d_i$ ，可以从 (18) 式得到

$$R_y(\tau) = \left(\sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} \frac{c_i}{\sigma_x} \phi(t_i) \right)^2 R_x(\tau) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\left(\sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} \frac{c_i}{\sigma_x} H_{2k}(t_i) \phi(t_i) \right)^2}{\sigma_x^{4k} (2k+1)!} R_x^{2k+1}(\tau) \quad (19)$$

由此可以得到非线性量化器输出信号的功率谱函数为

$$S_y(f) = \left(\sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} \frac{c_i}{\sigma_x} \phi(t_i) \right)^2 S_x(f) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\left(\sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} \frac{c_i}{\sigma_x} H_{2k}(t_i) \phi(t_i) \right)^2}{\sigma_x^{4k} (2k+1)!} S_x^{(2k+1)*}(f) \quad (20)$$

其中 $S_x^{(2k+1)*}(f)$ 代表 $S_x(f)$ 的 $2k+1$ 多重卷积。

从上面的式子中可以看出，经过非线性量化以后雷达信号的功率谱可以分为两个部分。一部分是经过加权的输入信号的功率谱；另一部分是输入信号功率谱多重卷积加权后的累加。前一部分表明，信号经过非线性量化以后仍然保留有原来信号的完整的信息；后一部分则表明，经过非线性量化以后产生了额外的附加噪声。实际上在均匀量化时，同样也会产生类似的噪声。只不过在不同的情况下，所产生的噪声在大信号和小信号时会有所不同。由于雷达原始数据经过非线性编码以后，保留有原来信号的频谱特性，所以对于由压缩后的原始数据所处理出的雷达图像来说，可以保持分辨力不变。而附加的噪声引入，则会对图像的其它参数产生一定的影响。

4 非线性量化压缩信号的误差分析

本文以上部分，给出了非线性量化压缩信号的功率谱。根据 (20) 式，我们定义信号功率

$$\sigma_{ax}^2 = \int a_1^2 S_x(f) df \quad (21)$$

定义噪声功率

$$\sigma_n^2 = \int \sum_{k=0}^{\infty} a_{2k+1}^2 S_x^{(2k+1)}(f) df \quad (22)$$

则可以得到非线性量化压缩信号的信噪比为

$$\text{SNR} = \sigma_{ax}^2 / \sigma_n^2 \quad (23)$$

然而，由于很难定量计算出 (22) 式的噪声功率，所以也很难得到非线性量化信号的信噪比。为了简化起见，我们首先来考虑由非线性量化器产生的误差信号。对于雷达信号 $x(t)$ ，经过非线性量化器以后产生的误差信号可以表示为

$$e(t) = x(t) - g(x(t)) = x - \sum_{i=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} c_i u(x - i \cdot d_i) - V_L \quad (24)$$

参考前一部分的分析, 可以得到误差信号的相关函数和功率谱分别为

$$R_e(\tau) = b_1^2 R_x(\tau) + \sum_{k=1}^{\infty} b_{2k+1}^2 R_x^{2k+1}(\tau)/(2k+1)! \quad (25)$$

$$S_e(f) = b_1^2 S_x(f) + \sum_{k=1}^{\infty} b_{2k+1}^2 S_x^{(2k+1)*}(f)/(2k+1)! \quad (26)$$

其中 $b_1 = 1 - a_1$; 并且当 $n \geq 3$ 时, $b_n^2 = a_n^2$ 。

比较 (26) 式和 (20) 式可知, 误差信号 $e(t)$ 实际上包含着 (20) 式中的附加噪声信号。为了能够评估非线性量化压缩方法的性能, 我们重新考虑对 (23) 式的信噪比的计算, 定义信号非线性量化以后的功率为

$$\sigma_y^2 = \int S_y(f) df = E[y^2] \quad (27)$$

信号非线性量化以后产生的误差信号功率为

$$\sigma_e^2 = \int S_e(f) df = E[e^2] \quad (28)$$

非线性量化信号的信噪比为

$$\text{SNR}' = \sigma_y^2 / \sigma_e^2 \quad (29)$$

比较 (21) 至 (23) 式、(27) 至 (29) 式以及 (20) 和 (26) 式, 虽然 (29) 式和 (23) 式有一定的差别, 但用 (29) 式来代替 (23) 式也是合适的, 并且这也是通常的计算方法^[5]。根据上面的讨论, 我们对非线性量化器的输出信噪比进行了模拟计算。计算采用了从 8bit 到 4bit 和从 8bit 到 3bit 的两种非线性编码方案^[3], 其映射区间分别表示为 $\{0, 1\}$, $\{1, 2\}$, $\{2, 4\}$, $\{4, 8\}$, $\{8, 16\}$, $\{16, 32\}$, $\{32, 64\}$, $\{64, 127\}$ 和 $\{0, 1\}$, $\{1, 7\}$, $\{7, 32\}$, $\{32, 127\}$, 并且是奇对称的。根据雷达信号的统计特性计算出非线性量化的信噪比曲线如图 2 所示, 其中横坐标为输入信号的均方根电平和最大量化电平的比值 σ/V_L , 纵坐标为信噪比 SNR, 坐标都以分贝为单位。在图 2 中, 曲线 (a) 为 4bit 均匀量化信噪比关系曲线, 曲线 (b) 为 3bit 均匀量化信噪比关系曲线, 曲线 (c) 为 8bit 到 4bit 非均匀量化信噪比关系曲线, 曲线 (d) 为 8bit 到 3bit 非均匀量化信噪比关系曲线。可以看出非线性量化相对于均匀量化来说, 尽管最大信噪比值会有所下降, 但是提高了小信号的信噪比。若以信号噪声比为 6dB 作为可以接受的范围, 从图中可以看出, 采用非线性量化压缩方法, 可以使量化后的信号具有更宽的动态范围。

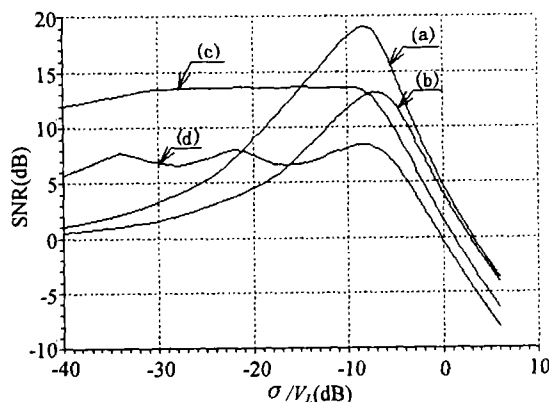


图 2 非线性量化的信噪比关系曲线

5 结束语

数据压缩的质量评估是雷达数据压缩技术中的一个重要问题。本文针对非线性量化编码压缩方法,从频谱特性分析的角度讨论了数据压缩对雷达图像分辨力指标的影响问题。从本文的分析结果中可以看出,雷达原始数据经过压缩以后,虽然会引入附加的噪声,但是雷达信号的频谱没有减少,保留有原来信号的频谱特性。因此可以说,数据压缩的结果并不会降低雷达图像的分辨力。本文对非线性量化压缩方法所产生误差分析表明,采用非线性量化方法可以提高小信号的信噪比,虽然也使大信号的信噪比降低,但整体来说展宽了信号的动态范围。

分块自适应量化和分块浮点量化方法也可以广义地看作为非线性量化方法,应用本文的分析结果同样可以得到这样的结论,即压缩后的原始数据成像以后并不降低图像的分辨力。

参 考 文 献

- [1] T. H. Joo, D. N. Held, An adaptive quantization method for burst mode SAR, Proc. of IEEE International Radar Conference, Arlington, VA, May, 6-9, 1985, 385-390.
- [2] R. Kwok, W. T. K. Johnson, Block adaptive quantization of Magellan SAR data, IEEE Trans. on Geos. and Remote Sensing, 1989, GES-27(4), 375-383.
- [3] 王岩飞, 星载合成孔径雷达数据的非线性量化压缩, 1995 年中国青年学者技术科学学术讨论会——空间物理与空间遥感及其应用论文集, 北京, 1995 年, 325-328.
- [4] F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung, Microwave Remote Sensing Active and Passive, Vol.2, Addison-Wesley, MA, 1982, Chap. 7.
- [5] F. A. Collins, C. J. Sicking, Properties of low precision analog-to-digital converters, IEEE Trans. on Aerosp. Electron. Syst., 1976, AES-12(5), 643-646.

THE SPECTRAL ANALYSIS OF NON-LINEAR CODING COMPRESSED RAW DATA OF SYNTHETIC APERTURE RADAR

Wang Yanfei Zhu Minhui

(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract In this paper, a spectral analysis method is presented to assess the quality of Synthetic Aperture Radar(SAR) image whose raw data is non-linear coding compressed. Usually, it is assumed that the SAR raw data compression will result in the reduction of Signal to Noise Ratio(SNR), and the image quality is therefore degraded, but the resolution of image is not reduced. By means of the spectral analysis method in this paper, it is demonstrated the SAR data frequency spectrum is not reduced after the compression, and the SAR image resolution is retained. The effects of distortion resulted from the data compression is also analysed.

Key words Raw data compression, Non-linear coding, Spectral analysis

王岩飞: 男, 1963 年生, 研究员, 博士生导师, 主要研究领域包括信号处理和微波成像技术。

朱敏慧: 女, 1943 年生, 研究员, 博士生导师, 主要研究领域包括微波成像技术, 信号与信息处理。