

全极化微波辐射计系统中高速 数字相关器设计

陆 浩^{1,2}, 王振占¹, 刘憬怡¹, 姜景山¹

(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: 海面风场直接影响大气与大洋环流相互作用, 是研究海流运动规律的必要条件. 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. 文中详细介绍了一种新型数字相关器的设计和实现. 两片高速 A/D 转换器采样四路信号并通过 XILINX 公司新一代的 FPGA-Vertex5 作相关运算. 同时本文给出了数字相关器的测试结果. 相关器采样率 360MHz, 8bit 量化, 测试有效位数在 7.2bit 以上. 100MHz 和 150MHz 信号输入下, 测量值与理论值之间的相关系数在 0.9999999 以上. 系统功耗 11.3W.

关键词: 全极化微波辐射计; 数字相关器; FPGA; ADC

中图分类号: TP274 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 12-2831-05

Design of High-Speed Digital Correlator in Fully Polarimetric Microwave Radiometer

LU Hao^{1,2}, WANG Zhen-zhan¹, LIU Jing-yi¹, JIANG Jing-shan¹

(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: Fully polarimetric microwave radiometer is a new type of passive microwave sensor for measuring ocean wind vector. Digital correlation technology is used inside it to get all the four Stokes parameters of ocean emission in this paper. Digital correlator is the main part of the fully polarimetric radiometer. In the paper, design of a novel digital correlator is presented. Two high-speed, dual A/D converters are used to sample four signals, and the sampling results are operated in FPGA-Vertex5 to make both self- and cross-correlation calculations. The testing results of the correlator are given. The sampling rate is 360 MHz with effective number of bits more than 7.2 bits in 8 bits resolution. For both 100 MHz and 150 MHz input, the correlation coefficient between the measurements and their theoretical results is more than 0.9999999. The whole power of digital correlator is 11.3 W.

Key words: fully polarimetric microwave radiometer; digital correlator; FPGA; ADC

1 引言

海洋占地球表面的 71%, 是调节全球气候变化的重要因素. 海洋风场是海洋与大气作用的重要参数之一. 随着与风向的方位夹角的不同, 海面的辐射亮温也有周期变化. 全极化微波辐射计在传统微波辐射计的基础上, 进一步提取了观测目标的极化信息, 是一种新型的微波遥感器. 全极化辐射计的新技术特点是, 同时使用多路相关技术, 对水平和垂直极化信号进行相关处理, 产生反演海面风场模型所需海面亮温 Stokes 矢量. 修正的 Stokes 矢量可以用来描述空间中辐射场的二阶统计特性. 修正的 Stokes 矢量中的元素以亮温 K 为单位, 如下式所示^[1]:

$$T_B = \begin{pmatrix} T_v \\ T_h \\ T_3 \\ T_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_v \\ T_h \\ T_{45} - T_{-45} \\ T_d - T_{cr} \end{pmatrix} = \frac{\lambda^2}{\kappa_B \times \eta} \begin{pmatrix} (|E_v|^2) \\ (|E_h|^2) \\ 2\text{Re}(E_v E_h^*) \\ 2\text{Im}(E_v E_h^*) \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中 λ 是波长, η 是介质阻抗, k 是 Boltzmann 常数. 参数 T_v 和 T_h , 是垂直和水平极化的亮温, 他们的和就是全辐射亮温. 其它两个参数包含了辐射场极化特性的信息. 数字极化辐射计是指利用数字相关器来实现相关得到四个 Stokes 参数.

目前应用的极化辐射计, 大多用模拟相关器. 但是随着对风场测量精度和带宽的要求越来越高, 模拟乘法

器件已经满足不了要求. 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. 而且数字相关器采用 FPGA 设计, 可反复擦写, 修改累加时间等重要参数, 更具灵活性. 本文首先介绍了全极化微波辐射计的系统原理. 然后详细介绍了数字相关器的设计方法, 给出了测试结果. 最后总结了数字相关器的系统性能.

2 系统原理

2.1 全极化微波辐射计的类型

各种不同的全极化微波辐射计可以分为两大类^[2]: 混合型极化辐射计 (AP) 和直接相关型极化辐射计 (DCP). 混合型极化辐射计至少需要两个测量阶段, 即 45° 线极化亮温测量 (T_{45°) 和左手圆极化或右手圆极化 (T_{cl} 或 T_{cr}) 的测量. 利用前面测量的四个亮温, 以及 Stokes 旋转变换, 就可以得到第 3 个和第 4 个 Stokes 参数, 即:

$$T_3 = T_{45^\circ} - T_{-45^\circ} = 2T_{45^\circ} - T_v - T_h \quad (2)$$

$$T_4 = T_{cl} - T_{cr} = 2T_{cr} - T_v - T_h \quad (3)$$

直接相关型极化辐射计是对水平极化和垂直极化信号进行实时相关处理来得到 Stokes 参数. 实际相关电路可以采用模拟或数字乘法器, 其中第 3 个和第 4 个 Stokes 参数通过下式实现:

$$T_3 = \frac{\lambda^2}{\kappa \times \eta} (2\text{Re}(E_v E_h^*)) \quad (4)$$

$$T_4 = \frac{\lambda^2}{\kappa \times \eta} (2\text{Im}(E_v E_h^*)) \quad (5)$$

混合型极化辐射计, 适用于灵敏度要求低的情况, 如地基系统、非成像系统等. 采用数字相关器的直接相关型全极化辐射计精度高, 功耗低, 是本文着重讨论的极化辐射计.

2.2 数字相关全极化微波辐射计的原理

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^[3]: 双极化天线; 超外差双通道相干接收机; 数字相关器. 两个接收机通道信号经高频放大、混频、中频放大以后, 每路信号分别通过功分器分成两路信号, 其中一路信号做 90° 移相. 四路信号在数字相关器中作互相关. 数字相关极化辐射计系统框图如图 1 所示.

数字相关器原理框图如图 2 所示. 计算流程包括四个部分: 采样模块, 乘法器模块, 累加器模块, 输出模

块. 数字相关器就是利用高速 ADC 将模拟信号转化成数字信号并通过数字乘法器和累加器完成相关运算.

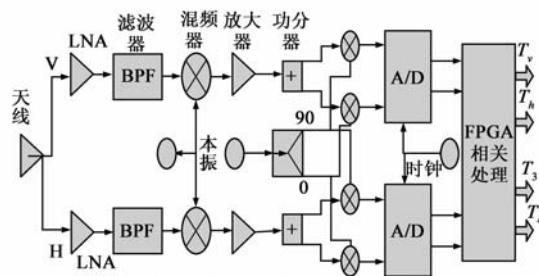


图1 数字相关极化辐射计系统框图

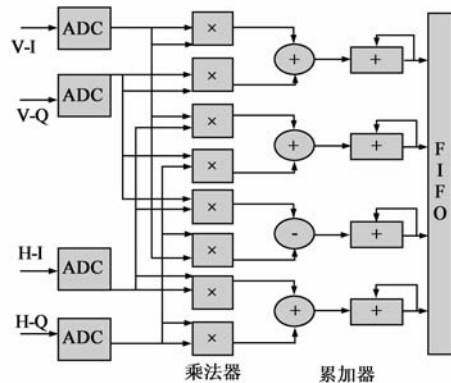


图2 数字相关器原理框图

3 数字相关器系统设计

信号采集模块中, 两片 ADC08D500 同时完成四路信号的采样. 采用一片 FPGA-Vertex5 实现对两个 ADC 输出数据的接收和相关运算的处理. FPGA 计算的相关结果通过串口上传到 PC 机. 系统框图如图 3 所示. 下面将详细说明各个模块的设计方案.

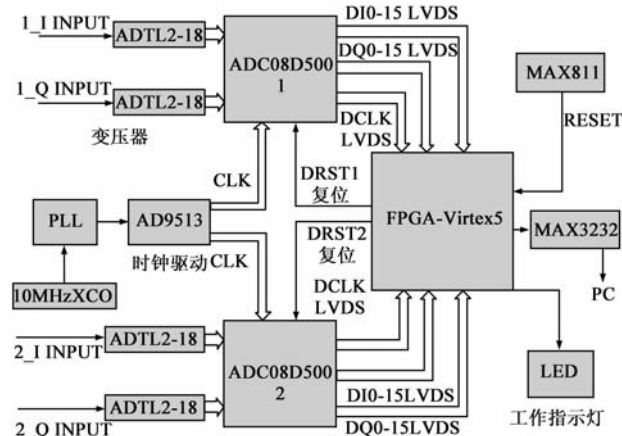


图3 系统结构框图

3.1 ADC 及外围电路

数字相关器中高速和高精度的 A/D 转换器是系统实现的关键. ADC08D500 是一款高性能的模/数转换芯片. 本数字相关器中, 每个通道采样率 360MHz, 8bit 分辨率, 全功率带宽 1.7GHz. 通过管脚配置设定输入峰峰

值为 870mV. ADC 上电 2^{31} 个采样时钟周期以后自动校准. ADC 内部做 1:2demux, 输出时钟为采样时钟的二分频. 这种方式降低了进入 FPGA 的时钟速率, 为高速相关计算提供方便. ADC 并行输出位宽 32bit 的 LVDS 信号.

ADC08D500 需要一个差分时钟输入. 为保证两个 ADC 时钟一致, 时钟由锁相环产生后通过时钟驱动 AD9513 分出两路同相差分时钟. 进入相关器的单端信号经过变压器转化成差分信号进入 ADC.

两个 ADC 的同步复位是保证 ADC 同步工作的主要方法. DCLK_RST 是 ADC 的复位管脚. 一个正脉冲可以复位和同步两片 ADC 的 DCLK 输出. 复位信号持续四个采样时钟周期以上将有效复位.

3.2 FPGA 设计

FPGA-Vertex5 采用 65nm 工艺. 与前一代 90nm 工艺的 FPGA 相比^[4], 速度提高 30%, 逻辑容量增加 65%, 同时动态功耗降低了 35%. FPGA-Vertex5 的 IO 口可以接收最高 1.25GHz 的 LVDS 输入.

输入的 LVDS 采样信号和差分时钟首先通过 Buffer 转化成单端信号, 随后进入乘法器和累加器. 用 FPGA 里的 IP 模块设计 8bit 宽乘法器, 计算速度最高 450MHz. 通过 VHDL 编程实现 48bit 宽累加器. 数据累加 10ms(可控制)通过串口输出. 相关结果按照 V 通道自相关, H 通道自相关, 互相关实部, 互相关虚部顺序输出. 输出顺序通过状态机控制. 图 4 为 FPGA 中数据流程结构框图.

3.3 PCB 设计

PCB 涉及到高速数据传输, 同时有模拟电路和数字电路, 合理的 PCB 设计极其重要. 下面列举了一些设计中主要的注意内容^[5].

(1) PCB 分成了独立的合理的模拟电路区和数字电路区.

(2) 以每个功能电路的核心元件为中心, 围绕它布局, 使元器件平行排列, 易于焊接.

(3) 高速信号线在满足条件的情况下, 加入端接匹配以减少或消除反射, 减小串扰.

(4) LVDS 信号线要保持线长一致和平行.

(5) 多层走线相邻两层线条尽量相互垂直, 或走斜线, 大面积的电源层和大量的地层要相近, 电源和地之间形成电容, 起到滤波作用.

(6) 确保每一个信号层相邻一个平面层. 传输线将临近的参考平面层作为传输线的第二导体或者叫做信号的返回通道. 确保传输线的特征阻抗一致. 如果信号传输特征阻抗一致信号可以平稳的向前传播, 如果阻抗发生变化, 信号中的一部分就会往回反射, 信号传输

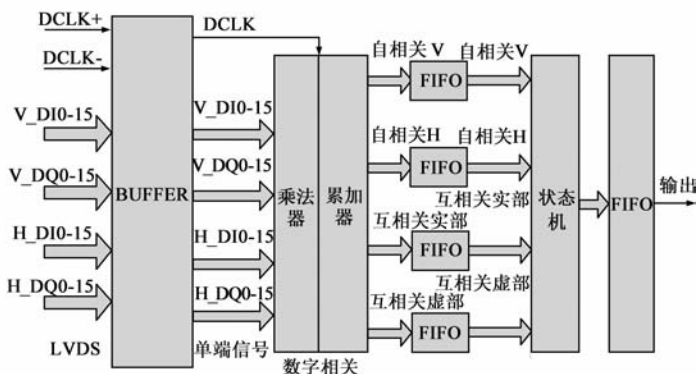


图4 FPGA中数据流程结构框图

连续性受到破坏.

(7) 实现模拟和数字电源的分割, 用各自电源芯片分别供电.

4 数字相关器测试和性能分析

4.1 ADC 同步性和有效位测量

系统中两个 ADC 的同步性能和实际有效位数是衡量 ADC 工作性能的重要指标. 实验中同时输入四路相同信号. 信号都是满量程的正弦波, 频率分别选择 100, 150, 200 和 250MHz. V_DI 和 V_DQ 是 V 通道 ADC 的输入, H_DI 和 H_DQ 是 H 通道 ADC 的输入. 用 FPGA 的 Chipscope 软件随机抽取四路信号各 4096 个采样值, 然后进一步提取有效位数.

实际有效位数按下式计算:

$$ENOB = (SINAD - 1.76) / 6.02 \quad (6)$$

图 5 是用 Chipscope 软件得到的 150MHz 频率输入下四路信号. 实验中不同频率输入下, 任意两信号间的相位差低于 0.4 度, 同步性较好.

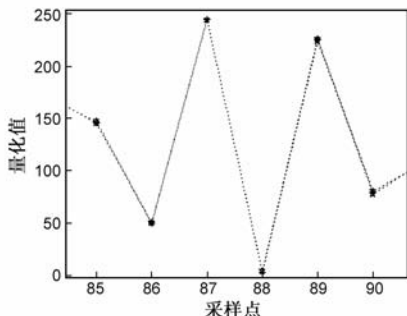


图5 150MHz输入信号采样图

在不同频率输入下, 四路信号的有效位数如表 1 所示. 实验中 ADC 有至少 7.2bits 的高有效位数.

表 1 采样有效位数

ENOB(bit)	100MHz	150MHz	200MHz	250MHz
V_DI	7.53	7.43	7.30	7.21
V_DQ	7.40	7.35	7.31	7.27
H_DI	7.50	7.35	7.28	7.24
H_DQ	7.45	7.37	7.33	7.25

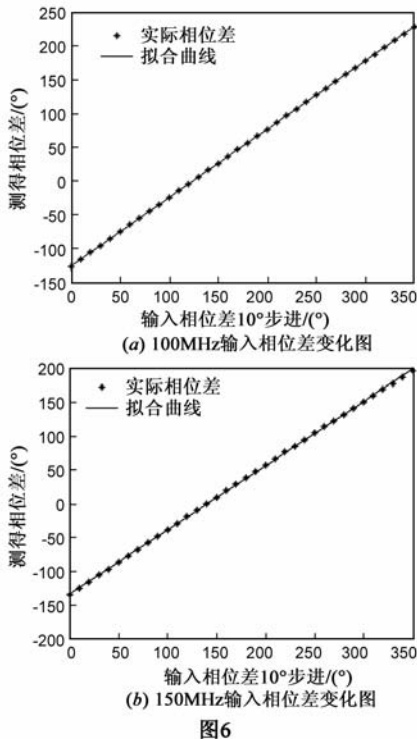
4.2 输出相位差的计算

测试中 V 通道 ADC 的输入 V_DI 和 V_DQ 正交, H 通道 ADC 的输入 H_DI 和 H_DQ 正交. θ 是第一路和第二路的相位差, 实验中以十度递增. 通过相关结果计算相位差, 分别测试在频率 100MHz 和 150MHz 时功率 0dBm 的四路信号相位差的步进情况. $E_v = V_DI + V_DQ * i$, $E_h = H_DI + H_DQ * i$, 可知^[6]

$$\theta = \arctan(\operatorname{Im}E_v E_h^* / \operatorname{Re}E_v E_h^*) \times 180^\circ / \pi \quad (7)$$

通过所得的互相关结果可以反推输入相位差. 相位差每增加 10° 接收一次相关结果. 每步进一次, 通过串口接收 200 个相关值, 分别计算相位差, 求得相位差的均值和方差. 反推相位差的理想结果应该也是按照 10° 步进.

图 6 为 100MHz 和 150MHz 输入下实际测量的相位差和其二次曲线拟合的结果. 实际测得相位差的步进都在 10° 左右, 变化幅度在 1° 以内. 根据实验结果统计 100MHz 输入下每组相位差的方差在 0.02° 以内, 150MHz 输入下每组相位差的方差在 0.05° 以内. 相位差误差较小, 且较为稳定.



4.3 相关系数计算

相关系数 ρ 用来描述 H 和 V 通道信号的线性相关程度. 按照下式计算:

$$\rho = \frac{T_3}{2 \times \sqrt{T_h \times T_v}} \quad (8)$$

100MHz 输入下相关系数变化如图 7 所示. 本实验的输入和相位差实验的输入是一致的. 相位差步进

10° , 测量 200 个数据一组的相关系数, 同时计算其方差. 实际计算的相关系数非常接近理想值, 其误差低于 1.4×10^{-3} . 测量值和理想值之间的相关系数在 0.9999999 以上. 150MHz 输入时, 相关系数达到同样精度. 对于 100MHz 和 150MHz 信号输入, 每组相关系数方差都低于 9×10^{-6} , 表明数据的量化误差可以忽略.

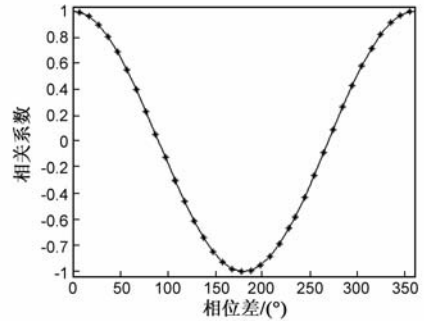


图7 相关系数变化曲线

输入信号的噪声, 电源噪声, 传输线路延时和时钟抖动都有可能造成实验结果误差. 根据以上实验结果可见 ADC 工作同步性好, 有较高 ENOB. FPGA 工作稳定, 输出相关结果精度较高.

4.4 系统功耗

系统由 5V 电压供电, 实验测量电流 2.26A, 系统总体功耗仅为 11.3W. 系统中 ADC 的功耗只有 1.4W, 而替换成有更高采样率的 ADC08D1500, 它的标准功耗是 1.9W. 通过 Xilinx 软件 Xpower Analyzer 仿真可知 FPGA 处理 1.2GHz 采样率数据的功耗比目前 FPGA 功耗只高 1W 左右. 预计在更高 1.2GHz 采样率下的整体系统功耗在 15W 以内.

5 结论

数字全极化辐射计是指利用数字相关器来实现相关处理, 从而得到所有 Stokes 参数的全极化辐射计. 本文提出一种新颖的基于高端 FPGA-Vortex5 和高速 A/D 转换芯片 ADC08D500 的相关系统设计. 数字化的极化通道信号在 FPGA 中同时实现自相关和互相关计算. 相比于模拟相关器, 集成度更高, 易于删改相关参数. ADC08D500 具有高精度和低功耗等优点. FPGA 芯片具有体积小, 功耗低的特点. 通过测量结果可见 ADC 同步性控制较好, 系统具有较高精度, 实现了 360MHz 采样率的四路信号自相关和互相关计算, 完成了数字极化辐射计中的核心硬件设计. 数字相关器一旦将数据进行采样后, 就不会产生通道间的互藕, 并且通道之间的一致性非常好. 数字相关器还具有低功耗和体积小特点, 总体功耗只有 11.3W, 尺寸是 20×16 cm.

本文提出的思路和系统的最终实现为设计更高采样率的数字相关器提供了模板. ADC08D1500 和

ADC08D500 属同一系列,封装和管脚控制完全相同,可以直接移植在相关器设计中.其中的很多电路模块和软件编程都可以在更高频率上使用,例如时钟产生电路,FPGA 中相关运算的设计等.更高带宽的相关器将同样具有低功耗的特点.

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(6): 76-86.
Wang Zhenzhan, Jiang Jingshan, Liu Jingyi, Yin Xiaobin. Critical technique and scientific topic on fully polarized microwave radiometer remote sensing sea surface wind vector[J]. Engineering Sciences, 2008, 10(6): 76-86. (in Chinese)
- [2] Piepmeier J R, Abin J G. High-resolution passive polarimetric microwave mapping of ocean surface wind vector fields[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39(3): 606-622.
- [3] Jeffrey R Piepmeier, Albin J Gasiewski. Digital correlation microwave polarimetry: Analysis and demonstration[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39

(10): 2392-2411.

- [4] 田耘,徐文波,胡彬,等. Xilinx Ise Design Suite 10. x FPGA 开发指南[M].北京:人民邮电出版社,2008.
Tian geng, Xu Wenbo, Hu bin, et al. Xilinx Ise Design Suite 10. x FPGA Development Guide[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2008. (in Chinese)
- [5] 张华,洪伟.网孔状地参考面上高速互连的信号完整性分析[J].电子学报,2006,34(12):2218-2220.
ZHANG Hua, HONG Wei. Analysis of signal integrity of high-speed interconnects on meshed ground plane[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(12): 2218-2220. (in Chinese)
- [6] Iain H Woodhouse. Introduction to Microwave Remote Sensing [M]. Boca Raton: CRC Press, 2005.

作者简介

陆 浩 男,1988 出生,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,1969 出生,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.