

基于中低电压等级的电子式互感器 合并单元的研究与设计

劳日智¹, 张守志²

(1. 广西电力职业技术学院 电力工程学院, 广西 南宁 530007;

2. 南京国电南自电网自动化有限公司 市场部, 江苏 南京 211100)

摘要:针对目前应用于中低电压等级的电子式互感器合并单元设计复杂成本较高的问题, 该文提出了一种使用单 MCU 且符合 IEC61850 标准的、应用于中低电压等级电子式互感器合并单元的低成本简易实现方案。并设计了试验系统, 完成了采样值传输的验证工作, 得到了采样值传输的结果。对系统的试验结果表明: 该试验装置能够实现要求的同步精度, 以及 0.2 级的测量精度, 采样值时间传送的延迟也在可以接受的范围。

关键词:电子式互感器; 合并单元; 采样值; IEC61850

中图分类号: TM45

文章编号: 1000-0682(2024)03-0047-07

文献标识码: A

DOI: 10.19950/j.cnki.CN61-1121/TH.2024.03.009

Research and design of combined unit of electronic transformer based on middle and low voltage level

LAO Rizhi¹, ZHANG Shouzhi²

(1. School of Electric Power Engineering, Guangxi Electrical Polytechnic Institute, Guangxi Nanning 530007, China;

2. Marketing Division Nanjing Guodian Nanzi Power Grid Automation Co., LTD., Jiangsu Nanjing 211100, China)

Abstract: Aiming at the problem of complexity and high cost in the design of electronic transformer merging unit used in middle and low voltage level, a simple implementation scheme of low cost using a single MCU and conforming to IEC61850 standard is proposed. The test system is designed, and the verification work of sample value transmission is completed, and the result of sample value transmission is obtained. The test results of the system show that the test device can achieve the required synchronization accuracy, as well as the measurement accuracy of 0.2, and the delay of sampling time transmission is also in an acceptable range.

Keywords: electronic transformer; merge unit; sampling value; IEC61850

0 引言

随着电网自身及其相关技术的不断发展, 对新一轮的电网建设提出了更高的要求。变电站作为整个电力系统信息的来源和操作终端, 对其提供信息的数字化、操作控制的智能化和无人化及建模方式

的标准化的要求越来越迫切。采用光学原理的电子式互感器在 110 kV 及以上的高电压等级的线路及变电站测量中已经开始普及应用。对于 110 kV 及以上电压等级, 由于一般属于主干网络, 回路较少, 成本限制因素不大, 采用光学原理的电子式互感器是合适的。而对于 35 kV 及以下电压等级的线路及变电站来说, 其配电网络回路数量众多, 应用要求多样, 成本与设备复杂度均有制约^[1]。而且电子式互感器的经济性与优势同电压等级成正比, 如果盲目在 35 kV 及以下的中低电压等级采用光学原理的电子式互感器, 不光无法体现出电子式互感器的优势,

收稿日期: 2024-01-20

基金项目: 2021 年度广西高校中青年教师科研基础能力提升项目 (2021KY1321)

第一作者: 劳日智 (1986—), 男, 回族, 广西桂林人, 硕士, 讲师, 主要从事电力系统自动化方面研究与教学工作。

反而会带来成本的提高。

目前各大厂商均有针对中低电压等级的电子式互感器产品推出。例如,南京南瑞继保电气有限公司生产的适用于 10 kV ~ 35 kV 电压等级开关柜中或户外线路的测量保护用 PCS - 9250 - LAC/LAV 电子式电流/电压互感器。而与中低电压等级电子式互感器相适应的智能变电站合并单元的相关产品还比较少,国电南自 PSMU602 系列合并单元及南瑞继保 PCS - 22X 系列合并单元均为应用于 110 kV 以上。为了能够在 35 kV 及以下中低电压等级实现 IEC61850 标准的变电站数字化与自动化,该文提出了一种应用于中低电压等级的电子式互感器合并单元低成本实现方法并进行了试验系统的搭建及验证了系统的相关性能。

1 中低电压等级常用电子式互感器原理

1.1 Rogowski 线圈电流互感器原理

Rogowski 线圈(空心线圈)电流互感器是目前在中低电压等级电力系统状态检测中应用比较多的一种电流互感器。其是基于电磁感应定律来实现对电流的测量,设绕制在横截面积为 A 的非磁性材料框架上的线圈匝数为 N ,通过环形框架的磁通密度为 $B(t)$ 。根据电磁感应定律,线圈两端的感应电势为:

$$e(t) = -\frac{d\varphi}{dt} = -NA \frac{dB(t)}{dt} \quad (1)$$

因此,在绕组两端接上合适的电阻 R 就可以测量电流。由于绕组本身与主电流回路完全通过磁场耦合,没有直接的电联系,所以与主回路有良好的电气隔离。

式(1)中, $B(t)$ 由被测电流 $i(t)$ 产生。若设线圈的平均半径为 r ,则有:

$$B(t) = \frac{\mu_0 i(t)}{2\pi r} \quad (2)$$

式中, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (H/m),为真空磁导率。

合并式(1)与式(2)可得:

$$e(t) = -NA \frac{dB(t)}{dt} = -\frac{\mu_0 NA}{2\pi r} \frac{di(t)}{dt} \quad (3)$$

图 1 给出了测量回路的等效电路。在理想情况下线圈框架的横截面积可视为均匀的,这样由等效电路可得:

$$e(t) = L \frac{di_2(t)}{dt} + R_h i_2(t) \quad (4)$$

式(4)中, $i_2(t)$ 为流过线圈的电流, $R_h = R + R_L$ 。

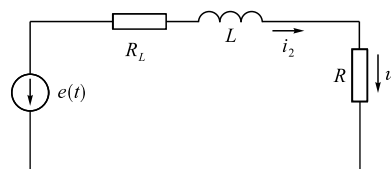


图 1 测量回路的等效电路图

由于空心线圈的绕线框架是用非铁磁性材料制成,自感量 L 可以认为很小。所以当 $L di_2(t)/dt \ll R_h i_2(t)$ 或 $L \ll R_h i_2(t)$ 时,可得:

$$i_2(t) = \frac{e(t)}{R_h} \quad (5)$$

从而有:

$$i_2 = -\frac{\mu_0 NA}{2\pi r R_h} \frac{di(t)}{dt} \quad (6)$$

一般的,在实际应用中,选择的采样电阻都应远大于绕线自身的等效电阻,所以 $R_h \approx R$ 。令 $K = \frac{\mu_0 NA}{2\pi r R_h}$,由式(6)可得采样电阻 R 上的输出电压为:

$$u = Ri_2(t) = -K \frac{di(t)}{dt} \quad (7)$$

从式(7)可见,空心线圈电流互感器输出的为电压信号,且正比于被测电流的微分。对于一工频交流正弦电流而言,输出电压 u 的有效值与被测电流 i 的有效值成正比,但相位滞后 90° 。所以一般在设计空心线圈电流互感器的时候,采样电阻后面一般会有一个积分环节,通过加入积分环节使 u 与 i 的相位达到一致。

1.2 阻容分压型电压互感器原理

阻容分压型电压互感器一般分为电阻分压、电容分压及电阻电容分压,其原理都是基于电阻电容的欧姆定律,相对来说比较简单。

以电阻分压型的电压互感器为例,其基本电路原理如图 2 所示。

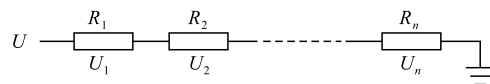


图 2 电阻分压互感器电路图

由图 2 可知总电压为 U ,每个电阻的电压分别为 U_1, U_2, \dots, U_n ,每个电阻的阻值为 R_1, R_2, \dots, R_n 。由欧姆定律知,串联电路中流经各个电阻的电流都相等,总电压为各个电阻分压之和,所以有:

$$U_n = \frac{R_n}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} U \quad (8)$$

由式(8)可知被测电压 U 经过 n 级分压后减小为原来的 $\frac{R_n}{R_1 + R_2 + \dots + R_n}$ 倍,令 $\frac{R_n}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} =$

K , 则输出电压 $U_n = KU$, 可见输入与输出成明显的线性关系, 并且在分压电阻为理想电阻的情况下, 理论上输入为工频正弦电流时输出电压与输入电压之间相位上差值为零。选择合适的电阻值大小可以将被测电压变换至所需要的大小^[2]。

而电容分压型电子式电压互感器原理与电阻分压式相似, 即也是通过将若干电容串联, 并通过电容的电路特性对输入电压进行分压至合适的范围。电容分压型互感器已广泛用于 110 kV 及以上电力系统的测量中。

总的来说, 电阻分压型电压互感器, 具有便于实现, 成本低廉的优点, 其输出也易于实现数字化, 是应用于中低电压等级电力系统的一种不错选择。

2 基于中低电压等级合并单元的整体设计

目前大多数合并单元的设计中采用的方法都是在电子式互感器的高压侧设计一个信号采集系统。采集系统通常由信号调理电路、A/D 转换电路、微控制器、电光转换电路构成。采集系统直接采集电子式互感器的传感头上的信号, 并将信号调理送入 A/D 转换器进行数字化后, 经单片机处理, 通过单片机的串口发送至电光转换电路, 由光线送至低压侧的合并单元。而低压侧的合并单元需要设计一个光电转换电路将采集系统传送的信号变换为电信号, 并通过合并单元中的 FPGA 芯片将串行数据进行串并转换、解码校验后送至 DSP 或者 ARM 处理器进行组帧, 然后按 IEC61850-9 规定的报文格式写入以太网发送器发送至二次保护、控制设备。采集系统的同步通常由低压侧合并单元的 FPGA 来完成, 即 FPGA 与采集系统之间需要一条硬连接线用以传输同步信号^[3-5]。

总的来说此种方法的好处是: 首先系统的冗余性较强; 其次采用多级处理器的结构, 可以同时完成多个任务的处理, 也有利于系统的抗干扰性。但是此种方法也存在一定的缺点: 其一, 如将采集系统看成是合并单元的一部分的话, 整个系统可以看成是个三核系统, 信号通过三个处理器层层变换, 信号传输出错的可能性也变得较大; 其二, 除了采集器与合并单元有数据传输连线外, 合并单元与采集器之间还有控制连线, 当采集器较多时, 传感头至最后二次设备间电路布线将变得比较复杂; 其三, 整个系统成本比较高, 整个系统仅在采集器的单片机、FPGA 及 DSP 或 ARM 三个处理器的支出上至少花费数百元;

其四, 在 35 kV 及以下电压等级中, 多为配电网, 体积成本均有制约, 这样的方案不便于在中低电压等级的应用推广。

对于在中低电压等级的应用来说, 为减少线路的布线以及系统的整体体积大小和成本, 合并单元可以设计为就地采集传感头信号进行数字化处理后按照 IEC61850-9-2 的帧格式通过以太网发送给二次保护、控制设备。目前在中低电压等级应用的电子式互感器也大多支持这种就地的连接, 如南京南瑞继保电气有限公司生产的此类产品就明确指出其二次输出可就地连接至合并单元。所以在实际设计应用于此种场合的合并单元时, 合并单元将承担就地的 A/D 转换, 接受与发送同步采样信号和数据的处理发送功能。该文设计一种能够就地接口的合并单元, 其原理框图如图 3 所示。

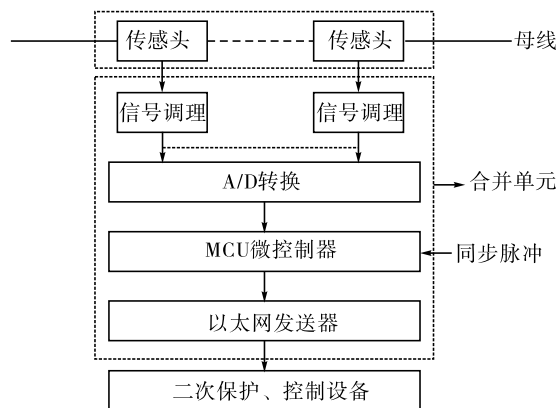


图 3 合并单元的就地接口方案框图

在这种方式中, 合并单元将用一个处理器完成多路 A/D 的采样控制, 采样数据的发送与同步脉冲的接收。其工作方式: 当 MCU 接收到同步脉冲后即向 A/D 转换器发出采样命令, 电子式互感器的传感头输出的二次信号经过信号调理电路进入 A/D 转换器, A/D 转换器的转换结果直接通过串行接口或数据总线送至 MCU, MCU 将数据进行处理封报后交由网络发送器送至二次保护、控制设备。这种方式设计具有电路连线简单, 成本较低, 所占的空间不大的特点; 而且合并单元与一次设备联系紧密, 有效地避免了信号的长距离传输。此种设计对处理器及外设芯片的要求相对较高, 处理器需在限定时间内完成多项任务。由于近几年嵌入式工控领域技术与半导体元器件技术的飞速发展, 嵌入式 MCU 的性能得到了很大的提高。如今的嵌入式 MCU 在性能上对完成合并单元功能任务的需求绰绰有余, 且价格也有一定优势。

3 中低电压等级合并单元关键性要点设计

3.1 电子式互感器与合并单元的连接

因为互感器输出信号比较微弱,一般变电站现场环境恶劣电磁干扰大,所以在连接时需特别注意屏蔽干扰。为了屏蔽干扰,设计中使用了屏蔽双绞线来传输信号到合并单元的输入端,并在屏蔽双绞线外套波纹管以起到第二层屏蔽与保护作用^[8-10]。具体的连接方式如图 4 所示。

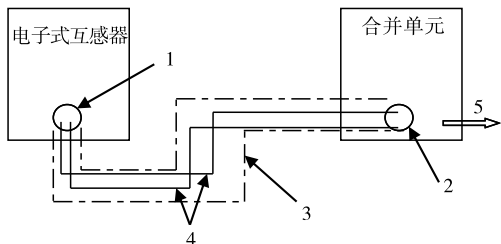


图 4 互感器输出信号与合并单元输入连接方式图

如图 4 可见,1,2 分别为电子式互感器的输出端子与合并单元的输入端子;3 为屏蔽双绞线外套波纹管;4 为传输信号的屏蔽双绞线;5 为合并单元的数字输出接口。

3.2 分段测量与量化方法

在设计时为了减少硬件成本,特别对信号调理通道采用了分段测量与量化的方法,即一路电流信号的测量和保护用一个电子式电流互感器完成。其原理如图 5 所示。

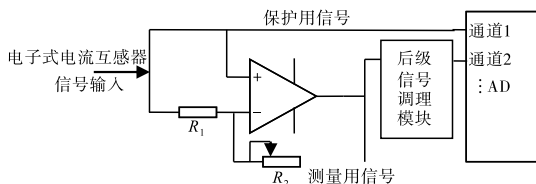


图 5 分段量化原理图

如图 5 电子式电流互感器的二次模拟信号接入到 AD 转换器前先进行处理。将电子式电流互感器的信号将分成 2 路:一路不经放大直接输入信号调理,这路信号直接作为保护用信号接至 A/D 转换通道 1;一路经过放大后输入信号调理,这路信号形成测量用信号经放大电路接至 A/D 转换通道 2,其中放大电路中 R_2 为一可调电阻,以适应不同输入与不同 A/D 基准电压时的放大倍数。选用的 A/D 转换芯片 AD7266 为差分输入与单端输入可通过引脚编程选择,A/D 转换芯片的输入电压 V_{ref} 也可通过引脚编程选择为 V_{ref} 或者 $2V_{ref}$ 。以 LZC-12 型电子式电流互感器额定输出为 225 mV 的模拟信号为例分

段量化的流程如下:当 A/D 的 V_{ref} 为 3.3 V 时,此时调节放大电路的电阻 R_2 使得放大倍数约为 3.9。当电子式电流互感器一次侧流过 0 ~ 120% 的测量用额定电流时,互感器输出信号范围 0 ~ 270 mV,此时不对保护信号输入的通道 1 进行采样。通过 MCU 编程输出控制逻辑使 A/D 转换芯片为单端输入且输入电压最大值为 $V_{ref} = 3.3$ V,因为测量用信号经过放大,把 0 ~ 270 mV 对应为 0 ~ 1.053 V 的等比例电压信号,其对应的峰值为 ± 1.489 V。经过信号调理电路的电压抬升 1.8 V 后可变约为 0.3 ~ 3.3 V。当大于 120% 额定值时,测量用信号的输出已经超过 A/D 芯片输入最大电压 $V_{ref} = 3.3$ V 的范围,所以测量用信号饱和,A/D 芯片已经不会通道 2 信号采样。当一次侧流过 120% ~ 2000% 的电流时,互感器输出信号为 270 mV 到 4.5 V,通过 MCU 编程输出控制逻辑使 A/D 转换芯片为差分输入且输入电压最大值为 $2V_{ref} = 6.6$ V,使得 A/D 转换芯片能采集最大 ± 6.6 V 的交流信号;此时其对应的交流信号峰值为 382 mV 到 6.363 V,所以保护通道输入信号未超过输入电压最大值 6.6 V,并没有饱和,仍能对此电压进行采样,也就是说保护通道能够测量到 20 倍额定值的电流。这样就通过一个电子式电流互感器实现了保护与测量数据的采样。

此种方法对测量变化较大的电流量起到一定节约成本的效果,同时也能保证测量精度。而对于测量电压的互感器来说,一般电压变化范围不如电流的变化范围大,可不采用分段量化的方法,直接进行信号调理即可。

3.3 量化位数的选择

为了使此设计能够满足 0.2 级的测量准确级与 5P20 级的保护准确级,必须对 A/D 采样值的量化位数进行计算分析。这样才能选择合适的 A/D 转换器进行数据的采样量化。

对于 0.2 级的测量等级来说比差要求在 120% 的额定值时有 0.2% 的精度,而测量的量化范围是 2 倍的峰值。在理想状态下,这样需要的量化位数 B 满足公式(9):

$$\frac{1}{2^B} \times 1.2 \times 2\sqrt{2}U < 0.2\% U \quad (9)$$

式中: B 为量化位数; U 为电压信号有效值。

通过计算可得 $B = 10$ 时是满足要求最小条件,但是考虑到实际应用中的各种影响,应有一定的裕量,则式(9)可变为:

$$\frac{1}{2^B} \times 1.2 \times 2\sqrt{2}U < 0.1\% U \quad (10)$$

计算式(10)知 $B = 12$ 时满足要求,所以在选用 A/D 量化时量化位数至少要 12 位。

5P20 表示电流互感器测量精度为 5P 级,额定准确限值系数为 20,即互感器二次绕组接额定负荷且一次电流不超过 20 倍额定电流时,互感器的复合误差应小于 5%。GB1208—2006 要求保护用互感器在二次绕组接额定负荷、且一次绕组通过额定准确限值一次电流时,复合误差不超过误差限值(误差限值见表 1)。

表 1 保护用电流互感器误差限值表

准确级	额定一次电流下的误差		额定准确限值一次电流下的复合误差/(%)
	电流误差/(%)	相位差/(°)	
5P	±1	±60	5
10P	±3	—	10

其中所述复合误差按 GB1208—2006 的规定,复合误差的定义适用于大电流通过电流互感器的情况,此时铁心磁密很高,励磁电流及二次电流可能因铁心饱和而发生畸变。复合误差定义为:稳态时,以下两个量之差的均方根值。

一次电流瞬时值;

二次电流瞬时值与额定电流比的乘积。

复合误差通常用一次电流均方根值的百分数表示:

$$\varepsilon_c = 100/I_1 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (K_N i_2 - i_1)^2 dt} \quad (11)$$

式中: ε_c 为复合误差; I_1 为一次电流均方根值; i_1 为一次电流瞬时值; i_2 为二次电流瞬时值; K_N 为额定电流比; T 为一个周波时间。

由于测量用信号和保护用信号采用同一个 AD 转换器量化,所以保护用信号也采用 12 位的量化。经过计算采用 12 位量化是可以满足 5P20 的保护准确度要求。

3.4 合并单元的同步与同步信号正确性的检测

目前不同合并单元间的同步主要依靠同步脉冲,同步脉冲是一种秒脉冲,用于给变电站各个设备提供统一的时钟基准。通常在变电站中都有 GPS 接收机,同步秒脉冲的获取通过 GPS 接收机接收的信号中抽取,其精度很高通常为纳秒级。同步秒脉冲信号可以为光信号或者电信号。在强电磁环境干扰的情况下,一般采用光信号传输;干扰较小时也可采用电信号进行传输。

合并单元一个重要的功能就是能正确识别与响应同步秒脉冲。由于目前嵌入式微控制器的功能非

常丰富,可以很容易地识别并响应脉冲信号。在本设计中,采用微控制器的外部事件捕获功能去完成同步秒脉冲的识别与响应。对于同步秒脉冲的识别,相关标准规定:当采用光学输入时,要能正确判别脉冲的持续时间大于 10 μ s、脉冲的间隙大于 500 ms;当采用低电压输入时,要能正确判别脉冲的持续时间大于 30 ms、脉冲的间隙大于 500 ms;并且无论在何种方式信号输入时,都能检测脉冲为一秒一个。对于同步脉冲的响应,则要求合并单元能够检测同步秒脉冲的上升沿到来,并在此时触发事件:修改本合并单元的采样计数器使其与其他合并单元同步^[11-12]。

具体实现同步秒脉冲的识别过程为,由于微控制器的外部事件捕获功能通常可以完成上升沿捕获,下降沿捕获,所以对于秒脉冲的识别过程通常需要记住几个事件的发生时间点即可。如图 6 所示,图中 t_1 为脉冲上升沿时刻, t_2 为脉冲下降沿时刻, t_3 为第二个脉冲上升沿时刻, t_h 为脉冲持续时间, t_m 为脉冲间隙时间。其中时间轴 t 为微控制器定时器的时间轴。微控制器在 t_1 时刻捕获到脉冲上升沿到来这个事件,记录下此时定时器的值 m_1 。在 t_2 时刻捕获到脉冲下降沿到来这个事件,记录下此时定时器的值 m_2 。在 t_3 时刻,即第二个脉冲上升沿到来时刻,捕获这个事件并记录下此时定时器的值 m_3 。此时易得到 $t_h = m_2 - m_1$, $t_m = m_3 - m_2$, $t_h + t_m = m_3 - m_1$,通过程序对这几个差值进行判断即可识别同步秒脉冲的正确性。检测同步脉冲的正确性很重要的原因也是防止同步的误触发。因为当同步秒脉冲通道受到干扰出现尖峰的情况,如果不对其各个指标进行检测,合并单元会误把尖峰当成秒脉冲去触发同步采样,从而导致不同合并单元的同步失败。

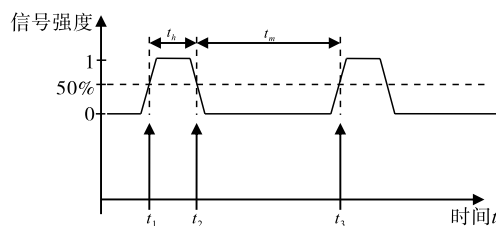


图 6 秒脉冲识别原理图

对于同步秒脉冲的响应也如同识别的过程一样。设置微控制器捕获上升沿事件,当同步秒脉冲上升沿到来时,微控制器捕获到上升沿事件并触发中断,进入中断程序修改采样定时计数器的值使其与其他合并单元的采样定时计数器的值一样。只要同步秒脉冲抵达各个合并单元的时刻是一样,那么

各个合并单元的采样就能够被同步,而且将会是每一秒钟强制同步一次。

当同步脉冲丢失或出错时,系统报错后,通知二次设备采用软件插值法进行各个合并单元采样数据的同步。

4 试验系统传输结果分析

在进行装置系统的以太网传输的试验时采样的信号是通过实验室的信号源产生的模拟电子式互感器输出的基波额定值 120% 与含有 10% 三次谐波及 5% 五次谐波的正弦信号,其额定值为 225 mV,使用前述分段量化与信号调理电路进行处理,按照前述的每工频周期采样 40 点,采样完一点即发送的做法,报文的封装采取 IEC61850-9-1 的形式^[13-14]。首先通过合并单元的试验装置直接给电脑发送报文,PC 机采用 MMS etherreal 进行报文的捕捉,捕捉的情况如图 7 所示。

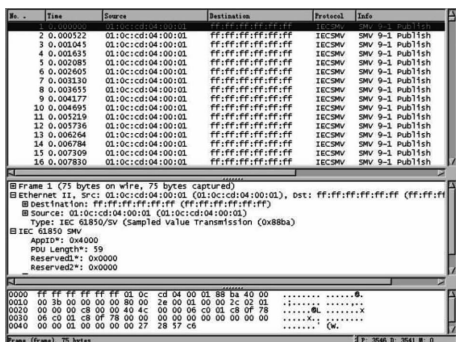


图 7 采样值报文截取图

从 Info 的内容来看,软件分析出接受的报文为 IEC61850-9-1 的报文。由于只连接了一个 AS-DU,所以报文的长度较短只有 75 字节。通过报文内容分析易得到:目的地址 ff:ff:ff:ff:ff:ff,源地址 01:0c:cd:04:00:01,以太网类型 88ba,优先级 4000 都与程序中填入的信息相符。采样值我们只采样了 6 路信号,分析采样值的内容也于 A/D 采样的量化结果相符。说明报文的发送是成功的。由于每一个周内的报文都会依次编号为 0~39 号,所以方便查看了一个周期的报文是否存在丢包的现象。通过依次查看一个周期内报文的编号,发现 0~39 号都存在,所以发送过程中没有丢包的现象^[15-16]。

由于每采一点发一点,以每工频 40 点来看,相当于每 0.000 5 s 就会有一个报文被接受,一秒之内将会有 2000 个报文,每个报文 75 Byte,相当于 1 s 之内将产生 1200 kbps 的数据流量,可见数据流量非常大,这要求二次设备需要具备较高的处理速度

与能力。

然后再对接收报文的时间作分析,将一个采样周期的 40 个报文,即报文 1 到报文 40 的到达时间列表于表 2。表 2 中报文到达的时间单位为秒。

表 2 一个周期内测量的报文到达时间值

编号	到达时间/s	编号	到达时间/s
报文 1	0.000 000	报文 11	0.005 219
报文 2	0.000 522	报文 12	0.005 736
报文 3	0.001 045	报文 13	0.006 264
报文 4	0.001 653	报文 14	0.006 784
报文 5	0.002 085	报文 15	0.007 309
报文 6	0.002 605	报文 16	0.007 830
报文 7	0.003 130	报文 17	0.008 353
报文 8	0.003 655	报文 18	0.008 873
报文 9	0.004 177	报文 19	0.009 397
报文 10	0.004 695	报文 20	0.009 920
报文 21	0.010 439	报文 31	0.015 661
报文 22	0.010 962	报文 32	0.016 183
报文 23	0.011 485	报文 33	0.016 706
报文 24	0.012 005	报文 34	0.017 228
报文 25	0.012 528	报文 35	0.017 751
报文 26	0.013 049	报文 36	0.018 273
报文 27	0.013 572	报文 37	0.018 796
报文 28	0.014 093	报文 38	0.019 318
报文 29	0.014 617	报文 39	0.019 838
报文 30	0.015 141	报文 40	0.020 360

由表 2 可以看出,第 1 个报文到第 40 个报文总的时间间隔为 0.020 360 s,误差为 0.000 360 s。也就是说二次设备接收完一个完整周期的报文的整体时延为 0.36 ms,平均到 40 个点上大约为 9 μs。根据 GB/T15145—2001 微机线路保护通用技术条件的规定,主保护动作时间不大于 40 ms(含出口继电器时间);后备保护(含出口继电器时间)的相间距离 I 段(0.7 倍整定值)动作时间不大于 30 ms,接地距离 I 段(0.7 倍整定值)不大于 30 ms,零序过流 I 段(1.2 倍整定值)不大于 25 ms,过流速断(1.2 倍整定值)不大于 25 ms^[17]。从前述保护规定的动作时间来看,合并单元试验装置实时采样值发送的延迟时间对保护装置动作的影响是可以接受的。理论上每两个报文间的时间间隔为 0.000 5 s,由表 2 的数据可以算出相邻两报文时间间隔误差都在 0.000 022 s~ -0.000 022 s 之内,可以满足保护的要求。

通过记录下采样值的数据通过 MATLAB 绘图与原始信号对比,如图 8 所示。其中横坐标为时间,

纵坐标为信号模拟幅值。

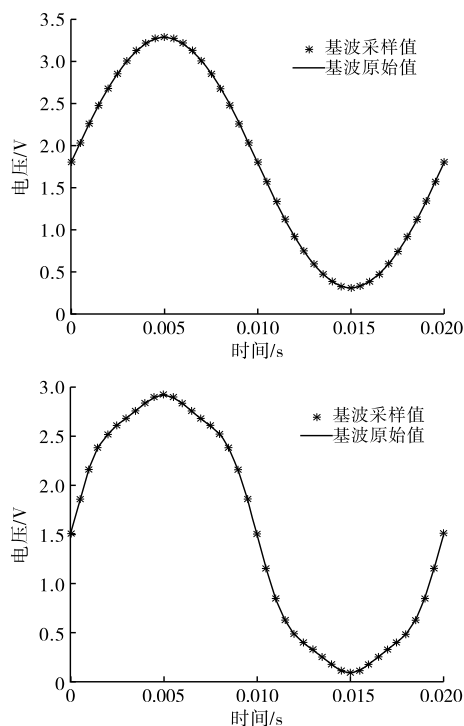


图 8 120% 基波数据及谐波数据传输值与原始信号对比图

图 8 中离散的星型点为采样值复原点,从图 8 可以看出采样点几乎与原始信号的波形重合,说明传输的信号是能够被二次设备采用的。图 9 为采样点与原始信号误差图。其中横坐标为时间,纵坐标为误差。

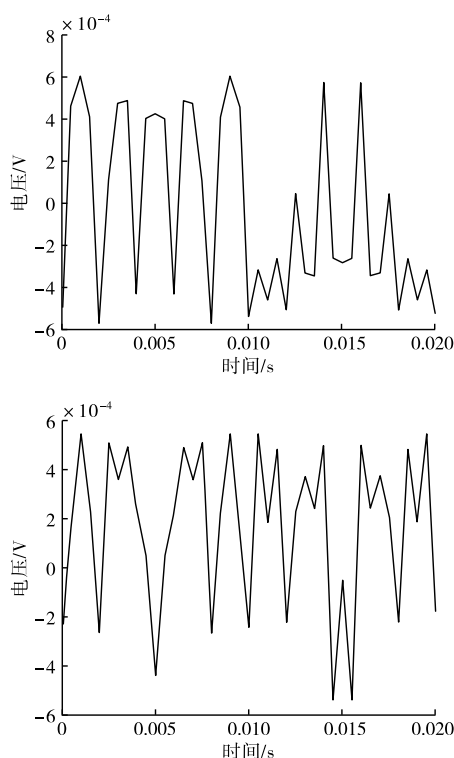


图 9 120% 基波数据及谐波数据传输值与原始信号误差图

从图 9 可以看出每点的误差基本上集中在 $6 \times 10^{-4} \sim -6 \times 10^{-4} \text{ V}$ 之间,满足 0.2 级的测量精度。由于传输的是量化值的原始编码数据,所以误差基本上以量化误差为主,其次为 A/D 转换的非线性误差,说明模数转换芯片的转换精度是满足要求的^[18]。

5 结论

该文对目前实际应用于中低电压等级的两种电子式互感器的具体实现原理作了描述,并对其输入输出信号作了分析。最后在通过分析这两种电子式互感器输出信号的基础上设计能与应用中低电压等级场合的电子式互感器输出信号接口的合并单元,实现中低电压等级电子式互感器模拟信号的数字化传输以达到简化二次设备的连线的目的。需要指出的是该文设计的合并单元不光针对电子式互感器输出的信号,对于目前大多数中低电压等级还采用常规互感器的情况,只需在合并单元前端添加相应的信号变换电路,也能对常规互感器信号进行采集发送。这能够促进老变电站向数字化变电站的过渡。另外,笔者也曾研究过基于现场总线 CAN 的传输方法,并有一定的发现。这也可以作为标准外的补充进行深入的研究。

参考文献:

- [1] 刘延冰,李红斌,余春雨,等. 电子式互感器原理、技术及应用[M]. 北京:科学出版社,2009.
- [2] 黄振宁,惠杰,闫晓燕,等. 智能电子式互感器在常规变电站扩建中的应用[J]. 中国电力教育,2011(9): 92-93+95.
- [3] 崔宇杭. 智能变电站电子式互感器采样单元与合并单元的研究[J]. 电工技术,2022(03):60-61.
- [4] 孙杨,王鹏. 基于遥测技术的智能变电站多级联调控制系统[J]. 电子设计工程,2023,31(19):10-14.
- [5] K. P. Bland, V. Lohmann, W. Wimmer. 变电站自动化[M]. 景雷,范建忠,苏斌译. 北京:中国电力出版社,2009.
- [6] 刘春. 合并单元的一种高效低成本实用设计方案[J]. 电气技术,2010(5):48-51.
- [7] 樊陈,倪益民,耿明志,等. 智能变电站合并单元技术规范修订解读[J]. 电力系统自动化,2016,40(20): 1-5+75.
- [8] 程维杰,王计林,马刚,等. 智能变电站稳定控制装置数字采样的设计与实现[J]. 电力工程技术,2022,39(02):173-177.
- [9] 李肖博,于杨,姚浩,等. 新一代智能变电站采控装置[J]. 中国电力,2022,55(04):85-92.

(下转第 76 页)

- [8] 程满,杨光永,徐天奇,等. 基于 RRT 改进算法的 AGV 路径规划[J]. 计算机与数字工程, 2023, 51(03): 606-611.
- [9] 甘鹏, 方博, 李博, 等. 基于改进 RRT 的输电线路无人机自动巡检方法[J]. 电子设计工程, 2022, 30(21): 39-42.
- [10] 蔡泽, 胡耀光, 闻敬谦, 等. 复杂动态环境下基于深度强化学习的 AGV 避障方法[J]. 计算机集成制造系统, 2023, 29(01): 236-245.
- [11] 赵迪, 何克勤, 赵祖高. 基于改进粒子群优化算法的移动机器人路径规划[J]. 传感器与微系统, 2023, 42(06): 150-153.
- [12] 许伦辉, 曾豫豪. 基于改进 ACO 和三次 B 样条曲线路径规划[J]. 计算机仿真, 2022, 39(07): 407-411.
- [13] 苗振腾, 王威, 王俊鹏. 基于神经网络改进的 HHO 算法 AGV 路径规划[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(09): 20-23+28.
- [14] ZHANGQ, NING X, LI Y Y, et al. Path planning of patrol robot based on modified grey wolf optimizer[J]. Robotica, 2023, 41(7): 1947-1975.
- [15] HASHIM F A, HUSSIAN A G. Snake Optimizer: A novel meta-heuristic optimization algorithm[J]. Knowledge-Based Systems, 2022, 242: 108320-108354.

[D]. 济南:山东大学,2017.

[15] 石秋生,石勇. 浅析智能变电站监控系统的 MMS 报文[J]. 机电信息,2017(24):28-29.

[16] 戴志辉,谢军,陈曦,等. 基于动态贝叶斯网络的智能变电站监控系统可靠性分析[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(23):68-76.

[17] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局. 微机线路保护装置通用技术条件:GB/T15145—2001[S]. 北京:中国标准出版社,2002.

[18] 王利平,庞晓艳,朱雨,等. 基于物联网和移动互联的二次设备运维技术研究与应[J]. 中国电力,2019,52(03):177-184.

欢迎投稿！ 欢迎订阅！ 欢迎刊登广告！