

引用格式:Huang Yishen,Wang Zhenzhan,Lu Hao.Quantification Error Analysis of Digital Correlator on Fully Polarization Microwave Radiometer[J].Remote Sensing Technology and Application,2019,34(1):101-106.[黄邑桑,王振占,陆浩.全极化微波辐射计中数字相关器的误差分析[J].遥感技术与应用,2019,34(1):101-106.]
doi:10.11873/j.issn.1004-0323.2019.1.0101

全极化微波辐射计中数字相关器的误差分析

黄邑桑^{1,2,3},王振占^{1,2},陆浩^{1,2}

(1.中国科学院国家空间科学中心微波遥感技术重点实验室,北京 100190;
2.中国科学院国家空间科学中心,北京 100190;
3.中国科学院大学,北京 100049)

摘要:全极化微波辐射计是测量目标微波辐射特性的被动式遥感器,它是在传统的微波辐射计基础上对幅度、频率和相位等极化信息的全部提取技术。数字相关器是利用高速模数转换器以及可编程逻辑器件 FPGA 实现对水平和垂直通路信号量化处理和相关运算。相比模拟相关器,数字相关器有高带宽和避免受到直流干扰的优点,但是在量化过程中也引入了量化误差。分析了空间中心研制的数字相关型全极化微波辐射计系统中 8 bit 量化对量化前后相关系数的影响。通过确定合适的 A/D 量化阈值,确保数字相关器的误差对辐射计系统的影响最小,并通过建模仿真验证了分析结论的可靠性。结果表明项目研制的 8 bit 数字相关器的量化误差对系统误差的引入量是可以忽略的。

关键词:全极化微波辐射计;数字相关器;8 bit 量化误差

中图分类号:P407.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1004-0323(2019)01-0101-06

1 引言

微波遥感技术广泛应用于水文、气象和环境监测等领域。微波辐射计是被动式遥感仪器^[1],根据天线接收到的目标辐射能量信息,通过定标方程得到辐射计输出电压与所观测目标的亮温的关系,进而研究被观测目标的辐射特性。全极化微波辐射计是一种新型的微波遥感器,它在传统微波辐射计的基础上,进一步提取观测目标的全极化信息,实现了人们在微波遥感中对电磁波频率、相位、幅度和极化全部信息的利用。修正后的 Stokes 矢量以亮温 K 为单位,计算公式如下^[2]:

$$\vec{T}_B = \begin{pmatrix} T_v \\ T_h \\ T_3 \\ T_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_v \\ T_h \\ T_{45} - T_{-45} \\ T_{cl} - T_{cr} \end{pmatrix} = \frac{\lambda^2}{k_B \times \eta} \begin{pmatrix} \langle |E_v|^2 \rangle \\ \langle |E_h|^2 \rangle \\ 2\text{Re}\langle E_v E_h^* \rangle \\ 2\text{Im}\langle E_v E_h^* \rangle \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中: T_v 、 T_h 分别为垂直和水平极化的亮温, λ 为波长, k_B 为玻尔兹曼常数, η 为介电阻抗。

数字相关型全极化微波辐射计是指采用数字相关器同时实现垂直极化 E_v 和水平极化 E_h 的自相关和互相关,完成所有 Stokes 矢量 \vec{T}_B 测量的直接相关型极化辐射计^[3]。数字化相比模拟相关型辐射计有更高带宽、能避免受直流敏感的影响以及灵活配置积分时间等优点^[4]。但在量化过程中还引入了量化误差。本文重点讨论量化过程对相关系数的影响,通过理论推导 8 bit 数字相关器最佳量化阈值,并通过仿真和试验验证经过量化测量得到的相关系数的准确性。

2 数字相关型全极化微波辐射计

在数字相关型全极化微波辐射计的系统中,天线接收到的微波辐射通过极化分离器(OMT)分为水平极化和垂直极化两个极化分量,然后通过放大

收稿日期:2018-03-07;修订日期:2018-06-28
基金项目:WCOM 卫星背景预研项目。
作者简介:黄邑桑(1992—),男,安徽安庆人,硕士研究生,主要从事数字电路设计、全极化微波辐射计数据处理等方面的研究。
E-mail:yshuang_hi@163.com。
通讯作者:王振占(1969—),男,河北青龙人,研究员,主要从事微波遥感新技术及应用技术研究。E-mail:wangzhenzhan@mirslab.cn

(LNA)、滤波和正交解调过程产生正交的 IQ 信号, 进入数字相关器进行相关运算, 得到 4 个 Stokes 矢量。辐射计的系统框图如 1 所示^[5]。

辐射计系统中垂直通路的两路 IQ 信号经过 A/D 采样得到 V_{1i} 和 V_{1q} 两路数字信号, 水平通路信号经过相同过程得到 V_{2i} 和 V_{2q} 两路信号, 因此可

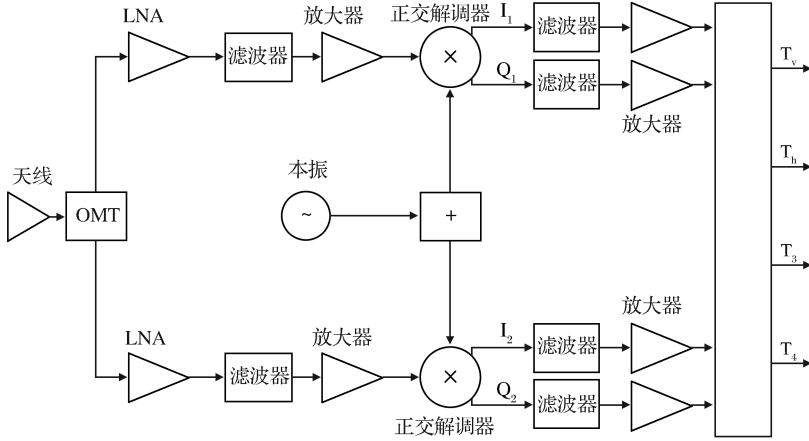


图 1 数字相关型全极化微波辐射计系统框图

Fig.1 Block diagram of Digital fully polarization microwave radiometer system

以计算 4 个 Stokes 参量^[6]:

$$\begin{cases} \langle |E_v|^2 \rangle = (V_{1i})^2 + (V_{1q})^2 \\ \langle |E_h|^2 \rangle = (V_{2i})^2 + (V_{2q})^2 \\ \text{Re}\langle E_v E_h^* \rangle = V_{1i} \times V_{2i} + V_{1q} \times V_{2q} \\ \text{Im}\langle E_v E_h^* \rangle = V_{1q} \times V_{2i} - V_{1i} \times V_{2q} \end{cases} \quad (2)$$

公式(2)计算得到垂直和水平通道的自相关 $\langle |E_v|^2 \rangle$ 、 $\langle |E_h|^2 \rangle$ 以及互相关的实部 $\text{Re}\langle E_v E_h^* \rangle$ 和虚部 $\text{Im}\langle E_v E_h^* \rangle$ 。

计算通道间的相关系数 ρ 可表示为:

$$\begin{aligned} \rho_3 &= \text{Re}\langle E_v E_h^* \rangle / \sqrt{\langle |E_v|^2 \rangle \langle |E_h|^2 \rangle} \\ \rho_4 &= \text{Im}\langle E_v E_h^* \rangle / \sqrt{\langle |E_v|^2 \rangle \langle |E_h|^2 \rangle} \end{aligned} \quad (3)$$

其中: ρ_3 为相关系数的实部, ρ_4 为相关系数的虚部。

结合式(2)和式(3)可计算相关系数, 再利用定标的辐射计系统垂直极化的亮温 $T_{v,sys}$ 和水平极化的亮温 $T_{h,sys}$ 就可以得到 T_3 和 T_4 ^[7]:

$$\begin{aligned} T_3 &= 2\rho_3 \sqrt{T_{v,sys} \times T_{h,sys}} \\ T_4 &= 2\rho_4 \sqrt{T_{v,sys} \times T_{h,sys}} \end{aligned} \quad (4)$$

3 数字相关器量化误差理论分析和计算

数字化过程是将模拟信号采样、量化和编码, 把连续时间信号转化成离散时间信号, 针对均匀量化过程进行分析, 8 bit 量化过程如图 2 所示^[8]。

图 2 中 v_a 表示模拟信号, $h(v_a(nT))$ 表示量化后的信号, v_0 表示量化电压步长, 即 A/D 量化范围与量化阶数的比值, nT 表示采样时刻。

由于微波辐射计测量的是目标微波辐射噪声, 满足零均值的高斯随机噪声信号 v_a 和 v_b , 方差分别为 σ_a^2 和 σ_b^2 , 两个信号的相关系数为 ρ , 则其二维联合概率密度函数为:

$$f(v_a, v_b; \rho) = \frac{1}{2\pi\sigma_a\sigma_b\sqrt{1-\rho^2}} \times \exp\left[-\frac{\left(\frac{v_a}{\sigma_a}\right)^2 - 2\rho\frac{v_a v_b}{\sigma_a\sigma_b} + \left(\frac{v_b}{\sigma_b}\right)^2}{2(1-\rho^2)}\right] \quad (5)$$

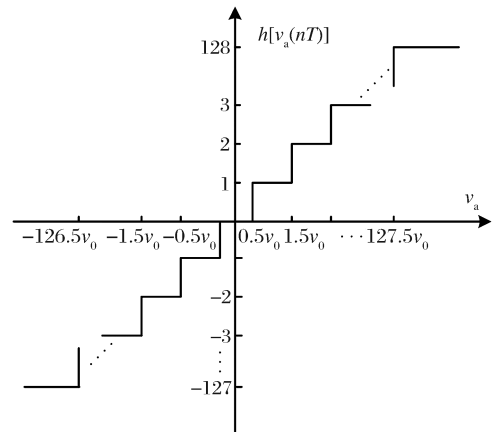


图 2 8 bit 量化模型

Fig.2 8 bit quantization model

经过图 2 量化过程, 高斯信号的方差可表示为:

$$s_a^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N h(v_a(nT))^2 \quad (6)$$

其中: N 为采样点数。根据 Price 定律, 得到数字相关结果 R_{ab} 与模拟相关结果 r_{ab} 的关系^[9]为:

$$\frac{\partial R_{ab}}{\partial r_{ab}} = \left(\frac{dh(v_a)}{dv_a} \frac{dh(v_b)}{dv_b} \right) \quad (7)$$

令 $v_0 = \theta\sigma$, θ 为量化阈值, 根据链式法则得到数字相关结果与模拟相关系数的积分关系式:

$$R_{ab} = \int_0^\rho \left[2 \sum_{i=0,5}^{126,5} \sum_{j=-126,5}^{126,5} f(i\sigma\theta, j\sigma\theta; \rho) + 2 \sum_{j=126,5}^{126,5} f(127.5\sigma\theta, j\sigma\theta; \rho) + f(127.5\sigma\theta, 127.5\sigma\theta; \rho) \right] d\rho \\ = \int_0^\rho I(\rho) d\rho \quad (8)$$

公式(8)中将被积分项写成 $I(\rho)$ 。在测量海面时, 全极化辐射计通道间相关系数小于 $0.1^{[10]}$, 由于

这个数值很小, 因此可在 $\rho = 0$ 处对被积分项 $I(\rho)$ 进行泰勒展开:

$$I(\rho) = \left\{ \frac{2}{\pi} \sum_{i=0,5}^{126,5} \left[e^{-(i\theta)^2} + e^{-\frac{(i\theta)^2 + (127.5\theta)^2}{2}} \right] + \frac{4}{\pi} \sum_{i=1,5}^{126,5} \sum_{j=0,5}^{i-1} e^{-\frac{(i\theta)^2 + (j\theta)^2}{2}} + \frac{1}{2\pi} e^{-(127.5\theta)^2} \right\} + \\ \left\{ \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{127} \left[e^{-(i\theta)^2} (i^2\theta^2 - 1)^2 + e^{-\frac{(i\theta)^2 + (127.5\theta)^2}{2}} (i^2\theta^2 - 1)(127.5^2\theta^2 - 1) \right] + \right. \\ \left. \frac{2}{\pi} \sum_{i=1,5}^{126,5} \sum_{j=0,5}^{i-1} e^{-\frac{(i\theta)^2 + (j\theta)^2}{2}} (i^2\theta^2 - 1)(j^2\theta^2 - 1) + \frac{1}{4\pi} e^{-(127.5\theta)^2} (127.5^2\theta^2 - 1)^2 \right\} \rho^2 + \\ \left\{ \frac{1}{12\pi} \sum_{i=0,5}^{126,5} \left[e^{-(i\theta)^2} (3 - 6i^2\theta^2 + i^4\theta^4)2 + e^{-\frac{(i\theta)^2 + (127.5\theta)^2}{2}} (3 - 6i^2\theta^2 + i^4\theta^4)(3 - 6 \times \right. \right. \\ \left. \left. 127.5^2\theta^2 + 127.5^4\theta^4) \right] + \frac{1}{6\pi} \sum_{i=1,5}^{126,5} \sum_{j=0,5}^{i-1} e^{-\frac{(i\theta)^2 + (j\theta)^2}{2}} (3 - 6i^2\theta^2 + i^4\theta^4)(3 - 6j^2\theta^2 + j^4\theta^4) \right\} \rho^4 \quad (9) \\ \left. \frac{1}{48\pi} (3 - 6 \times 127.5^2\theta^2 + 127.5^4\theta^4)^2 e^{-(127.5\theta)^2} \right\} \rho^6$$

公式(9)中可以看出 $I(\rho)$ 是关于相关系数 ρ 的零次、2 次以及 4 次项的函数。因此当 $\rho = 0$ 时, $I(\rho)$ 的值只受零次项影响, 是关于量化阶数和量化阈值 θ 的函数。

文献[11]给出了 A/D 转换器的量化噪声对于 T_3 灵敏度的影响是量化阶数和阈值电压的函数:

$$\Delta T_3 = \frac{\sigma_{R_{ab}}}{\partial R_{ab} / \partial T_3} \quad (10)$$

其中: 分子上数字协方差的标准差 $\sigma_{R_{ab}}$ 与量化位数

无关, 是信号的方差和积分点数 N 的函数。

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} \sigma_{R_{ab}}^2 = \lim_{\rho \rightarrow 0} \langle R_{ab}^2 \rangle = \frac{1}{N} \langle s_a^2 \rangle \langle s_b^2 \rangle \quad (11)$$

其中: s_a^2 和 s_b^2 为 8 bit 量化信号的方差, 可表示为:

$$s_a^2 = s_b^2 = 2 \sum_{n=1}^{126} n^2 \left\{ \varphi[(n+0.5)\theta] - \varphi[(n-0.5)\theta] \right\} + \\ 127^2 [1 + \varphi(127.5\theta) - 2\varphi(126.5\theta)] + \\ 128^2 \varphi(-127.5\theta) \quad (12)$$

根据链式法可以对公式(10)进行改写得到:

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} \Delta T_3 = \frac{\sigma_{R_{ab}}}{\partial R_{ab} / \partial \rho} \frac{\partial T_3}{\partial \rho} \bigg|_{\rho=0} = \frac{2 \sqrt{T_{v,sys}} T_{h,sys} \sqrt{\langle s_a^2 \rangle \langle s_b^2 \rangle}}{I(\rho) \big|_{\rho=0} \sqrt{N}} = \\ \frac{2 \sqrt{T_{v,sys}} T_{h,sys} \left\{ 2 \sum_{n=1}^{126} n^2 \{ \varphi[(n+0.5)\theta] - \varphi[(n-0.5)\theta] \} + 127^2 [1 + \varphi(127.5\theta) - 2\varphi(126.5\theta)] + \right. \\ \left. 128^2 \varphi(-127.5\theta) \right\}}{\left(\frac{2}{\pi} \sum_{i=0,5}^{126,5} \left[e^{-(i\theta)^2} + e^{-\frac{(i\theta)^2 + (127.5\theta)^2}{2}} \right] + \frac{4}{\pi} \sum_{i=1,5}^{126,5} \sum_{j=0,5}^{i-1} e^{-\frac{(i\theta)^2 + (j\theta)^2}{2}} + \frac{1}{2\pi} e^{-(127.5\theta)^2} \right) \sqrt{N}} \quad (13)$$

公式(13)中可以看出 T_3 的灵敏度只与量化阈值 θ 、辐射计量化系统噪声温度 $T_{v,sys}$ 和 $T_{h,sys}$ 以及积分点数目 N 有关。全极化辐射计测量海面时, 假定 $T_{v,sys}$ 和 $T_{h,sys}$ 为 400 K, N 为 1.25×10^8 , 此时可绘出灵敏度与量化阈值的关系曲线如图 3 所示。

0.003 时, T_3 的灵敏度达到最优为 0.072 K。

确定了最优灵敏度的量化阈值, 同时需要考察 8 bit 量化的效率。文献[12]中说明了如果相关器输入端两个信号的方差相同, 并且信号的相关性很小, 则信号相关器输出的信噪比与方差成反比。因此量化效率是^[12]:

图 3 中可以看出对于 8 bit 量化, 在量化阈值为

$$\eta_{(2n)} = \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\theta}{2} \right)^2 \operatorname{erf} \left(\frac{n\theta}{\sqrt{2}} \right) + \frac{\theta^3}{\sqrt{2\pi}} \sum_{m=n}^{n+20} (m - N + 1)^2 [e^{-m^2\theta^2/2} + e^{-(m+1)^2\theta^2/2}] \right\}^{-1} \quad (14)$$

公式(14)中 $2n$ 表示的是量化的阶数, θ 表示的是量化阈值, 8 bit 量化情况下 n 的值为 128, 得到量化效率与量化阈值的关系曲线如图 4 所示。

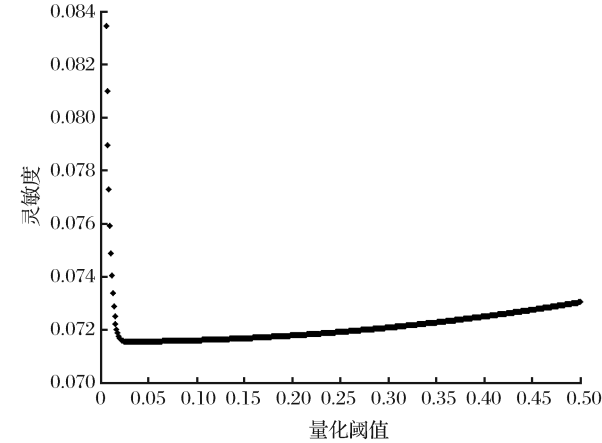


图 3 T3 灵敏度与量化阈值的关系

Fig.3 Relationship between sensitivity and quantification threshold of T3

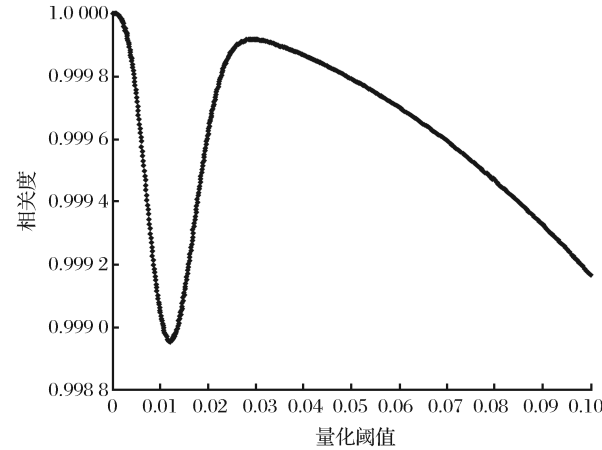


图 4 量化效率与量化阈值的关系

Fig.4 Relationship between quantization efficiency and quantification threshold

从图 4 中可以看出,在量化阈值为 0.03 左右量化效率达到 0.999 9 以上。以上说明可以通过选取合适的量化阈值提升灵敏度和量化效率,结合图 3 和图 4,选取最优量化阈值为 0.03。因此对于 8 bit 量化, A/D 的量化范围与输入信号的标准差的比值应该为 $V/\sigma = 256v_0/\sigma = 256\theta = 7.68$ 。在测量海面情况下,数字相关器输入信号的功率一般为 4 mW,计算得到 A/D 的量化范围应为 500 mVpp 左右。因此在设计中选用 e2v 公司的 A/D 转换器 EV8AQ160,满足 8 bit 量化精度和 500 mVpp 量化

范围的要求。在四通道模式下,单通道的采样率在 1.25 GHz,积分点数可以表示为:

$$N = F_s \times T \quad (15)$$

其中: F_s 为采样率, T 为积分时间,因此 100 ms 的积分时间对应 1.25×10^8 个积分点。

4 量化误差仿真分析

为了验证 8 bit 量化过程的最优量化阈值是在 0.03 左右,利用 Matlab 对量化过程进行建模和仿真。测量海面时输入数字相关器的两通道的噪声功率为 4 mW 左右,其中注入的相关噪声的功率在 0~0.4 mW 区间内,则根据公式(3)得到互相关系数为 0~0.1 之间(噪声均假设是高斯噪声)。设定在积分时间分别为 5 ms 和 100 ms 的情况下,利用 randn 函数产生对应积分点的两通道高斯信号,计算量化之前的相关系数,再利用量化函数 quantiz 对信号进行 8 bit 量化,计算得到量化后的相关系数,绘制量化前后相关系数的均方根误差随量化阈值变化曲线如图 5 和图 6 所示,其中对量化阈值为 0~0.3 范围局部放大。

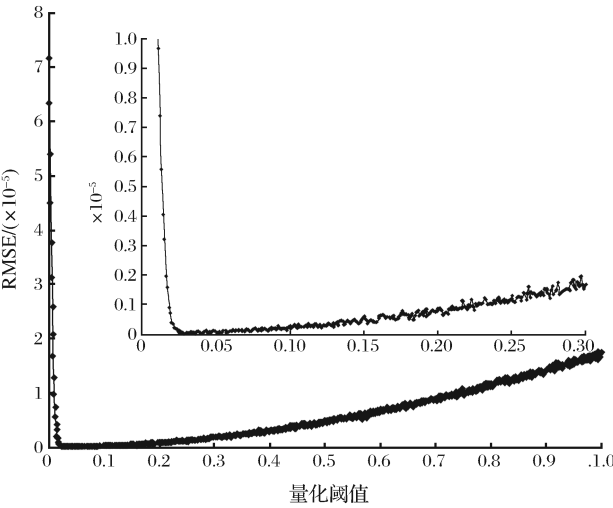


图 5 5 ms 积分时间下量化阈值对误差的影响

Fig.5 Influence of quantization threshold on error in 5 ms integration time

图 5 中可以看出,在 5 ms 积分时间下量化阈值在 0.025~0.3 范围内,数字相关系数与模拟相关系数的均方根误差在 2×10^{-6} 以下;图 6 显示在 100 ms 积分时间下,量化阈值在 0.025~0.3 范围内,数字与模拟相关系数的均方根误差在 5×10^{-7} 以下。相同的是两幅图中在量化阈值为 0.03 左右

时误差最小,与理论分析的结论是一致的。因此在设计中,选用的 A/D 转换器 EV8AQ160 符合量化阈值的范围要求,其量化阈值为:

$$\frac{V_{pp}/256}{\sigma} = \frac{0.5/256}{\sqrt{0.004}} = 0.0309 \quad (16)$$

在该量化阈值下,调整两通道注入的相关噪声的功率在 0~4 mW 区间内计算得到两通道信号之间的互相关系数在 0~1 之间。在积分时间为 5 ms 和 100 ms 的情况下,噪声信号 8 bit 量化对相关系数产生的误差见图 7 所示。

由图 7 可知在 5 ms 和 100 ms 的情况下,模拟相关系数与数字相关系数的误差随着相关系数为 0~1 范围内的增大呈增大趋势,其中 100 ms 积分时间的误差较为平坦,且略小于 5 ms 积分时间的误

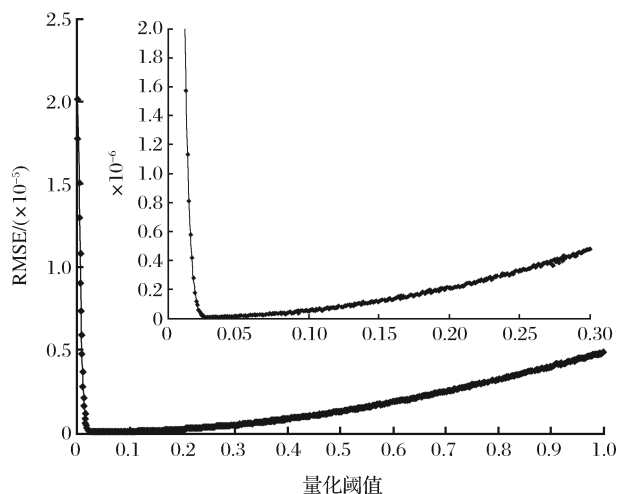


图 6 100 ms 积分时间下量化阈值对误差的影响

Fig.6 Influence of quantization threshold on error in 100 ms integration time

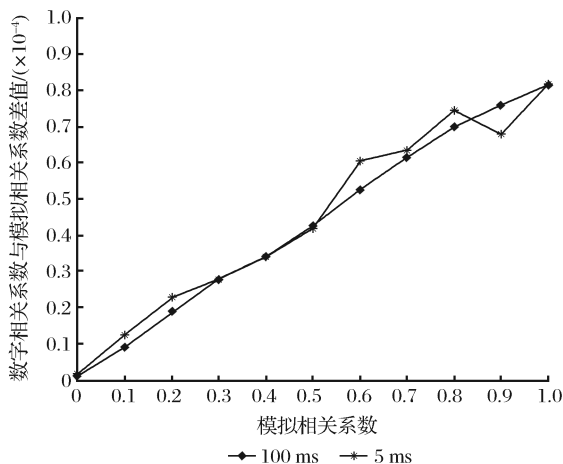


图 7 噪声信号相关系数量化误差

Fig.7 Quantization error of correlation coefficient of noise signal

差,但都稳定在 0.0009 以下。在相关系数小于 0.1 的情况下,两者量化误差小于 0.00002。计算通道间的数字相关系数与模拟相关系数的相关度在 0.999999 以上。

根据仿真结果已知相关系数在 0~1 区间内,8 bit 量化引入的误差在 0.0001 以下。在 $T_{v,sys}$ 和 $T_{h,sys}$ 为 400 K 的情况下,则根据公式(4)可以得到 T_3 的误差小于 0.072 K。

5 结 语

数字相关型全极化微波辐射计具有集成度高、高带宽和避免直流干扰等优点。同时 8 bit 量化引入的误差是辐射计系统误差分析中的重要组成部分。本文详细分析了量化阈值的选取对亮温灵敏度以及互相关系数的量化误差的影响,利用最优量化阈值帮助对数字相关器中的模数转换器 A/D 的选型和系统设计。同时对 8 bit 数字相关器引入的误差进行仿真和分析,结果表明量化前后相关系数在 0~1 范围内的相关程度达到 0.999999,因此量化过程对于全极化辐射计引入的误差在具体应用中是可以忽略的。本文在分析数字量化的过程中没有考虑时钟的抖动和偏斜等因素引入的误差量,需要在今后的工作中进一步分析。

参考文献(References):

- [1] Montzka C, Jagdhuber T, Horn R, *et al.* Investigation of SMAP Fusion Algorithms With Airborne Active and Passive L-band Microwave Remote Sensing[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(7): 3878-3889.
- [2] Wang Zhenzhan, Jiang Jingshan, Liu Jingyi, *et al.* Critical Technique and Scientific Topic on Fully Polarized Microwave Radiometer Remote Sensing Sea Surface Wind Vector[J]. Engineering Sciences, 2008, 10(6): 76-86. [王振占, 姜景山, 刘璟怡, 等. 全极化微波辐射计遥感海面风场的关键技术和科学问题[J]. 中国工程科学, 2008, 10(6): 76-86.]
- [3] Lu Hao, Wang Zhenzhan. The Error Analysis of Digital Technology in Polarimetric Microwave Radiometer[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(6): 1084-1087. [陆浩, 王振占. 全极化微波辐射计数字化引入误差分析[J]. 电子学报, 2013, 41(6): 1084-1087.]
- [4] Okumura S K, Momose M, Kawaguchi N, *et al.* 1 GHz Bandwidth Digital Spectro-correlator System for the Nobeyama Millimeter Array[J]. Publications of the Astronomical Society of Japan, 2000, 52(2): 393-400.
- [5] Wang Zhenzhan, Xie Ying, Lu Hao, *et al.* Calibration and Impact Analysis of 23.8 GHz Digital-correlation Fullpolarimetric

- Microwave Radiometer[J]. Remote Sensing Technology and Application, 2015, 30(4): 744-756. [王振占, 谢莹, 陆浩, 等. 23.8 GHz 数字相关型全极化微波辐射计的定标及其影响分析[J]. 遥感技术与应用, 2015, 30(4): 744-756.]
- [6] Skou N, Laursen B, Sobjaerg S. Polarimetric Radiometer Configurations: Potential Accuracy and Sensitivity [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1999, 37(5): 2165-2171.
- [7] Yueh S H, Wilson W J, Li F K, *et al.* Polarimetric Measurements of Sea Surface Brightness Temperatures Using an Aircraft K-band Radiometer[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1995, 33(1): 85-92.
- [8] Xavier B L, Isaac R P, Adriano C, *et al.* A General Analysis of the Impact of Digitization in Microwave Correlation Radiometers[J]. Sensors, 2011, 11(6): 6066-6087.
- [9] Li Huiling, Liu Hao, Wu Ji, *et al.* Research on the Preprocessing Method for the Visibility Functions in Synthetic Aperture Radiometer and the Time Domain Simulation[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2012, 34(10): 2475-2481. [李慧玲, 刘浩, 吴季, 等. 综合孔径辐射计可见度函数预处理算法及时域仿真研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(10): 2475-2481.]
- [10] Skou N, Laursen B, Sobjaerg S. Polarimetric Radiometer Configurations: Potential Accuracy and Sensitivity [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1999, 37(5): 2165-2171.
- [11] Thompson A R, Moran J M, Swenson Jr G W. Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy[M]. New York: Springer, 2017.
- [12] Piepmeier J R, Gasiewski A J. Digital Correlation Microwave Polarimetry: Analysis and Demonstration[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39(11): 2392-2410.

Quantification Error Analysis of Digital Correlator on Fully Polarization Microwave Radiometer

Huang Yishen^{1,2,3}, Wang Zhenzhan^{1,2}, Lu Hao^{1,2}

(1. Key Laboratory of Microwave Remote Sensing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China ;
2. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China ;
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Fully polarization microwave radiometer is a passive remote sensing device that measures the target's microwave radiation characteristics. It is a complete extraction technology of polarization information such as amplitude, frequency and phase based on the traditional microwave radiometer. Digital correlator utilizes high-speed analog-to-digital converter and programmable logic device FPGA to realize quantification processing and related operations of horizontal and vertical channel signal. Compared to analog correlators, digital correlators have the advantage of high bandwidth and immunity from DC interference, but quantification errors are also introduced in the quantification process. This paper analyzes the influence of 8 bit quantification on the correlation coefficient before and after quantification on digital correlation fully polarization radiometer which developed by NSSC. By determining the appropriate A/D quantification threshold, it is ensured that the error of the digital correlator has the least influence on the radiometer system. The reliability of the analysis conclusion is verified by modeling and simulation. The results show that the quantification error of 8 bit digital correlator developed by the project can be neglected to the system error.

Key words: Fully polarization microwave radiometer; Digital correlator; 8 bit quantification error