

# 全极化微波辐射计数字化引入误差分析

陆 浩<sup>1,2</sup>, 王振占<sup>1</sup>

(1. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 北京 100190; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

**摘 要:** 全极化微波辐射计是一种用于海洋表面风场测量的新型被动微波遥感器. 数字相关器是全极化辐射计的核心部件. 数字相关器的应用相对于模拟相关辐射计具有可配置、集成度高和易于控制的特点. 同时, 数字化技术会给辐射计带来量化误差和相位抖动误差. 具体的误差分析验证了全极化微波辐射计中数字化的可行性. 文中详细分析了定量误差, 并根据实际工程应用说明了多比特数字化带来的误差可以在系统整体误差中忽略.

**关键词:** 量化误差; 相位抖动; 数字技术; 全极化微波辐射计

**中图分类号:** TP274      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2013) 06-1084-04

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.06.007

## The Error Analysis of Digital Technology in Polarimetric Microwave Radiometer

LU Hao<sup>1,2</sup>, WANG Zhen-zhan<sup>1</sup>

(1. Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Polarimetric microwave radiometer is a new passive microwave remote sensor used to measure ocean surface wind field. Digital correlator is the core component of polarimetric radiometer. Compared to analog correlator, the digital correlator radiometer has the configurable, highly integrated and easy-to-control features. At the same time, digital technology will bring radiometer quantization error and phase jitter. Detailed error analysis is the way to verify the feasibility of digital technology in fully polarimetric microwave radiometer. The quantitative error is analyzed. According to practical application, the error caused by multi-bit digital technology can be ignored in the overall system.

**Key words:** quantization error; phase jitter; digital technology; fully polarimetric microwave radiometer

## 1 引言

当微波辐射计的天线主波束指向目标时, 天线接收到目标和传播介质等的辐射能量, 引起天线视在温度的变化. 对微波辐射计的输出电压进行温度绝对定标, 即建立输出电压与天线视在温度的关系之后, 就可确定所观测目标的亮温. 该温度值就包含了辐射体和传播介质的一些物理信息, 通过反演可以了解被探测目标的一些物理特性<sup>[1]</sup>.

全极化辐射计的新技术特点是, 通过垂直和水平极化两路信号的相关运算可以得到四个 Stokes 参数, 产生反演海面风场<sup>[2]</sup>. 目前应用的极化辐射计, 大多用模拟相关器. 数字极化辐射计是指利用数字相关器来实现两个极化通道的自相关和互相关处理. 数字相关器与模拟相关器相比, 主要特点是能够用资源换速度, 利用超大规模集成电路技术实现全并行宽带数字相关处理. 数字相关器对模拟信号进行采样, 然后量化的数据作相关运算. 数字化使得全极化辐射计具备易于控制和没有通道

互耦等优点. 数字量化相对于模拟型辐射计引入的误差主要包括量化误差、随机通道噪声和相位误差. 其中量化误差和相位误差是可以量化说明的, 是本文着重讨论的对象. 文中从理论上定量给出了量化误差值并结合实际的工程应用说明了量化误差的影响程度. 同时结合实际应用说明了时钟抖动的定量误差. 实际工程中采用 8bit 量化的高速模数转换器 ADC, 其典型时钟抖动是 0.4ps, 整体数字相关器时钟抖动通过测量可以保证在 2ps 以内.

## 2 数字全极化微波辐射计原理

数字相关全极化辐射计是采用数字相关器同时实现垂直极化和水平极化的自相关和互相关, 完成所有 Stokes 矢量测量的直接相关型极化辐射计. 为了满足数字相关器 A/D 变换器的带宽和工作频率的要求, 需要双通道超外差接收机和相干本振将射频信号变换到合适的中频频率. 数字相关极化辐射计结构由三部分组成: 双极化天线; 超外差双通道相干接收机; 数字相关

器.四路信号在数字相关器中作复相关.数字相关极化辐射计系统框图如图 1 所示.

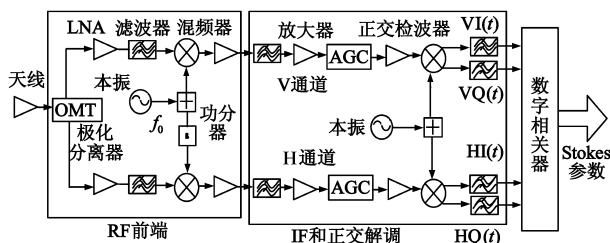


图1 数字相关极化辐射计系统框图

目前市场上高速 ADC 量化位数大多都在 8bit 及以上.数字相关器中,两片 ADC08D1500 同时完成四路信号的采样.采用 FPGA 实现对 2 个 ADC 输出数据的接收和相关运算处理.美国国家半导体公司的高速 ADC——ADC08D1500 是一款高性能的模/数转换芯片,每个通道最高采样率 1.5GHz,8bit 分辨率,全功率带宽 1.7GHz<sup>[3]</sup>.

数字相关器与模拟相关器相比,主要优势是没有通道互耦,集成度高,信息处理和传输灵活性高.随着超高速 ADC 和 FPGA 的发展,数字相关器可以实现更高带宽的处理.数字相关器完成四个 Stokes 参数的测量采用以下计算方法.

$$\begin{aligned} R_V &= \langle V_I(t) \times V_I(t) + V_Q(t) \times V_Q(t) \rangle \\ R_H &= \langle H_I(t) \times H_I(t) + H_Q(t) \times H_Q(t) \rangle \\ R_{\text{real}} &= \langle V_I(t) \times H_I(t) + V_Q(t) \times H_Q(t) \rangle \\ R_{\text{imag}} &= \langle H_I(t) \times V_Q(t) - V_I(t) \times H_Q(t) \rangle \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)左边分别是自相关和互相关实部、虚部,  $\langle \cdot \rangle$  表示取平均.  $V_I(t)$ ,  $V_Q(t)$  分别表示 V 通道的两路正交信号,  $H_I(t)$ ,  $H_Q(t)$  分别表示 H 通道信号.

### 3 高速采样与量化误差

将模拟信号采样、量化、编码,变为数字信号是数字处理的前提.数字化的过程引入的噪声和杂散也直接影响着系统的整体性能.

采样是把连续时间信号转化成离散时间信号,就采样方式可分为均匀连续采样(也称为常规采样)、均匀间歇采样、变频连续采样(非均匀采样)和变频间歇采样等.这里要求均匀连续的采样极化通道信号,应用中采用常规采样模式,即均匀连续的采样,并且是采用奈奎斯特采样率.奈奎斯特指出如果对某一带宽的有限时间连续信号(模拟信号)进行抽样,且在抽样率达到一定数值时,根据这些抽样值可以在接收端准确地恢复原信号.为了不使原波形产生“半波损失”,采样率至少应为信号最高频率的两倍<sup>[4]</sup>.

高速采样必然带来 ADC 量化的偏差.那么怎么样

量化这些因素的影响呢.Hagen 曾经在他的文章中给出结论,当实际采用多位量化的时候相关的结果就不会受量化的影响,即量化误差可以完全的忽略<sup>[5]</sup>.这里的多位就是指 3bit 以上.那么量化会给相关计算带来怎样的具体误差呢?对这一问题分别分析如下.

输入信号  $x(t)$  取均值为零的高斯随机噪声模型,如图 2 所示,其方差为  $\sigma^2$ ,密度函数为:

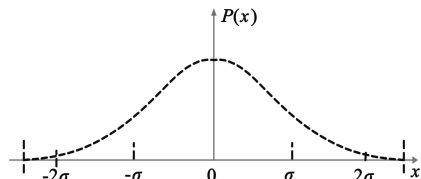


图2 高斯噪声正态分布图

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

通过 ADC 量化后的输出为

$$\hat{x}_n = Q[x(t_n)] \quad (3)$$

$Q$  是步进为  $v$  的转换函数,如图 3 所示.

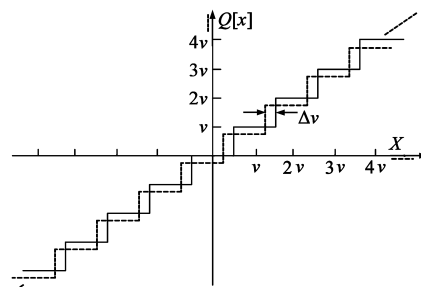


图3 ADC转换函数

我们定义标准化的信号强度为:

$$s = \sigma/v \quad (4)$$

$\Delta v$  定义为电压量化误差,其限制在  $-v/2$  到  $v/2$ ,  $\Delta v$  正是量化中存在的电压偏移.这个因素是误差分析中不可缺少的研究对象.定义  $\Delta v$  归一化量化偏移为

$$b = \Delta v/v, \quad -1/2 \leq b \leq 1/2 \quad (5)$$

量化后的输出功率可以表示为:

$$\langle r_Q \rangle = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{x}_n^2 \quad (6)$$

$\langle r_Q \rangle$  可以通过采样后的密度函数得到,量化后密度函数定义为:

$$p(\hat{x}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} W_i \delta[\hat{x} - v(i+b)] \quad (7)$$

$$\begin{aligned} W_i &= \int_{v(i+b-1/2)}^{v(i+b+1/2)} p(x) dx \\ &= \frac{1}{2} \left[ \operatorname{erf}\left(\frac{i+b+1/2}{\sqrt{2}s}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{i+b-1/2}{\sqrt{2}s}\right) \right] \end{aligned}$$

由此得到<sup>[6]</sup>:

$$\begin{aligned}
 \langle r_Q \rangle &= v^2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} (i+b)^2 W_i \\
 &= \frac{v^2}{2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} (i+b)^2 \\
 &\quad \cdot \left[ \operatorname{erf}\left(\frac{i+b+1/2}{\sqrt{2}s}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{i+b-1/2}{\sqrt{2}s}\right) \right]
 \end{aligned} \quad (8)$$

我们可以设想当我们取无限阶量化的时候, 即  $s = \infty$ , 这时量化的误差就可以完全忽略, 此时的输出就是高斯过程的方差, 即  $\sigma^2$ . 令  $\langle r_e \rangle$  为有限量化和无限量化的输出差值, 这一差值就是因为量化误差引入的.

$$\begin{aligned}
 \langle r_e \rangle &= \langle r_Q \rangle - \langle r_\infty \rangle = \frac{v^2}{2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} (i+b)^2 \\
 &\quad \left[ \operatorname{erf}\left(\frac{i+b+1/2}{\sqrt{2}s}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{i+b-1/2}{\sqrt{2}s}\right) \right] - s^2 \cdot v^2
 \end{aligned} \quad (9)$$

如图 4 所示为上述函数随量化阶数变化在不同偏移下的曲线. 可以看到, 当  $s$  在 0.7 以下时, 输出误差呈现明显的变化趋势, 而当  $s$  大于 1 时, 量化偏差则稳定在  $v^2/12$ .

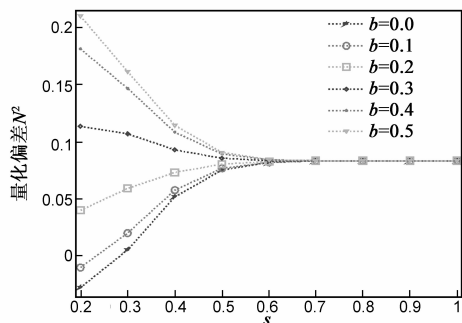


图4 一维数字相关误差与偏移 $b$ 和 $s$ 变量的关系图

上述是量化偏差与  $s$  的关系. 我们衡量量化的误差必须要考虑量化电压  $V_{adc}$  和量化阶数. 其关系如下式所示:

$$V_{adc} = a \cdot \sigma = 2^w v \quad (10)$$

其中  $a$  是量化电压范围相对与噪声标准差的倍数, 根据我们的实际应用这个值在 6 到 10 之间,  $w$  表示量化位数.

$s$  可以表示为,  $s = 2^w / a$ .

目前的技术手段可以实现 256 阶 (8bit) 1.5GHz 双通道的采样. 这也是我们在全极化微波辐射计中采用的 ADC. 因此这时的  $s$  一定是大于 1 的, 我们可以将量化引入误差定量为  $v^2/12$ . ADC 具有 8bit (256 阶) 量化, 步进  $v = 870\text{mV}/2^8$ , 在阻抗匹配 50 欧姆的系统, 引入噪声功耗等同于  $-45.4\text{dBm}$ . 这样因量化引入的极小误差就可以忽略.

## 4 数字化时钟抖动误差

选择的高速模数转换器具有自动校准功能, 可以

上电后自动校准以消除直流偏移和滞后. 高速采样时钟由板内锁相环产生, 具有实时检测装置, 检测输出时钟的信噪比和抖动, 以达到时钟高质量的要求. 因为数字相关器的输入有四个通道, 设计需要注意通道之间的相位一致性. 所有的布局走线都采用相等等长的原则, 避免由此引入相位差.

下面将具体量化分析数字相关器引入的相位抖动对最终结果的误差. 在实际的数字相关器中, 不可避免的会引入一定量的时钟抖动或者随机相位变化. 不同通道间的相位变化将降低辐射计的灵敏度.

计算互相关, 我们采用的是四个输入信号互相之间的相乘累加算法. 假设两个极化通道有同样的信号输入, 分别是  $x(t)$  和  $y(t)$ . 经过正交解调后, 可以得到两对正交信号, 表示如下式:

$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= n_1(t) \cos(\omega t) \\
 x_Q(t) &= n_Q(t) \sin(\omega t)
 \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $n_1$  和  $n_Q$  是均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的随机过程,  $\omega = 2\pi f$  表示信号频率. 随后采样电压如下:

$$\begin{aligned}
 x_{1n} &= n_1(t_n + \delta_{xn}) \cos[\omega(t_n + \delta_{xn})] \\
 x_{Qn} &= n_Q(t_n + \delta_{xn}) \sin[\omega(t_n + \delta_{xn})] \\
 y_{1n} &= n_1(t_n + \delta_{yn}) \cos[\omega(t_n + \delta_{yn})] \\
 y_{Qn} &= n_Q(t_n + \delta_{yn}) \sin[\omega(t_n + \delta_{yn})]
 \end{aligned} \quad (12)$$

其中,  $\delta_{xn}$  和  $\delta_{yn}$  是两个 ADC 的采样时钟抖动. 为了简化起见, 我们认为量化误差可以完全忽略. 因为实际中  $\delta_n$  是极小值, 其方差可以控制在 2ps 以下. 因此上式通过 Taylor 展开, 得到:

$$\begin{aligned}
 x_{1n} &\approx n_1(t_n) \cos(\omega t_n) - \omega \delta_{xn} n_1(t) \sin(\omega t_n) \\
 x_{Qn} &\approx n_Q(t_n) \sin(\omega t_n) + \omega \delta_{xn} n_Q(t) \cos(\omega t_n) \\
 y_{1n} &\approx n_1(t_n) \cos(\omega t_n) - \omega \delta_{yn} n_1(t) \sin(\omega t_n) \\
 y_{Qn} &\approx n_Q(t_n) \sin(\omega t_n) + \omega \delta_{yn} n_Q(t) \cos(\omega t_n)
 \end{aligned} \quad (13)$$

根据数字相关器算法, 将上式代入中可得:

$$\begin{cases} R_{\text{real}} = \langle [n_1(t_n) \cos(\omega t_n)]^2 \rangle + \langle [n_Q(t_n) \sin(\omega t_n)]^2 \rangle \\ \quad = \sigma^2 \\ R_{\text{imag}} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

由此可知, 对于数字相关器引入的相位抖动误差可以忽略. 不失一般性, 同样可以对理想化的相位干扰进行量化分析, 就是对于所有的  $n$ ,  $\delta_{xn} = \delta_{yn}$ . 在此特殊情况下的  $R_{\text{imag}}$  为 0,  $R_{\text{real}}$  输出为:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{real-ideal}} &= \langle [n_1(t_n) \cos(\omega t_n)]^2 \rangle + \langle [n_Q(t_n) \sin(\omega t_n)]^2 \rangle \\
 &\quad + \langle [\omega \delta_{xn} n_Q(t_n) \cos(\omega t_n)]^2 \rangle \\
 &\quad + \langle [\omega \delta_{xn} n_1(t_n) \sin(\omega t_n)]^2 \rangle
 \end{aligned} \quad (15)$$

简化得到:

$$R_{\text{real-ideal}} = \sigma^2(1 + \omega^2 \sigma_\delta^2) \quad (16)$$

其中,  $\sigma_\delta^2$  是相位抖动方差. 将与理想结果相比得到:

$$\text{CL} = \frac{R_{\text{real-ideal}}}{\sigma^2} = 10 \log_{10}(1 + \omega^2 \sigma_\delta^2) \text{ (dB)} \quad (17)$$

当  $\sigma_\delta^2$  的值取最大的 2ps rms 时, CL 小于  $1.6 \times 10^{-4}$ , 所以同样论证了引入的相位抖动可以作为完全忽略的因素.

## 5 总结

数字化概念引入全极化微波辐射计使得辐射计具有可配置、集成度高和易于控制等优势. 数字化的误差是必须考虑的应用环节. 本文详细分析了数字量化和时钟抖动造成的误差. 分析表明采用高速 ADC 的数字型全极化微波辐射计相对于理想辐射计引入的误差较小, 数字化应用在全极化微波辐射计中是完全可行的. 结合我们的实际工程应用可知, 具有较高灵敏度.

## 参考文献

- [1] 王振占, 姜景山, 刘憬怡, 殷晓斌. 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: 76–86.
- [2] Jeffrey R Piepmeier, Albin J Gasiewski. Digital correlation microwave polarimetry: Analysis and demonstration [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39 (10): 2392–2410.

- [3] National Semiconductor. High Performance, Low Power, Dual 8 – Bit, 1.5 GSPS A/D Converter [EB/OL]. <http://www.national.com/ds/DC/ADC08D1500.pdf>, 2007–9–11.
- [4] 李宛州. 超高速采样技术及其在远程超宽带雷达信号处理中的应用研究[J]. 电子学报, 2001, 29(7): 940–942.
- [5] J B Hagen, D T Farlay. Digital-correlation techniques in radio science[J]. Radio Science, 1973, 8(8): 775–784.
- [6] Janne J Lehtomaki, Markku Juntti, Sami Koivu. Threshold setting strategies for a quantized total power radiometer[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(11): 796–799.

## 作者简介



陆 浩 男, 生于 1988 年, 安徽省利辛县人, 博士研究生, 主要从事高速数字相关器、极化微波辐射计等方面的研究.

E-mail: luhao0408@126.com

王振占 男, 生于 1969 年, 河北省青龙县人, 研究员, 博士生导师. 中国科学院“百人计划”引进人才. 主要从事微波遥感新技术及应用技术研究.