

基于 ZYNQ 7000 的 S 波段 USB 应答机设计

张 焱, 马金鑫, 叶 雷, 顾家全

(上海航天电子技术研究所, 上海 201109)

摘要: 文章目的在于在 ZYNQ 7000 的基础上设计一款小型的 S 波段 USB 应答机, 以缩小应答机的体积, 降低应答机的功耗; 文章首先对于 ZYNQ 的优势做了简单的介绍, 并基于 ZYNQ 7000 提出了 USB 应答机的设计方案, 论述了调制、解调中的关键技术和工作原理; 应答机工作过程如下: 卫星进入在轨飞行段时, 应答机接收地面测控站发射的上行遥控副载波信号, 解调后将遥控 PCM 码流通过与卫星其他分系统接口发送至相关设备; 接收地面测控站发射的上行测距信号, 将变频后的测距基带信号进行本地变频后对地发送; 通过 UART 串口接收 PCM 遥测数据, 将调制后的遥测数据通过遥测副载波发送至地面站; 同时, 将内部的遥测信息通过串口发送至其它分系统; 即该应答机在非扩频模式下具有测距、解调遥控指令和发射遥测副载波的功能; 应答机上下变频部分采用了集成的芯片, 将电路进行了简化; ZYNQ 及集成芯片的使用都大大地缩小了应答机的体积, 降低了应答机的功耗。

关键词: ZYNQ; USB; 应答机

Design of a S Band USB Transponder Based on ZYNQ 7000

Zhang Yan, Ma Jinxin, Ye Lei, Gu Jiaquan

(Shanghai Institute of Space Electronic Technology, Shanghai 201109, China)

Abstract: The purpose of the article is to design a small S-band USB transponder on the basis of ZYNQ to reduce the size of the transponder and reduce the power consumption of the transponder; This paper firstly introduces the advantage of ZYNQ, and puts forward the design scheme of a standard USB transponder based on ZYNQ 7000, and discusses the key technology and the principle of modulation and demodulation of the transponder. The working process of the transponder is as follows: when the satellite enters the on-orbit flight stage, the transponder receives the uplink remote control subcarrier signal transmitted from the ground monitoring station, and after demodulation, transmits the remote control PCM stream to the relevant equipment through the interface with other satellite subsystems; the transponder receives the uplink ranging signal transmitted from the ground monitoring station, the ranging baseband signal is transmitted to the ground after local frequency upconversion; the PCM remote data is received through the UART serial port, and the modulated telemetry data is sent to the ground station through the telemetry subcarrier; the internal telemetry information is sent to other subsystems through the serial port. That is, the transponder has the functions of transmit distance, demodulate remote control commands and transmit telemetry subcarrier in non spread spectrum mode; The transponder's up conversion part and down conversion part use the integrated chip, to simplify the circuit. The use of the ZYNQ and the integrated chip greatly reduced the volume of the transponder and reduce the power consumption of the transponder.

Keywords: ZYNQ; USB; transponder

0 引言

随着以立方星为代表的商业化微小卫星技术的飞速发展, 卫星平台开始逐渐向小型化、低功耗、高集成的方向发展^[1]。基于 ZYNQ 7000 的 S 波段 USB 应答机在应用背景方面主要包括以下几个特点:

1) 整机采用商业级电子元器件 (COTS) 开展研制, 适用于商业微小卫星或对电子元器件质量等级无要求的卫星平台^[2];

2) 整机采用软件无线电架构设计, 射频模块与基带处理模块相互独立于不同板卡, 在应用时可根据不同卫星功能需求进行不同功能组合或删减部分内部功能^[3]。

1 Zynq 简介

Zynq 是 Xilinx 公司推出的行业第一个可扩展处理平台, 旨在为视频监控、汽车驾驶辅助以及工厂自动化等高端嵌入式应用提供高性能处理与计算^[4]。该芯片将完整的 ARM Cortex A9 处理器与 28nm 低功耗可编程逻辑紧密集成在一起, 可以帮助系统架构师与嵌入式软件开发人员扩展、定制和优化系统^[5]。

Zynq 芯片内部可以分为两部分: PS (Processing System) 和 PL (Programming Logic), 其中 PS 部分和普通的 ARM 开发一样, 包括 CPU 核, 图形加速、浮点运算、存储控制器、各种通信接口外设以及 GPIO 外设等; 而 PL 部分就是传统意义的 FPGA; PL 和 PS 之间通过内部高速总线 (AXI) 互联。

ZYNQ 7000 支持 AXI4、AXI-Lite、AXI-Stream3 种总线, PL3 种总线均支持, PS 只支持前两种; 其中有关配

收稿日期: 2018-01-24; 修回日期: 2018-08-09。

作者简介: 张 焱 (1989-), 女, 助理工程师, 硕士, 主要从事无线通信方向的研究。

置参数的总线使用 AXI-Lite 总线，有关高速传输的信号使用 AXI-Stream 总线^[6]。

本设计选用 Xilinx 公司的 XC7Z045 SOC 芯片，该芯片将 FPGA 与 ARM 高度集成，大大地缩小了应答机的体积；同时该芯片支持 Linux、Retems 等操作系统，这种架构既提高了系统性能，又简化了系统的搭建，同时提供了足够的灵活性。

2 整机架构

标准 USB 应答机整体架构如图 1 所示^[7-9]，主要实现以下功能：

(1) 接收地面的上行遥控指令，经下变频芯片将 S 波段下变频到中频，经 AD 采样后，送入 SOC 进行解调；解调后的数据通 UART 串口输出；

(2) 将数据进行 DPSK 调制到副载波后送入 DA，经上变频芯片将中频信号上变频到 S 波段。

(3) 接收地面测控站发射的上行测距信号，根据上行遥控指令将变频后的测距基带信号进行本地地上变频后对地发送；

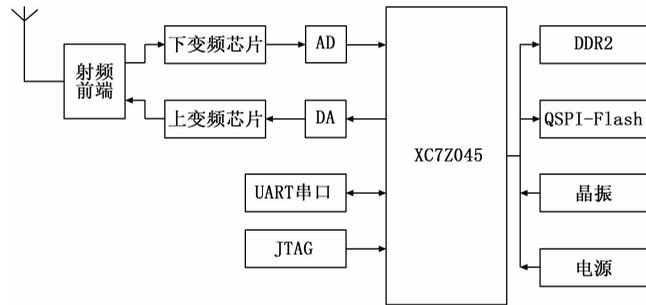


图 1 标准 USB 应答机整体架构

2.1 ADC 采样设计与固定下变频

应答机接收到的上行遥控信号是一个相对窄带的信号且中频频率固定，本设计中采用基于带通采样原理的 4 倍中频采样率。对于 70 MHz 中频信号，即采用 40MSPS 采样率即可。这种方法的优点在于可以降低对 AD 器件的要求，同时可以实现免混频的固定频率数字下变频。

经过正交下变频的数字中频信号频谱被搬移到基带，对 IQ 信号进行 16 倍抽取，得到 40/16=2.5 MHz 采样率的基带正交信号。

2.2 载波捕获策略

1) FFT 频率估计。

对下变频并抽取后的信号做 1024 点 FFT，频率精度为：

$$2.5 \text{ MHz}/1024 = 2441.40 \text{ Hz}$$

载波 NCO 频率控制字 $F_{cw_carrier}$ (NCO 中用 32bit 累加器)

$$f_{NCO} = \frac{F_{cw_loop}}{2^{32}} \times F_s \Rightarrow F_{cw_loop} = \frac{f_{NCO} \times 2^{32}}{F_s}$$

设 FFT 的峰值点 index 为 X ($0 < X < 1023$)，FFT 估计

得到的残留载频为

$$\hat{f}_c = \frac{X}{1024} \times F_s$$

则，根据估计的结果，将载波 NCO 的频率控制字设置成：

$$F_{cw_loop} = \frac{\hat{f}_c \times 2^{32}}{F_s} = \frac{X}{1024} \times F_s \times \frac{2^{32}}{F_s} = \frac{X \times 2^{32}}{1024} = X \times 2^{22}$$

即只需将 FFT 峰值点的 Index 左移 22 位。

2) 载波防错锁。

对于 PM 信号，当调制指数较大时，有可能出现副载波单边功率大于载波功率的情况。此时，接收机有可能错锁在 FFT 谱的峰值处，而一旦发生错锁，则无法正确解调出信号。因此需要防错锁措施对载波捕获过程的正确性予以保障。

当调制指数较小时，载波功率显著大于副载波功率。接收机首先得到所有具有峰值能量的频率点，比较最高峰和次高峰的能量是否大于 6dB。如果满足此关系，则可以认为最高峰是载波线谱。

当载波的调制指数较大（一般不超过 1.5 rad）时，副载波单边能量小于或等于载波能量。因为当调制指数较大时，可能存在 2 个或 3 个能量相当的峰值（双边副载波和载波）。

(1) 采用三点分析法：即对峰值能量最高的 3 个频率点进行对称性分析，如果满足能量均衡和频率对称原则，则认为中间频率点为载波能量。

(2) 采用伪对称点最小误差判定法：PM 信号能量谱具有关于载波左右对称的特点，对于峰值能量最高的 3 个频点 k_i ($i=1, 2, 3$)，分别计算 3 个点左右各 511 点频谱值之和并求取误差，则误差最小点即为载波频点。

2.3 环路设计

PLL 设计成载波跟踪环。

其中鉴相器采用正弦鉴相器。

环路滤波器采用理想积分器（二阶 II 型环）的形式，传递函数为：

$$H(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$$

利用“双线性变化”法数字化后，环路滤波器的传递函数为：

$$H(z) = H(s) \Big|_{s=\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{T_s}{2\tau_1} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{\tau_2}{\tau_1} =$$

$$\left(\frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{T_s}{2\tau_1} \right) + \frac{T_s}{\tau_1(1-z^{-1})}$$

$$\text{令 } C1 = \frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{T_s}{2\tau_1}, C2 = \frac{T_s}{\tau_1}$$

$$\text{则, } H(z) = C1 + \frac{C2}{1-z^{-1}} = \frac{1}{K} \frac{K}{f_s \tau_1} (f_s \tau_2 - 0.5 + \frac{1}{1-z^{-1}})$$

其中： T_s 为采样时间间隔， f_s 为采样频率；环路增益为 $K = K_d K_0$ ，其中 K_d 为鉴相器增益， K_0 为 NCO 增益。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}}, \xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K}{\tau_1}}$$

ω_n 为环路无阻尼振荡频率, ξ 为阻尼系数。

2.4 PM/解调

在载波锁定之后, 数字下变频之后的 I、Q 信号为一个基带的调相或调频信号。对于采用 PM 调制体制的信号, I 路对应 $\cos(\Phi(t))$, Q 路对应 $\sin(\Phi(t))$, PM 信号解调的就是求解 $I + j * Q$ 所对应复信号的辐角 Φ 。

3 系统结构及原理

副载波解调单元由可编程数字下变频器子模块、副载波同步子模块、位同步子模块组成, 将解调得到的基带数据输出^[10]。解调的关键是副载波同步, 即恢复出和输入载波同频同相的本地载波, 载波同步模块使用极型科斯塔斯环将 I、Q 两路正交信号进行载波同步, 恢复出调制信息; 位同步模块使用“同相—中相”环路结构, 将载波同步恢复出的调制信息进行位同步, 恢复出 PCM 时钟和数据流, 完成解调^[1]。然后进行差分码解码并输出。在副载波跟踪时, 对传统的极性科斯塔斯环进行了改进, 使用复数乘法器去除载波, 避免产生谐波分量, 因此环路中不用使用支路滤波器滤除谐波分量, 简化了载波同步环硬件结构, 降低了反馈支路的长度, 增加了稳定性。系统的结构框图如下图所示:



图 2 遥测处理单元原理框图

3.1 正交数字下变频模块

正交数字下变频模块通过正交下变频到零中频; 采样率变换模块的抽取倍数和内插倍数可编程设置, 通常根据输入 BPSK 信号的码速率调整抽取和内插的倍数, 使得进入载波同步模块的采样率降为码速率的 16 倍, 通过这种方法可以使得解调器的工作参数灵活可变, 在采样率变换模块中使用了 CIC 和 FIR 滤波器进行滤波, 防止信号的混叠, 并将基带信号中的噪声降到更低^[2]。下变频器的结构框图如下所示:

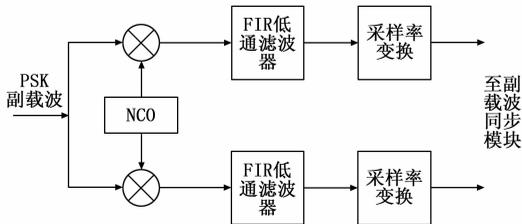


图 3 可编程数字下变频模块原理框图

3.2 副载波同步模块

副载波同步模块采用改进的 Costas 环——极型科斯塔斯环进行载波同步。极型科斯塔斯环与传统科斯塔斯环的区别是 I 支路信号在进行了硬限幅后与 Q 支路相乘获得相

位误差信号, 极型科斯塔斯环相比传统的科斯塔斯环具有环路硬件结构简单, 易于实现, 线性区域较大, 有利于提高捕获能力^[3]。

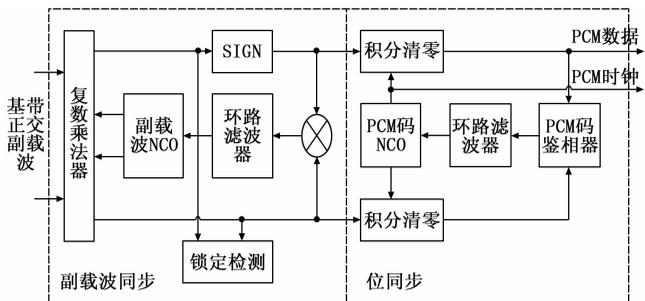


图 4 副载波同步模块与位同步模块原理框图

副载波环路滤波器的主要作用是滤除误差信号中的高频分量, 并为锁相环路提供一个短期的记忆, 当环路由于瞬时噪声而失锁时, 可确保环路迅速重新捕获信号。环路的跟踪特性、稳定性主要是由环路滤波器决定, 是载波同步环设计的关键。在该解调器中使用了一种环路参数可配置的理想积分环路滤波器, 以使得遥测副载波解调器能够根据需要调整环路参数^[11]。理想积分环路滤波器的连续时间传递函数为:

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$$

通过双线性变换, 转换为离散系统的表示:

$$F(z) = F(s) \Big|_{s=\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{T}{2\tau_1} \right) + \frac{T}{\tau_1} \left(\frac{1}{1-z^{-1}} \right) = C_1 + C_2 \frac{1}{1-z^{-1}}$$

环路滤波器的结构如图 5 所示。

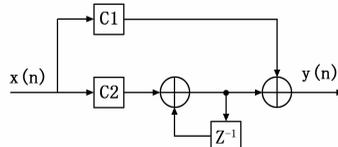


图 5 环路滤波器结构框图

3.3 位同步

位同步环使用“同相—中相”环实现, 如图 6 所示。

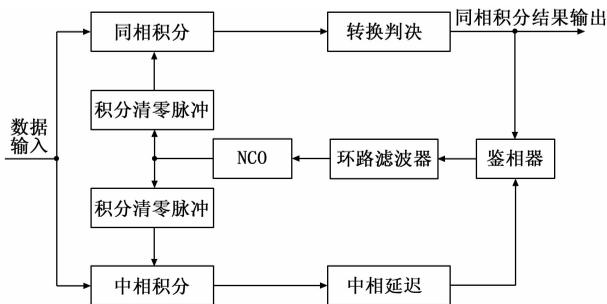


图 6 位同步子模块结构框图

初始工作时 NCO 按照 16 倍的码速率输出 PCM 时钟, 同相积分清零器在 PCM 时钟的上升沿处完成一次积分并清

零。中积分器滞后 1/2 个时钟周期，在 PCM 时钟的下降沿处完成积分并清零。鉴相器的输出通过环路滤波器后控制 NCO 的输出频率，位同步环的环路滤波器结构和系数计算方法与载波同步环相同。同步后，NCO 的输出即为 PCM 时钟，同相积分清零器的锁存值经过软判决或硬判决后即可得到相应的 PCM 数据^[12]。

4 下行调制

4.1 复合相位信号整合

下行信道的处理包括将遥测副载波、测距音整合为复合相位信号，相位调制和正交上变频。结构原理图如下所示，其中遥测副载波是对遥测信号的采样输入，测距音来自于上行接收通道中带通输出的测距音^[6]。

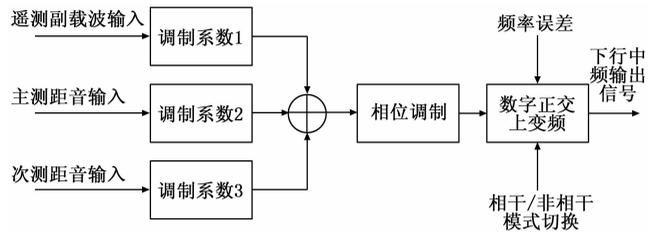


图 7 下行发射通道结构框图

包含遥测副载波和测距音的复合相位可表示为：

$$\Phi(t) = m\cos(\omega t + \theta_s(t)) + m_j\cos(\omega_j t)$$

其中： $m\cos(\omega t + \theta_s(t))$ 为遥测副载波， m 为副载波调制指数， ω 为副载波频率； $m_j\cos(\omega_j t)$ 为测距音， m_j 为测距音调制指数， ω_j 为测距音频率。

相位调制后的信号可表示为：

$$s_{BB}(t) = A\cos(m\cos(\omega t + \theta_s(t)) + m_j\cos(\omega_j t))$$

经过数字正交上变频后的数字中频信号为：

$$s_{IF}(t) = A\cos(\tilde{\omega}_c t + m\cos(\omega t + \theta_s(t)) + m_j\cos(\omega_j t))$$

其中： $\tilde{\omega}_c$ 为下行发射的一中频频率。

4.2 相干转发模式下的频差补偿

仿真 USB 应答机要求能与上/下变频器相连接，实现射频频带应答机功能。在相干工作方式下，向上下变频器提供基准频率输出，实现载频相干转发，转发比为 221/240。在相干转发工作模式下，需要保证上、下行信号频率存在相干关系，因此需要对星上频率参考的频率误差进行修正。

设标准频率参考为 $f_0 = 10$ MHz；根据转发比 221/240，设上行射频频率为 $\bar{f}_u = 221\zeta f_0$ ，下行射频频率为 $\bar{f}_d = 240\zeta f_0$ ；应答机的频率参考为 $f'_0 = f_0 + \Delta f_0$ ，其中 Δf_0 为频率误差。

由于存在多普勒频移，设应答机接收到的射频上行信号的中心频率为 $f_u = 221\zeta f_0 + f_{dop}$ ，其中 f_{dop} 为多普勒频率。设则 S 频段下变频器的变频频率为： $F_{down} = \alpha f'_0$ ，则经过 S 下变频器后得到的 70 MHz 中频上行信号的中心频率为：

$$f_{u-IF} = f_u - \alpha f'_0 = 221\zeta f_0 + f_{dop} - \alpha f_0 - \alpha \Delta f_0 = 7f_0 + f_{dop} - \alpha \Delta f_0$$

设 A/D 采样频率为： $f_s = 9f'_0 = 9(f_0 + \Delta f_0)$

根据带通采样定理，经过采样后得到的中频频率为：

$$f_{IF} = f_s - f_{u-IF} = 9(f_0 + \Delta f_0) - (7f_0 + f_{dop} - \alpha \Delta f_0) = 2f_0 + (9 + \alpha)\Delta f_0 - f_{dop}$$

固定数字下变频器的 NCO 输出频率： $f_{NCO} = 2f'_0 = 2f_0 + 2\Delta f_0$

因此，载波同步后的频率误差为：

$$\epsilon = f_{IF} - f_{NCO} = 2f_0 + (9 + \alpha)\Delta f_0 - f_{dop} - 2f_0 - 2\Delta f_0 = (7 + \alpha)\Delta f_0 - f_{dop}$$

当相干转发时，首先将下行的数字基带信号调制为数字中频信号，在此过程中加入频差补偿量，得到频差补偿后的数字中频信号，经过 D/A 变换之后，由数字上变频器变至 70 MHz 中频发射，步骤如下：

设数字中频频率为 f_{DI} ，令误差补偿信号频率为： $\Delta f =$

$$-\frac{240}{221} \cdot \epsilon, \text{ 则补偿后的数字中频信号频率为 } f_{DI} + \Delta f = f_{DI} - \frac{240}{221} \cdot \epsilon。$$

设中频上变频本振频率为： $7f'_0 - f_{DI} = 7(f_0 + \Delta f_0) - f_{DI}$ 。

则，中频上变频后得到的模拟中频下行信号频率为：

$$f_{d-IF} = f_{DI} - \frac{240}{221} \cdot \epsilon + 7(f_0 + \Delta f_0) - f_{DI} = 7(f_0 + \Delta f_0) - \frac{240}{221} \cdot \epsilon$$

设 S 频段射频上变频本振频率为： $F_{up} = \beta f'_0$ ，并保证 $\beta + 7 = 240\zeta$ ，则射频上变频后得到的下行射频信号的中心频率为：

$$f_d = f_{d-IF} + F_{up} = 7(f_0 + \Delta f_0) - \frac{240}{221} \cdot \epsilon + \beta(f_0 + \Delta f_0) = 240\zeta(f_0 + \Delta f_0) - \frac{240}{221} \cdot ((7 + \alpha)\Delta f_0 - f_{dop}) = 240\zeta f_0 + \frac{240}{221} f_{dop}$$

即已消除了参考频率误差 Δf_0 的影响。

4.3 相位调制

相位调制的过程即为根据相位求正、余弦值的过程，可采用查找表法实现，原理如下图所示：

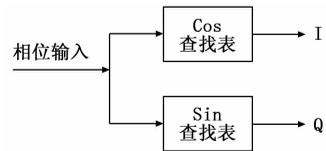


图 8 相位调制原理框图

4.4 正交上变频

数字正交上变频将已调相信号变至中频，结构原理图如下所示。

上变频的数控振荡器受工作模式指令控制，在相干工作模式下，NCO 的频率控制字包含误差补偿分量，上变频的过程同时完成对星上频率参考的频差补偿。

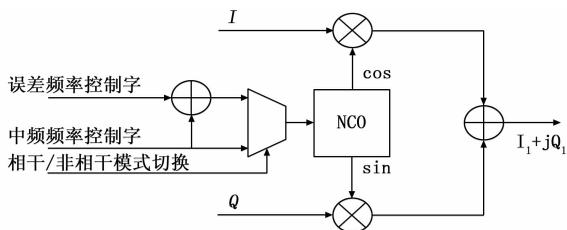


图 9 正交上变频—频差补偿

调制后波形如下所示。中间为主载波, 左右两边为副载波。



图 10 调制信号后截图

5 总结

文章对 Xilinx Zynq 做了简单介绍, 并基于 XC7Z045 提出了标准 USB 应答机的设计方案, 详细介绍了 S 波段信号的调制解调算法, 为工程实现提供了理论基础。应答机体积小, 可靠性高, 并且便于扩展、调试和维护。

(上接第 270 页)

配方法满足快速匹配和高精度的要求, 且对于不同光照条件下拍摄的图像具有鲁棒性。

5 结束语

在轨道扣件的检测识别中, 快速准确定位扣件位置是进行扣件检测的前提条件, 本文针对扣件图像的特点, 基于图像方向场特点, 采用方向场采样、基于统计方法确定搜索起点位置、随机抽样一致性等方法, 提出了无砟轨道扣件快速匹配算法。通过现场采集图像进行实验验证, 结果表明该方法匹配速度在 64 ms 左右, 满足快速性、实时性要求, 且对于不同光线条件下的匹配成功率均大于 95%, 算法鲁棒性强, 匹配准确, 在工程实际中速度和精度的要求, 有很好的应用前景。

参考文献:

[1] 杭元元. 基于计算机视觉的铁路扣件检测算法研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2014.

[2] 王 凌, 张 冰, 陈锡爱. 基于计算机视觉的钢轨扣件螺母缺失检测系统 [J]. 计算机工程, 2011, 32 (12): 4147-4150.

[3] Feng Hao, Jiang Zhiguo, Xie Fengying, et al. Automatic Fastener and defect Detection in Vision-Based Railway Inspection Systems [J]. Transactions on Instrumentation And Measure-

参考文献:

[1] 万永伦. 应答机技术研究与展望 [J]. 电视技术, 2009, 49 (6): 102-106.

[2] 秦伟泽, 乔健通. 用化测控应答机的设计 [J]. 空间电子技术, 2010, 2: 111-114.

[3] 潘高峰, 崔庆华, 丛 波. S 频段通用应答机的设计与应用 [J]. 电视技术, 2009, 49 (5): 38-42.

[4] 赵 睿, 马 媛. 基于 Zynq 的数据采集系统的研究与设计 [J]. 电子测试, 2016, 22: 20-21.

[5] 覃 超. 基于集成射频芯片和 Zynq SoC 的下一代通信软件无线电平台 [J]. 电子质量, 2017, (7): 93-97.

[6] 吴汶泰, 詹璨铭. 基于 Zynq 的 AXI 总线数据传输软件优化 [J]. 通信技术, 2017, 50 (7): 1576-1580.

[7] 樊稳茹, 孟武亮, 范 达. Zynq-7000 最小系统设计及无 DDR3 固化运行方法 [J]. 信息与电脑, 2017 (7): 136-137.

[8] 龚有华, 魏德宝, 乔立岩, 等. 基于 Zynq 的 NAND Flash 存储系统研制 [J]. 电子测量技术, 2014, 37 (12): 53-57.

[9] 夏 柯, 门兰宁. 基于 ZYNQ-7000 DMA 控制器的 UART 数据传输的设计与实现 [J]. 信息系统工程, 2014, (9): 113-114.

[10] 佐风玲, 刁节涛, 李 楠, 等. 基于 ZYNQ 的 CPFSK 数字解调的设计与实现 [J]. 电子科技, 2016, 29 (10): 18-21.

[11] 徐 峰, 邵定蓉, 李署坚. 一种星载应答机接收信号快速同步技术 [J]. 遥测遥控, 2007, 28 (5): 34-38.

[12] 陈 霞. 非相干扩频测量体制应答机的测距数据处理 [J]. 电讯技术, 2017, 57 (2): 157-160.

[1] Fishier M A, Boles R C. Random Sample Consensus: A paradigm for Model Fitting with Applications to Image Analysis and Automated Cartography [J]. Comm. Assoc Comp Mach. 1981, 24 (6): 381-395.

[2] 饶俊飞. 基于灰度的图像匹配方法研究 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2005.

[3] 朱 迪. 基于特征点和方向向量的快速目标匹配算法研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2015.