

一种提升数据采集精度的方法

陈伟¹, 娄莎², 王报华¹

(1. 北京宇航系统工程研究所, 北京 100076;

2. 北京航天石化技术装备工程有限公司, 北京 100076)

摘要: 针对多通道参数采集时发生的个别参数原码波动幅度 4~5 个分层值和悬空波道参数值为非零常数值的问题, 提出在对参数进行采集前将采集电路正负端同时接地泄放电荷的方法; 通过梳理模拟量参数采集编帧流程、建立故障树及试验验证, 对各环节异常造成的影响进行了研究, 利用帧结构编排位置交换和时序链分析, 确定采集电路中的残余电荷是参数采集异常的主因; 经单机和系统测试, 验证了泄放采集电路残余电荷的有效性, 遥测参数原码波动幅度减小为 1 个分层值, 较以前降低了 80%, 悬空波道参数数值变为稳定的 0 值; 该方法实现了在速变和缓变参数混合采集时消除采集电路中的残余电荷, 减少不同通道间的串扰, 实现了悬空波道的真实电压采集, 满足了项目对遥测参数的精度和稳定性要求。

关键词: 电荷泄放; 采集精度; 稳定性

A Method for Improving Data Acquisition Accuracy

CHEN Wei¹, LOU Sha², WANG Baohua¹

(1. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China;

2. Beijing Aerospace Petrochemical Technology Equipment Engineering Co., Ltd., Beijing 100076, China)

Abstract: For the issues of individual parameter source code fluctuation ranging from 4 to 5 layer values and suspended channel parameters being non-zero constant values during multi-channel parameter acquisition, a method is proposed to simultaneously ground the positive and negative terminals of the acquisition circuit to discharge the charge before parameter acquisition. By sorting out the analog parameter acquisition and framing process, a fault tree is established, and an experimental verification is conducted, with research carried out on the impacts caused by abnormalities in each link. By frame structure rearrangement and timing chain analysis, it is determined that the residual charge in the acquisition circuit is the main reason of abnormal parameter acquisition. Through complete-machine and system tests, the effectiveness of discharging the residual charge in the sampling circuit is verified. The source code fluctuation of telemetry parameters is reduced to one layer value, which decreases by 80% compared to the past, and the parameter value of the suspended channel remains stable at zero. This method eliminates residual charges in the acquisition circuit during the mixed acquisition of fast-varying and slow-varying parameters, reduces crosstalk between acquisition channels, achieves true voltage acquisition of floating waves, and meets the project's requirements for the accuracy and stability of telemetry parameters.

Keywords: charge discharge; acquisition accuracy; stability

0 引言

多通道数据采集系统通过模拟多路复用器的开关切换, 实现对数十路甚至上百路通道数据的同时采集和存储, 如今已广泛应用于航空航天、工业自动化、医疗卫生、通信等各个行业中。如何提高数据采集的精度, 避免外界以及系统内不同类型、不同通道数据之间的相互影响, 是业内永恒的难题和进步的方向。某项目在测试

中, 发生了个别参数原码波动幅度 4~5 个分层值和悬空波道参数值为非零常数值的问题, 经与同类型的其它项目沟通, 个别波道采集的参数准确性和稳定性欠佳属于常见现象, 其它项目大多将该波道闲置不用, 或者在模拟多路复用器上采用多芯片输出等方式通过硬件隔离的方法规避该现象的发生。由于波道闲置消耗了系统有效资源, 更改主要硬件的成本又太高, 因而搞清问题发生的机理, 在此基础上用小改动来消除问题产生的根源

收稿日期:2025-07-05; 修回日期:2025-08-15。

作者简介:陈伟(1984-),男,硕士,高级工程师。

通讯作者:王报华(1987-),男,硕士,高级工程师。

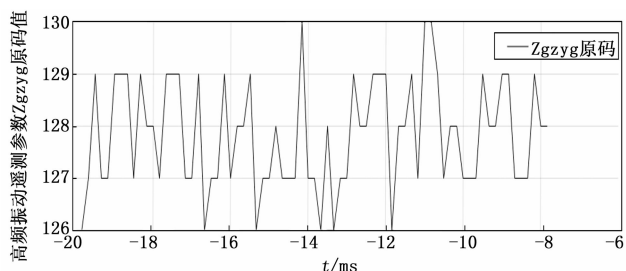
引用格式:陈伟,娄莎,王报华. 一种提升数据采集精度的方法[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(10):259-265.

非常有必要。

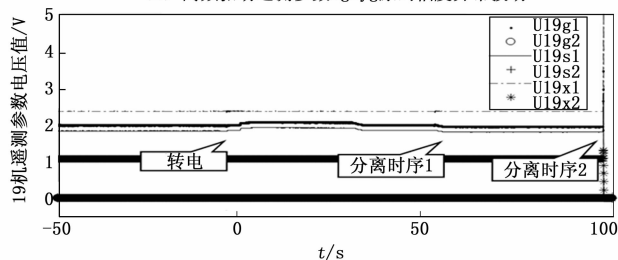
文献 [1-2] 阐述了选用更高位数的 ADC 芯片, 通过减小量化误差来提高采集质量的方法, 以及通过实时调整运放电路的放大倍率, 达到最佳测量精度的方法; 文献 [3] 提出了在不更改 ADC 芯片的情况下, 采用过采样和求统计平均值, 抵消或降低通道间串扰和噪声扰动影响的方法。由于使用高分辨率的 ADC 芯片会提高成本, 过采样求统计平均的方法受到 ADC 转换速率和处理器数据处理速度的限制, 而且硬件改动的价格成本和时间周期都比较难以接受, 亟需探索一种在不更改主要芯片和不对现有电路大幅改动的条件下提升参数采集精度和稳定性的方法。

1 问题定位及机理分析

试验中发生的个别参数原码波动幅度 4~5 个分层值和悬空波道参数值为非零常数值对应的曲线见图 1。图 (a) 中原码波动幅度达 4~5 个分层值, 正常为 1~2 个分层值; 图 (b) 其中 2 路测试值为 0 V, 其他 4 路为各不相同的非零常数值, 理想情况下 6 路应均为 0 V。



(a) 高频振动遥测参数Zgzyg原码幅度异常波动



(b) 悬空状态, 19路4路遥测参数电压为非零常数值

图 1 某项目外场试验测试数据异常现象

1.1 Zgzyg 原码波动幅度异常

1.1.1 初步定位

为了准确定位参数 Zgzyg 波动幅度异常的原因, 绘制了参数 Zgzyg 生成、传输和地面接收、处理全过程的流程图和故障树。在不存在外部振动环境的条件下, 利用直流电池输出的直流电压代替高频振动传感器的输出, 此时地面数据处理后的 Zgzyg 参数波动幅度未见改善, 因此可以排除高频振动传感器自身异常的故障模式; 根据其它路遥测参数全部接收正常, 排除了 TPC 编码、调制/解调、功率放大、滤波、无线收发等共性环节异常的故障模式; 通过地面数据处理软件及配置文

件的比对和复查, 排除地面数据处理软件异常的故障模式。经上述故障模式排查, Zgzyg 波动幅度异常问题初步定位于 Zgzyg 数据采集编帧环节。

1.1.2 详细定位

模拟量参数的数据采集编帧功能由测量综合控制器中的模拟量采编模块和程序控制模块实现, 涉及的功能组件和信息流程见图 2, 主要如下:

1) 程序控制模块中的现场可编程门阵列 (FPGA, field programmable gate array) 在初始化过程中加载波道表配置文件, 根据帧格式编排路序确定待读取的参数次序, 通过内部总线给模拟量采编模块发送端口地址和读选通指令;

2) 模拟量采编模块内的复杂可编程器件 (CPLD, complex programmable logic device) 通过内部总线接收程序控制模块 FPGA 的读选通指令, 发给两级模拟多路复用器, 完成对待采集参数通路的选取和其它通路的断开;

3) 输入参数 i 经过滤波电路和两级模拟多路复用器, 进入运算放大器完成信号的阻抗匹配, 进入模数转换芯片实现模数转换, 在 CPLD 中进行数据寄存, 并根据程序控制模块 FPGA 的读取控制指令将数据发给程序控制模块;

4) 程序控制模块对采集的各类数据进行数据综合、编帧形成固定格式的 PCM 数据流, 进行 TPC 编码后输出给外部设备。

根据数据采集编帧相关组件的功能与信息处理流程, 两级模拟多路复用器用于完成采集通道的选择, 可能会造成通道通断的故障模式, 但不会影响信号数值大小; 程序控制模块中的 TPC 信道编码为对 PCM 流的整体处理, 不会仅造成某路参数异常; 64 路模拟量的输入接口电路完全一致, 运算放大器、模数转换芯片和 CPLD 为 64 路模拟量共用器件, 因此上述故障模式均可排除。仅剩一项故障模式无法完全排除: 前一路模拟量参数完成采集后, 在采集电路中存在残留电荷未完全清除, 当采集通道切换至后一路模拟量参数时, 采集电路的残留电压叠加在后一路模拟量参数的电压上, 从而影响了后一路模拟量的采集精度。

为了验证 Zgzyg 波动幅度异常与前一路模拟量参数采集残留电压的相关性, 将 Zgzyg 的帧结构编排位置与另一路参数 Zgzxg 对调交换。帧结构调整后, 在模拟量采编模块多路复用器的接通次序相应由 “...速变量 Zgzxg→缓变量 (电压、温度等)→速变量 Zgzyg...” 调整为 “...速变量 Zgzyg→缓变量 (电压、温度等)→速变量 Zgzxg...”。除 Zgzyg 与 Zgzxg 帧结构位置调整外, 保持其他状态不变, 对测量系统加电, 记录 Zgzxg 和 Zgzyg 的原码, 试验结果如图 3 所示。

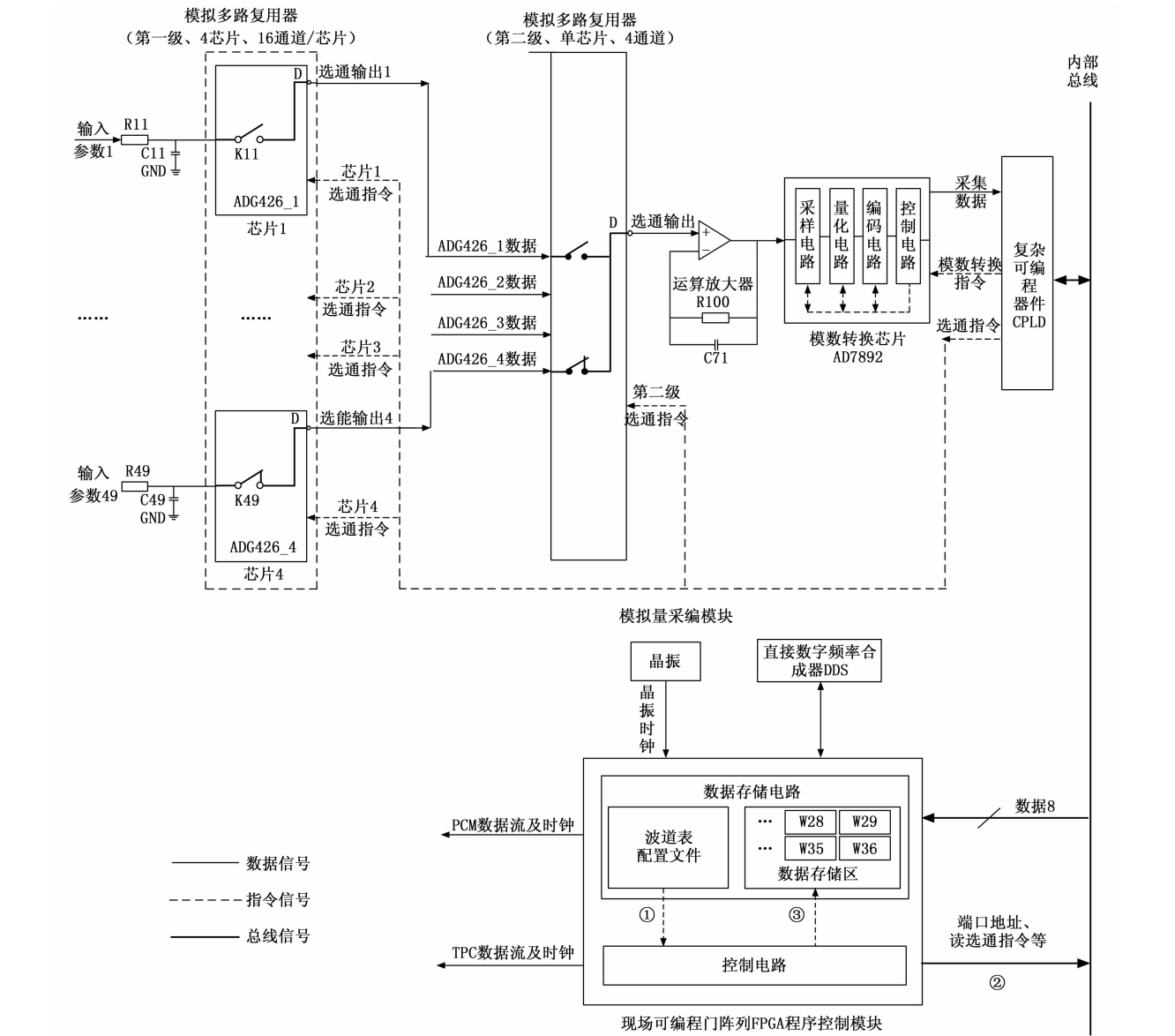


图 2 模拟量参数采集编帧工作流程图

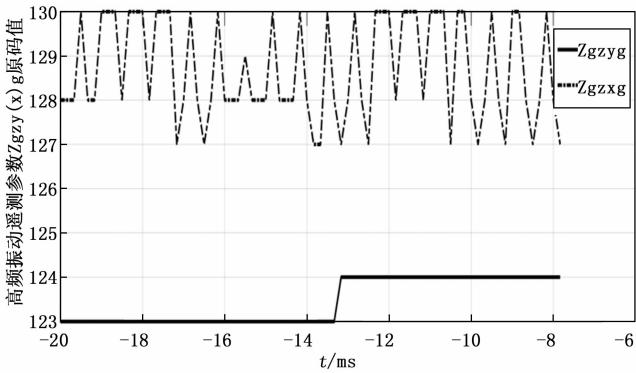


图 3 高频振动遥测参数 Z_{gzyg} 与 Z_{gzxg} 交换采样路序后的原码值

从图 3 可知, 高频振动遥测参数 Z_{gzyg} 和 Z_{gzxg} 交换采集路序后, Z_{gzyg} 的波动幅度为从之前的 4 个分层值下降为 1 个分层值, 波动范围恢复正常; Z_{gzxg} 的波动幅度为从之前的 1 个分层值上升为 3 个分层值, 波动

范围从正常变为异常。由此确定, 遥测参数 Z_{gzyg} 原码幅度异常波动的原因与其前一路缓变参数采集时的残留电压有关。由于前一路参数采集时的残留电压未完全清除, 叠加至 Z_{gzyg} 采样时的电压上, 导致 Z_{gzyg} 采样时出现了波动幅度异常的现象。

1.1.3 机理分析

对遥测系统全帧格式进行分析, 全帧数据由数字量和模拟量两部分组成, 数字量是外系统和本系统通过总线传输用于组帧的数据, 模拟量部分是本系统模拟量采编模块采集的速变和缓变参数。高频振动参数 Z_{gzyg} 、 Z_{gzxg} 均属于速变参数, 采集频率较高, 一般独占用 1 个或多个副帧, 在没有外界激励的情况下一般为 0 V 左右, 相邻参数切换时前后两路参数的电压值差值较小; 异源校准电压、二次监测电压、温度参数、气压等为缓变参数, 采样频率较低, 数十路参数组成一个副帧, 各

路参数数值分布范围覆盖 0~5 V。当模拟多路复用器在速变参数之间切换时,前后两个通道之间的电压差值较小;在缓变参数与速变参数之间切换时,前后两个通道之间的电压差值较大。

在全帧格式编排中,高频振动参数 Zgzyg 所在的副帧正好排在缓变参数副帧之后,因此 Zgzyg 采集时受缓变参数采集残留电压的影响最大,出现了波动幅度异常的现象。在将 Zgzyg 和 Zgzxg 帧结构编排位置对调交换后,Zgzyg 前一路采样参数从缓变参数变成了速变参数,其所受的残留电压影响大幅降低,因而波动幅度由异常恢复正常;而 Zgzxg 前一路采样参数从速变参数变成了缓变参数,其所受的残留电压影响大幅增加,因此原码波动幅度由正常变成异常。

在当前模拟量采编模块中,模数转换由 ADI 公司的 AD7892 芯片实现,这是一款在业内广泛应用的快速 12 位模数转换器,片内含有采样保持器 (S/H, sample-and-hold amplifier),采样转换输出时间为 2 μs,数据采集速率为 500 千次采样每秒 (ksps, kilo sample per second)。AD7892 的工作时序见图 4。 $\overline{\text{CONVST}}$ 为转换控制引脚,当在该引脚加一个脉宽 $t_1 > 45 \text{ ns}$ 的负脉冲时,其上升沿触发内置的采样保持器进入保持阶段,同时启动 ADC 的逐次逼近过程。在转换结束时,新的转换结果保存在 AD7892 的输出寄存器中,转换结束信号 EOC 输出一个脉宽不小于 60 ns ($t_2 > 60 \text{ ns}$) 的负脉冲。AD7892 在 $\overline{\text{EOC}}$ 的下降沿触发内置的采样保持器由保持阶段转入跟随阶段,同时采样保持器的捕获时间从此开始 (T_{acq} 为捕获时间)。在片选 $\overline{\text{CS}}$ 和 $\overline{\text{RD}}$ 读信号为低电平时,AD7892 的输出三态门打开,转换结果出现在并行数据总线 DB11~DB0 上^[4-9]。时序定时如下:

$t_3 > 200 \text{ ns}$, $t_4 \geq 0 \text{ ns}$, $t_5 \geq 0 \text{ ns}$, $t_6 \geq 0 \text{ ns}$, $t_7 \geq 45 \text{ ns}$, $t_8 \leq 40 \text{ ns}$, $t_9 \geq 5 \text{ ns}$ 。

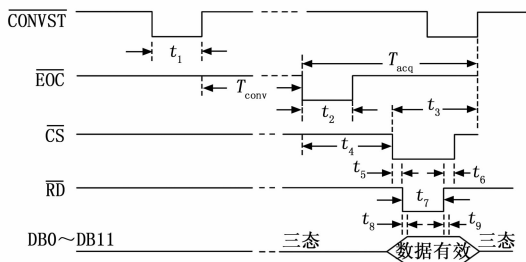


图 4 AD7892 的工作时序图

在进行模数转换时,当输入信号所在通道的开关 K 处于闭合状态,保持电容 C 被充电,保持电容电压和输

出电压跟随模拟输入信号变化,电路处于跟随阶段/采样阶段。当电容 C 数值相对较小、输入信号变化较慢时,电容的过渡过程可以忽略,电容两端的电压就是输入信号。当开关 K 处于断开状态,电路处于保持阶段,模数转换芯片开始工作,将所采的样点转换为数字信号^[10-14]。若忽略电容器的漏电效应,则保持电容电压和输出电压停留在采样阶段最终值上。模拟量参数采集时的采样保持电路原理如图 5 所示。

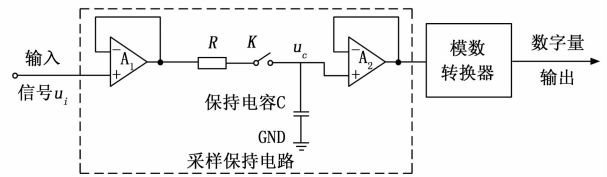


图 5 模拟量采样保持电路原理图

对于模拟量采样保持电路来说,要提高信号的转换精度,主要需要做到两点:1)在跟随阶段末,保持电容电压 $u_c(t)$ 要精确跟随输入信号 $u_i(t)$ 的变化;2)在保持阶段,电容电压的变化应尽量小,也即保持阶段电容的放电应尽可能少^[15-17]。

在 S/H 电路跟随阶段,保持电容上的电压值 $u_c(t)$ 接近于 U 的程度可用下式表示:

$$\eta_c = u_c(t)/U = 1 + (U_0/U - 1)e^{-t/\tau} = 1 + (U_0/U - 1)e^{-t/[(R_O + R_{Kon})C]} \quad (1)$$

式中, U_0 为采样之前保持电容 C 上的电压, U 为采样应跟随的电压。 τ 为充电时间常数, $\tau_{\text{充}} = (R_O + R_{\text{Kon}})C$, R_O 为放大器 A_1 的输出电阻, R_{Kon} 为电子开关 K 闭合时的电阻。

由上式可知, η_c 与 U_0/U 、 $(R_O + R_{\text{Kon}})C$ 有关。 U_0/U 越接近于 1, $(R_O + R_{\text{Kon}})C$ 就越小,采样跟随能力越强;反之,采样跟随能力越弱。

在 S/H 电路保持阶段,保持电容泄露电阻和印刷电路工艺引起的寄生漏电流、放大级开关断开时的漏电流、输出匹配级的输入偏置电流等均会导致保持损耗,造成保持电容上的电压值不断发生变化。在保持时间为 t_b 内, u_c 的变化率为:

$$\eta_b = u_c(t)/U_0 = e^{-t/\tau} = e^{-t/[(R_i//R_{\text{Koff}})C]} \quad (2)$$

式中, τ 为放电时间常数, $\tau_{\text{放}} = (R_i//R_{\text{Koff}})C$, R_i 为放大器 A_2 的输入电阻, R_{Koff} 为电子开关 K 关断时的电阻。

由上式可知, η_b 与 $(R_i//R_{\text{Koff}})C$ 有关。 $(R_i//R_{\text{Koff}})C$ 越大,保持时间内保持电容上的电压变化越小,保持能力越强;反之,保持能力越弱。 $u_c(t)$ 随时间变化对应的电压值见表 1。

表 1 $u_c(t)$ 随时间变化对应的电压值

t	0	τ	2τ	3τ	4τ	5τ	6τ	...	∞
$u_c(t)$	U_0	0.368 U_0	0.135 U_0	0.05 U_0	0.018 U_0	0.006 7 U_0	0.002 5 U_0	...	0

由式 (1)、(2) 可知:

在其它参数不变的情况下, 保持电容 C 的值越大, 电压 u_c 在保持阶段内的变化越小, 信号保持能力越强; 保持电容 C 的值越小, 值 u_c 逼近于输入电压 U 所需的时间越短, 采样跟随能力越强。

缓变参数的取值范围一般为 $0 \sim 5 \text{ V}$, 以最大值 5 V 为例, 根据公式 (2) 和表 1, 保持电容上的电压下降至 1 个分层值 (0.02 V) 所需的时间为 $6\tau_{\text{放}}$; 速变参数在无外界激励的情况下一般数值在 0.2 V 以内, 其下降至 1 个分层值 (0.02 V) 所需的时间为 $3\tau_{\text{放}}$, 由此可见, 一个输入信号值为 5 V 的缓变参数下降至 1 个分层值 (0.02 V) 以内所需的时间比速变参数多 $3\tau_{\text{放}}$ 。在当前模拟量采编模块中, 由于各通道之间的采样间隔时间为相同值, 因而采集缓变参数后在采集电路中残留的电压值比采集速变参数时大, 其对后续参数采集值的影响更严重。这是在诸多速变参数中, 只有 Zgzyg 原码波动幅度异常的原因; 也是 Zgzyg 和 Zgzxg 帧结构编排位置对调交换后, Zgzyg 波动范围恢复正常和 Zgzxg 波动范围变得异常的原因。

1.2 悬空状态下 4 路遥测参数电压为非零常数值

1.2.1 问题定位

在测量系统中恢复 19 机的连接关系, 观察 19 机全部遥测参数状态, 发现 6 路遥测参数均恢复正常。该现象说明 19 机自身工作正常, 各路遥测参数采集编帧以及后续编码/调制、功率放大等共性环节也正常, 否则恢复 19 机的连接关系后, 相应遥测参数不能恢复正常。从电路原理分析, 悬空波道状态下, 19 机 4 路遥测参数电压值为非零常数值的可能原因是因为采集电路处于开路状态, 电路中的电容容易受到外界电磁场的影响 (如临近的供电线路加断电等) 导致电荷的不均匀分布, 从而在采集电路中生成一个虚假的电势差, 但采集电路中并无真正持续的电流。在恢复 19 机的连接关系后, 遥测参数电路重新形成回路, 在电路中形成了正常的电流和电势差, 因而 19 机全部遥测参数全部恢复正常。

仔细分析图 1 (b) 中 4 路非零遥测参数, 发现上述 4 路遥测参数全程近乎常值, 但在 0 s 以及 60 s 附近发生了小幅波动, 并且在 100 s 附近突然下降为 0。经确认, 0 s 为转电时刻, 60 s 、 100 s 附近均为分离时刻点, 且测量系统在 100 s 附近未主动发出设备断电时序, 因此 4 路遥测参数为非零常值是由于受二级某设备供电线路干扰形成的。在 0 s 和 60 s 附近, 受该设备供电电压波动影响, 4 路遥测参数数值也发生了小幅波动; 在 100 s 附近, 该设备所在舱段分离, 设备供电电压降为 0, 4 路遥测参数数值也随着降为 0 V。

1.2.2 机理分析

在总装厂房断开 19 机低频接插件后, 该设备的遥测参数导线处于悬空状态, 当模拟多路复用器切换至上

述参数通道时, 由于采集电路未形成固定的闭环回路, 且受到二级舱段某设备供电线路的电磁场干扰, 在电路中产生了感应电势, 导致电路采集到较为稳定的非零电压信号。

在 0 s 转电时刻和 60 s 附近分离时刻, 由于系统供电负载发生了较大变化, 二级舱段某设备供电电压也发生了波动, 导致 4 路遥测参数也发生了小幅扰动; 在 100 s 附近, 该设备随所在舱段分离, 设备供电电压降为 0, 4 路遥测参数数值也随着降为 0 V。当恢复 19 机与测量系统的连接关系后, 由于在采集电路中形成了稳定的电压回路, 电路的抗干扰能力变强, 4 路遥测参数恢复正常。

2 设计改进方案

多通道数据采集系统的精度除了与 ADC 的实际转换位数相关的量化误差外, 还受到一些噪声因素和信号串扰的影响, 如通道间串扰、热噪声、杂色噪声、电源电压变化和采样时钟抖动引起的相位噪声等都充当着“扰动”信号。当这些扰动足够使原始信号变化超过 ADC 的 LSB (最低有效位) 边界时, 便改变了量化输出值, 便产生了采集误差^[18-19]。一般可以通过接地改善、使用带屏蔽功能的线缆、加装扼流线圈、滤波器、电容等措施来抑制电磁干扰, 提高数据采集的精度和稳定度^[20-22]。

模拟量采编模块在进行通道电压采集时, 模拟量采编模块的 AGND 与信号的负端相通, 模拟量采编模块的正端作为公共端随 AGND 模拟多路复用器开关吸合与各信号的正端接通。由于各路信号正负极间的电压值不同, 因而模拟量采编模块正端的电势随开关吸合不断跟随各不相同的电压值, 一直在发生变化。在采样精度要求不高的场合, 不进行正端放电设计会影响电压的采集精度, 但也不会导致电路工作异常, 设计师常常出于简化电路或沿用惯例而忽略了设计正端放电电路。

从改善采集电路电荷分布、净化各种噪声影响的角度讲, 将模拟量采编模块的公共端 (正端) 与模块的 GND 相连, 可以迅速均衡正负端累计的电荷、消除通道间串扰和外界电磁干扰。基于该理论, 对第一级模拟多路复用器的 4 个芯片, 每个芯片均拿出一个通路 with 模拟量采编模块的 GND 相连。在进行模数转换前, 先将采集电路与该芯片中的 GND 连通, 完成采集电路中的残余电荷泄放, 然后进行电压采集。该方法的代价是占用了测量系统 4 路模拟量采集通道, 优点是以小改动、低成本均衡了采集电路正负端累计的电荷、消除了通道间串扰和外界电磁干扰。

2.1 硬件更改方案

根据前文分析, 当模拟量采编模块采集某一路参数时, 若采集电路中残留有上一路参数采集后的电荷, 鉴于运算放大器的高阻抗特性, 该残留电荷完全泄放所需

的时间比较长,很可能会叠加到当前这路参数的采集数值中,造成该参数的时频域曲线异常。当这两路模拟量参数的数值相差较大时,尤其明显。彻底解决的方法是将第一级模拟多路复用器(共 4 个芯片)每个芯片的最后一个通道连接模块内部 GND,在每次进行数据采集前,先将采集电路连接到所在芯片的 GND,对该通道中的残留电荷全部泄放,再进行正常的采样、量化、编码等动作。

以第一级模拟多路复用器芯片 1 更改为例介绍模拟量采编模块硬件更改情况,详见图 6。在图中,将芯片 1 最后一个通道的信号输入端从连接输入参数 16 更改为连接模块内部 GND,其它芯片类似。

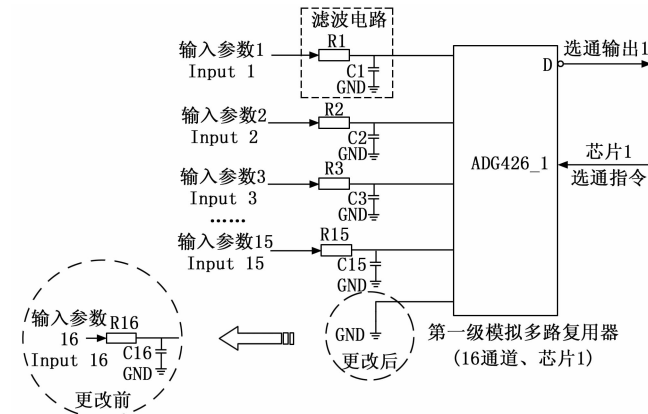


图 6 模拟量采编模块硬件更改方案

2.2 软件更改方案

模拟量采编模块软件更改的具体情况见图 7。模拟量采编模块中的采集软件更改前的工作流程为:当需要对某通道进行数据采集时,通过两级模拟开关完成待采通道的选择,在模数转换芯片 AD7892 中完成采样、量化、编码后将数据寄存在 CPLD 中,并根据程序控制模块 FPGA 的读取控制指令将数据发给程序控制模块。更改后的工作流程为:当需要对某通道的数据进行采集时,先将采集电路与该通道所在芯片的 GND(也即最后一个通道)相连,对采集电路中的残留电荷彻底泄放,再进行正常的通道选择和参数采样、量化、编码等动作。更改前后各通道的数据采集流程见图 8。两者之间的主要区别在于,在进行更改后的数据采集时,需要先进行采集电路的电荷预泄放,完成电荷预泄放后再进行通道选通、充电和采样编码。

2.3 改进效果理论分析

将第一级模拟多路复用器最后一个通道的信号输入端连接模块 GND,通过查阅模拟多路复用器 ADG426 数据手册,采集电路的接地电阻为 1 kΩ,使用示波器通过 RC 振荡器法测得 ADG426 接地时的电容约 100 pf,经计算,时间常数 $\tau=RC=0.1 \mu s$ 。根据表 1,经过 6 τ (0.6 μs) 以后电容电压降为 1 个分层值以下,此时电容电压的影响可以忽略。

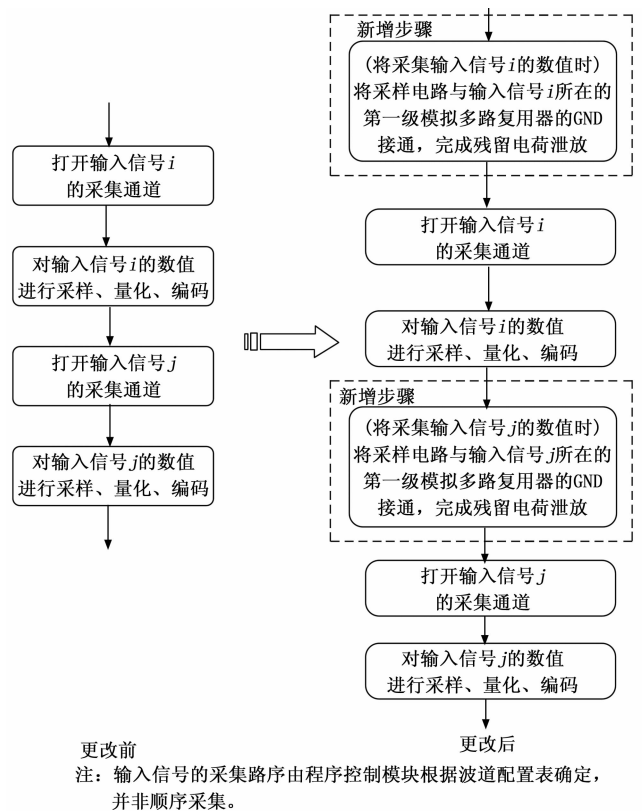


图 7 模拟量采编模块软件更改情况

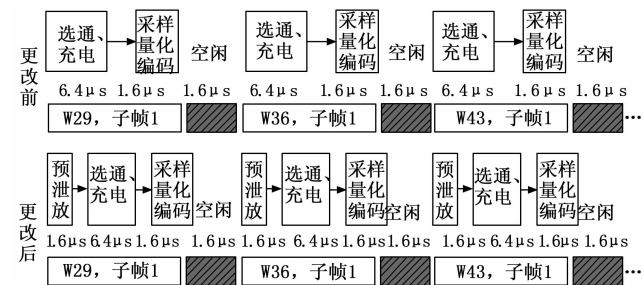


图 8 模拟量采编模块数据采集流程

本项目的遥测码率为 5 Mbps,单波道 8 bit 传输占用时间为 1.6 μs ,在当前帧格式编排中各模拟量之间间隔 7 个波道,用于接通 GND 泄放、波道选通充电、采样编码和采集间隔。为了使保持电容充分接近待采集电压,为波道选通充电分配 4 个波道周期,其它环节各分配 1 个波道周期。由于 1.6 μs 远大于 0.6 μs ,因此,在对当前模拟量进行的采样、量化、编码时,前一路模拟量电压数值早已降至 1 个分层值以下,从而避免了前一路参数残留电压影响当前模拟量采集值的现象发生。

3 试验过程及结果分析

3.1 试验过程

1) 保持其它产品状态不变,将改进后的测量综合控制器联入系统,高频振动传感器及其它遥测系统设备放置于静止的试验台。高频振动传感器敏感外部振动环境并将其变换为电压信号,测量综合控制器完成对模拟

电压量的采集、A/D 转换、数据编帧综合, 地面检测站完成无线遥测数据的接收、解调和全帧显示。观察高频振动传感器对应的遥测原码数值的波动幅度。

2) 系统断电, 保持其它状态不变, 断开 19 机的低频接插件, 再次进行系统加电。使用地面检测站完成无线遥测数据的接收、解调和全帧显示; 使用数据处理软件获取 19 机遥测参数数值, 绘制 6 路遥测参数曲线。观察 6 路悬空波道遥测参数的数值。

3) 使用改进后的测量综合控制器参加测量系统 6 项测试流程, 在不同流程中均考核连接 19 机和不连接 19 机两种状态, 重点观察高频振动传感器遥测原码的波动幅度和悬空状态下 19 机 6 路悬空波道遥测参数的数值。

3.2 试验结果与分析

在使用改进后测量综合控制器和外界振动环境稳定的情况下, 经过分系统、匹配、总检查等 6 种不同测试流程考核, 高频振动遥测参数 Zgzyg 原码值波动幅度和悬空状态下 19 机 6 路遥测参数的测试曲线均非常稳定, 详见图 9。

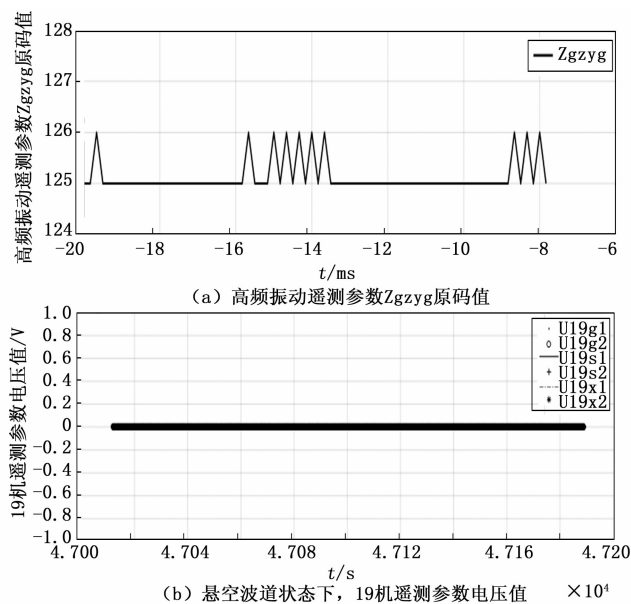


图 9 Zgzyg 原码值和悬空状态下 19 机遥测参数曲线
(设计改进后)

从图 9 可知, 遥测参数 Zgzyg 原码值波动幅度稳定在 1 个分层值以内, 悬空状态下 19 机遥测参数测试值变为稳定的 0 值。因此, 使用改进的测量综合控制器后, 遥测参数 Zgzyg 原码值波动异常和悬空波道遥测参数值为非零常数值的现象均已得到消除。

4 结束语

针对某项目外场试验时, 遥测参数原码在外部环境稳定情况下波动幅度达 4~5 个分层值和 4 路悬空波道遥测参数为非零常值的异常现象, 提出了一种基于电荷泄放提升参数采集精度和稳定性的方法。经多次试验验证, 该方法有效解决了上述两个问题, 而且具有改动

小、成本低的优点, 具有向其它含模拟量采集功能的项目推广应用的价值和前景。

参考文献:

- [1] 甄国涌, 裴俊杰. 模拟采集精度影响因子分析 [J]. 化工自动化及仪表, 2010, 37 (12): 117-119.
- [2] 杨世军, 任祥远. 一种提高数据采集精度的方法 [J]. 东北电力学院学报, 2000, 20 (2): 47-49.
- [3] 甄国涌, 王晓丽, 李辉景. 提高多通道数据采集系统采集精度的新方法 [J]. 电子器件, 2017, 40 (6): 1478-1482.
- [4] 代明清, 段小虎. 一种多通道数据采集系统的设计与实现 [J]. 航空计算技术, 2018, 48 (2): 109-112.
- [5] 蒋学东. 基于 FPGA 实现多路模拟信号自适应采集系统 [J]. 现代电子技术, 2010, 8: 27-29.
- [6] 郭 威, 彭卫东. 基于 FPGA 的大动态范围数据采集系统设计 [J]. 仪表技术与传感器, 2024, 2: 56-64.
- [7] 夏建东, 陈建铎. 探地雷达信号采集存储的一种改进方式 [J]. 现代电子技术, 2005, 21: 95-97.
- [8] 王传旭, 刘 云. 具有过压保护功能 DMA 方式下的高速数据采集系统设计与实现 [J]. 现代电子技术, 2003, 4: 56-58.
- [9] 秦晓芳, 朱坚民, 郭冰菁. 基于 AD7892SQ 和 CPLD 的数据采集系统的设计 [J]. 电子工程师, 2007, 7: 74-76.
- [10] 程飞鸿. 用于流水线 ADC 的采样保持电路研究与设计 [D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2018.
- [11] 傅 娟. 8 bit 高速采样保持级设计 [D]. 南京: 东南大学, 2018.
- [12] 刘 明. 一种 CMOS 高速采样保持电路的设计 [D]. 重庆: 重庆大学, 2014.
- [13] 郭大江, 罗运先. 微弱信号采样保持电路的分析 [J]. 信息技术, 2009, 6: 163-165.
- [14] 杨学志. 通信之道 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.
- [15] 闫 杰, 王百鸣. 二重结构 30 M SPS 采样/保持电路的研究与探讨 [J]. 微电子学, 2005, 35 (6): 565-567.
- [16] 李琪林. 一种多量程高速 A/D 转换器的设计 [D]. 成都: 电子科技大学, 2012.
- [17] 殷桂梁, 肖丽萍. 对称开关电容保持电路的研究 [J]. 自动化仪表, 1996, 17 (4): 6-8.
- [18] 李 刚, 张丽君, 林 凌. 利用过采样技术提高 ADC 测量微弱信号时的分辨率 [J]. 纳米技术与精密工程, 2009, 7 (1): 71-75.
- [19] 张鹏飞, 李 鹏, 沈三民. 一种遥测数据采集编组设计 [J]. 计算机测量与控制, 2011, 19 (2): 468-470.
- [20] 马金力, 黄文峰, 刘 杰, 等. 数字化仪表信号传输抗干扰性能提升 [C] // 宁夏: 第十六届宁夏青年科学家论坛石化专题论坛论文集, 2020: 241-242.
- [21] 方占正. 仪表信号的干扰及抗干扰措施 [J]. 价值工程, 2013, 35: 43-44.
- [22] 魏 杰, 曾 宏. 提高热工仪表的抗干扰能力 [J]. 苏盐科技, 2012, 4: 14-15.