

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231014

# 基于四电平编码与弱光通信的极低功耗传光式电流互感器

徐文浩, 徐启峰, 谢楠

(福州大学电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

**摘要:** 针对传光式电流互感器高压侧现有的母线取能和激光供能方式存在供电死区、能量转换效率低、使用寿命不足等问题, 提出一种基于四电平编码与弱光通信的极低功耗光电传输系统方案。首先, 设计三态门电路将信号采集模块的采样时钟和数据信号叠加为一个四电平信号。然后, 利用超高亮度且极低功耗的LED将四电平信号转换为光信号并通过光纤传输至低压侧。最后, 在低压侧通过高灵敏度雪崩光电二极管探测器进行弱光检测后输入解码电路实现信号解码。将极低功耗光电传输系统应用于传光式电流互感器中进行实验验证, 测量结果满足0.2级精度要求, 系统高压侧的平均功耗可降低至3.91 mW, 保证测量精度的同时大幅降低了功耗。由于高压侧的功耗极低, 故可采用大容量电池或小功率光伏系统等可靠供能方案, 从而解决了高压侧的供能问题, 提高了系统的稳定性和可靠性。

**关键词:** 传光式电流互感器; 极低功耗; 三态门四电平编码; 弱光通信; 信号解码

## An ultra-low power optical current transformer based on four-level coding and weak-light communication

XU Wenhao, XU Qifeng, XIE Nan

(School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** The existing busbar energy extraction and laser energy supply methods on the high-voltage side of a light-transmitting current transformer suffer from the problems of power supply dead zones, low energy conversion efficiency, and insufficient service life. Thus an ultra-low power optoelectronic transmission system scheme based on four-level coding and weak light communication is proposed. First, a three-state gate circuit is designed to encode the sampling clock and data signal of the signal sampling module into a four-level signal. Then, the four-level signal is converted into an optical signal and transmitted to the low-voltage side through an optical fiber using an ultra-high brightness and ultra-low power LED. Finally, the signal is decoded at the low voltage side using a high-sensitivity avalanche photodiode detector for weak light detection and then input to the decoding circuit. The ultra-low power system is applied to the light-transmitting current transformer for experimental verification. The results show that it can meet the requirements of 0.2-level accuracy, and the average power consumption of the high-voltage side can be reduced to 3.91 mW. Because of the ultra-low power consumption of the system, the high-voltage side can adopt a reliable energy supply scheme such as a large-capacity battery or low-power photovoltaic system. This solves the problem of power supply and improves stability and reliability.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No.51807030 and No. 51977038).

**Key words:** light-transmitting current transformer; ultra-low power; three-state gate four-level coding; weak-light communication; signal decoding

## 0 引言

基于低功率电流互感器和光电传输系统的传光

型电子式(传光式)电流互感器, 因其绝缘成本低、易于数字化、动态范围大、频率响应高等优点<sup>[1-4]</sup>, 这种新型互感器已成为未来智能电网一次测量设备发展的主要方向<sup>[5-8]</sup>。

光电传输系统是传光式电流互感器的重要组成部分, 用于其高压侧和低压侧之间的信号传输, 系

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51807030, 51977038); 福建省科技厅引导性项目资助(2017H0013)

统的高压侧部分包含微控制器、电光转换器、模数转换器等模块。由于这些模块均为有源器件,且所处环境的电势极高,无法采用常规的供能方案,因此高压侧的供能方案是系统设计时需要重点考虑的问题。

目前传光式电流互感器的光电传输系统主要采用的供能方案如下。

1) 采用母线取能的光电传输系统。文献[9]提出一种从一次侧母线提取能量的电子式电流互感器(electronic current transformer, ECT)光电传输系统。该系统采用非晶材料制作线圈铁芯及双铁芯并行的工作方式,其供电电路能提供一个5 V的输出,可将供电功率扩大到150 mW以上。但母线取能方案存在取能线圈铁芯饱和问题和供电死区,当母线电流较小时,电源的输出功率低,无法满足高压侧的供能需求。

2) 采用激光供能的光电传输系统。文献[10]设计了一套用于激光供能 ECT 的低功耗光电传输系统。系统采用微处理器芯片作为控制核心,并采用分时复用的方式通过上行和下行两条光纤完成能量和控制信号的传输,激光器工作在恒流驱动下,电源能够提供不低于350 mW的功率输出。然而,激光供能却存在如下问题:激光器和光电能量转换效率限制了供能系统的输出功率,若增大激光功率可能会烧蚀光伏电池,造成不可逆的损伤;大功率的激光器价格昂贵,成本较高;系统易受环境温度影响,随着使用时间增加转换效率不断降低,使用寿命有限<sup>[11-12]</sup>。

为解决传光式电流互感器的高压侧供能问题,相关研究人员已经提出了如下的优化方案。

文献[13]提出一种铁芯双端开气隙的母线取能线圈,能够降低损耗和避免线圈饱和。文献[14]提出一种基于七级电荷泵电路的 ECT 供电电源,采用超级电容存储电荷泵转移的电荷,电源样机能够在输电线电流为1 A时,为负载提供足够能量。文献[15]设计了一种最大连续传输功率为6.2 W的激光供能系统,通过对光源进行振幅调制同时实现数据传输,不仅能够提供较大的功率输出,还保证了高传输速率。

虽然上述方案针对供能方案进行了优化设计,但仍存在不足之处:取能线圈的饱和问题并未彻底解决、激光器的使用寿命低等,在一定程度上会影响光电传输系统的稳定性和可靠性。因此在供能方式受到限制的情况下,光电传输系统的低功耗是设计的关键。文献[16-17]所提的设计方案可将光电传输系统的高压侧功耗降低至40 mW。此外,集成传

感器电路<sup>[18]</sup>和无线通信发射器<sup>[19-20]</sup>领域的快速发展,为实现光电传输系统的极低功耗设计提供了新思路。

本文提出一套应用于传光式电流互感器的极低功耗光电传输系统。系统采用一系列极低功耗技术:选用数字逻辑芯片设计时钟信号电路控制模数转换器(analog digital converter, ADC)采样;同时提出一种基于三态门电路的信号编码方式,该方法将采样时钟和数据信号叠加编码为一个四电平信号,仅通过一路光纤传输至低压侧进行信号解码;此外,在高压侧和低压侧分别采用超高亮度且极低功耗的发光二极管(light emitting diode, LED)和高灵敏度雪崩光电二极管探测器来实现光/电信号的转换。经过实验测试和校准测量,结果表明该设计方案可大幅度降低传光式电流互感器高压侧的功耗,同时保证测量精度和各项通信指标良好。

## 1 极低功耗光电传输系统

极低功耗光电传输系统结构如图1所示,信号采集模块负责采集母线电流并进行模数转换。随后,将数字输出(digital out, DOUT)信号和串行时钟(serial clock, SCLK)信号输入至信号编码与发射模块,再将编码信号转换成光信号后通过光纤传输至低压侧的解码模块。

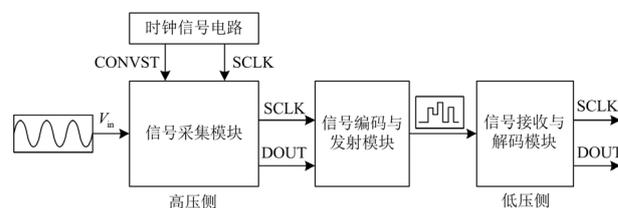


图1 极低功耗光电传输系统结构图

Fig. 1 Architecture diagram of ultra-low power optical communication system

现有文献提出的设计中,系统的控制核心通常为复杂可编程逻辑器件(complex programmable logic device, CPLD)或微处理器芯片等<sup>[16-17]</sup>,其主要实现信号采样和光纤通信编码的功能,普遍功耗较大。为实现极低功耗的设计目标,时钟信号电路采用极低功耗的数字逻辑芯片设计,用于产生ADC的使能信号(conversion start, CONVST)和SCLK信号,此外,还提出一种新的信号编码方式及实现电路,以此取代功耗较大的微处理器芯片。

### 1.1 四电平编码与实现电路

可见光通信主要采用开关键控,脉冲宽度调制,脉冲位置调制等编码方式<sup>[21]</sup>。模数转换器的信号传

输包括 CONVST、SCLK 和 DOUT 信号，其中 CONVST 决定的采样时刻，可以由 SCLK 的第一个脉冲的上升沿时刻决定，在其上升沿数据经 DOUT 引脚输出。因此三路信号仅传输 SCLK 和 DOUT 两路即可，但仍需要两套光纤传输设备。

为了进一步降低功耗，本文提出一种基于三态门电路的四电平编码方式。该方法将 SCLK 信号和 DOUT 信号叠加为一个四电平信号，仅采用一路光纤传输线路实现三线 SPI、16 位数字信号的实时传输，同时解决高压侧与低压侧的信号对时问题。

三态门四电平编码的电路实现如图 2(a)所示，其中  $R_1$  和  $R_2$  电阻值不同。当 SCLK 和 DOUT 均为低电平时，三态门 1 和三态门 2 的输出  $Y_1$  和  $Y_2$  也为低电平，此时 LED 驱动电流为 0；当 SCLK 和 DOUT 一个为高电平，另一个为低电平时，则  $Y_1$  或  $Y_2$  其中一个为高电平，另一个为高阻态 (Z)，由于限流电阻不同，使得 LED 电流处于状态 1 或 2；当 SCLK 和 DOUT 均为高电平时， $Y_1$  和  $Y_2$  的输出也为高电平，此时限流电阻值为  $R_1//R_2$ ，使得 LED 电流处于状态 3。电路原理仿真结果如图 2(b)所示，图中的

波形从上到下分别为 DOUT 和 SCLK 信号的电压以及 LED 的电流。

采用三态门电路的原因是：若  $Y_1$  和  $Y_2$  两个信号一高一低，则高电平信号端会流入低电平信号端造成短路，不仅会造成数字逻辑损坏，还会带来额外功耗，因此在两个信号的串联电阻前接三态门避免信号回流。三态门的输入输出满足关系式(1)，真值表如表 1 所示。

$$\begin{cases} \overline{OE_1} = \overline{SCLK} \cdot \overline{DOUT} \\ OE_2 = DOUT \\ Y_1 = OE_1 \cdot SCLK + \overline{OE_1} \cdot Z \\ Y_2 = OE_2 \cdot DOUT + \overline{OE_2} \cdot Z \end{cases} \quad (1)$$

式中：SCLK、DOUT、 $OE_1$ 、 $OE_2$  均为输入； $Y_1$  和  $Y_2$  均为输出；符号“+”和“·”分别表示“或”和“与”逻辑运算；上划线表示逻辑“非”运算。

表 1 三态门四电平编码电路真值表

Table 1 Three-state gate four-level coding truth table

SCLK	DOUT	输出 $Y_1$	输出 $Y_2$	等效限流电阻 $R$	四电平状态
0	0	0	0	—	0
0	1	Z	1	$R_2$	1
1	0	1	Z	$R_1$	2
1	1	1	1	$R_1//R_2$	3

### 1.2 阻值分析

关于限流电阻的阻值选取，需同时考虑功耗以及叠加后四种电平信号的区分度，分析如下。

PN 结是 LED 的核心组成部分，对于半导体 PN 结之间的非线性伏安特性曲线的变化趋势，可以用肖克来方程的幂函数来表示<sup>[22]</sup>，如式(2)所示。

$$I_{LED} = I_S \left( e^{\frac{qV_{LED}}{NkT}} - 1 \right) \quad (2)$$

式中： $V_{LED}$  和  $I_{LED}$  分别表示 LED 的前向电压和驱动电流； $I_S$  为 LED 的反向饱和电流； $q$  为电子的电荷量； $N$  为发射系数； $k$  为玻尔兹曼常数； $T$  为 LED 的结温度(单位 K)。

电压源电压  $V_{DVDD}$  为

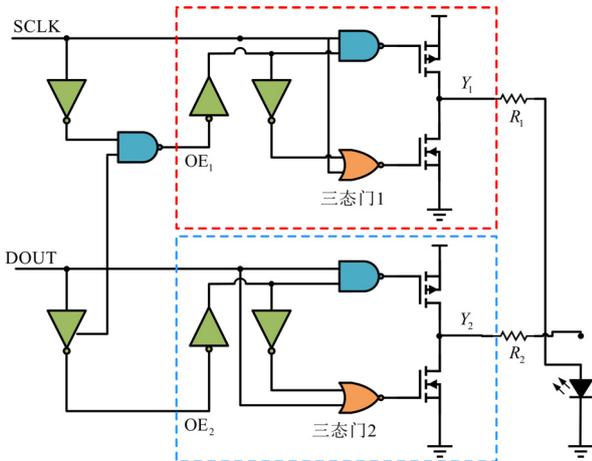
$$V_{DVDD} = V_{LED} + I_{LED} R_x \quad (3)$$

式中， $R_x$  为限流电阻，下标  $x = a, b, c$ 。

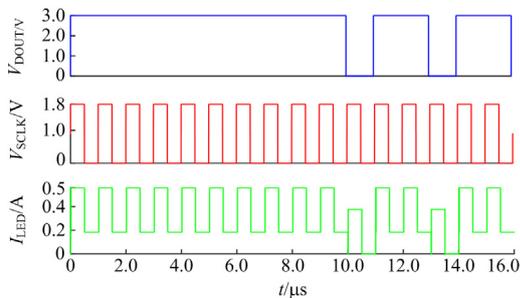
又 LED 的前向电压  $V_{LED}$  和电流  $I_{LED}$  满足关系式(3)，根据式(2)和式(3)可得到式(4)。

$$V_{DVDD} = \frac{NkT}{q} \ln \left( \frac{I_{LED_x}}{I_S} + 1 \right) + I_{LED_x} R_x \quad (4)$$

式中， $I_{LED_x}$  为限流电阻  $R_x$  对应的 LED 电流。限流



(a) 编码电路实现



(b) 编码电路仿真结果

图 2 编码电路原理

Fig. 2 Coding circuit schematic

电阻  $R_a$ 、 $R_b$  和  $R_c$  的取值如式(5)所示。

$$\begin{cases} R_a = R_1 \\ R_b = R_2 \\ R_c = R_2 // R_1 \end{cases} \quad (5)$$

经过实际测量得到 LED 的伏安特性曲线和电流-光功率曲线如图 3 所示。

综上, 可根据 LED 的伏安特性曲线和电流-光功率曲线选择合适的 LED 电流值代入式(4), 计算得到限流电阻的理论值, LED 各项数据如表 2 所示。

根据计算得到的理论值结合实际可选择的电阻值, 选择  $R_1$  和  $R_2$  的阻值大小分别为  $300 \Omega$  和  $470 \Omega$ 。表 2 中测得的数据为直流电压驱动, 在实际系统中, 由数字电平直接驱动 LED。

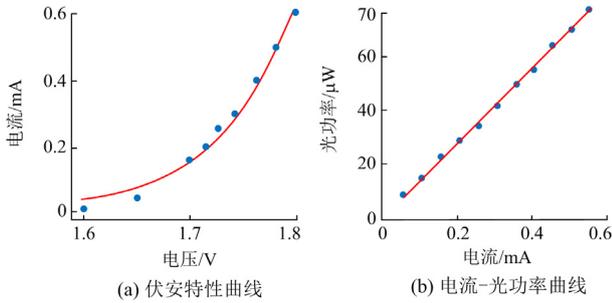


图 3 LED 电流与电压、光功率之间的关系( $T = 27 \text{ }^\circ\text{C}$ )

Fig. 3 Relationship between LED current and voltage and optical power ( $T = 27 \text{ }^\circ\text{C}$ )

表 2 LED 各项数据  
Table 2 Data of LED

电压/V	电流/mA	功耗/mW	光功率/ $\mu\text{W}$	理论阻值/ $\Omega$
1.711	0.191	0.33	22	466
1.729	0.256	0.44	31	277
1.745	0.319	0.56	40	172

### 1.3 弱光通信

1) 光电转换模块: 该模块是高压侧电路中功耗最大的部分。在电力系统和电子式互感器中, 通常采用 Avago 公司生产的 HFBR-1414 作为光电转换器, 但由于驱动电流较大, 无法由数字逻辑芯片直接驱动, 需要借助 MOSFET 或缓冲逻辑驱动器如 74F3037 等进行驱动。实际使用功耗还需考虑光通信的距离长短、光纤的尺寸大小等因素影响。文献 [16] 提出了一种改进的驱动电路, 在通信距离 200 m 内, 将 LED 的导通电压降低至 1.45 V, 驱动电流为 12 mA, 虽大大提升了电能的利用率, 但不适用于极低功耗的设计。

2) 光纤: 电力系统里通常采用多模光纤, 芯径

和包径尺寸为分别为  $62.5 \mu\text{m}$  和  $125 \mu\text{m}$ , 与 HFBR-1414 的耦合率为 3%。当驱动电流为 60 mA, 带宽为 32 MHz, 传输速率最高可达到 160 MBd。而传输速率最高的是单模光纤, 如果不采用波分复用技术, 仅考虑单色光, 其传输带宽也比多模光纤大得多, 但其光纤芯径极小, 对光源的准直性要求极高, 必须采用激光光源, 而 LED 光源的准直性差, 采用单模光纤的耦合率太低。未来采用硅半导体工艺的量子点激光器与硅(红外)光波导技术的进一步发展, 可以解决上述问题。

3) 光电转换模块: 通常可以采用光电二极管(photo diode, PD), 雪崩二极管(avalanche photo diode, APD), 光电倍增管等。PD 是最常用的光电转换设备, 以 Thorlabs 公司生产的 FDS02 为例, 光电响应上升/下降时间为 47/276 ps, 可以实现 1 GHz 光脉冲信号的光电转换。但存在以下问题:

① 信号噪声的抑制问题, 如果使用低通滤波器, 会显著降低带宽。

② 增益系数有限, 通常采用  $100 \text{ K}\Omega$  跨导电阻, 光电响应为  $0.48 \text{ A/W}$ , 则增益为  $4.8 \times 10^4 \text{ V/W}$ , 针对弱光信号的放大率有限。

故 PD 难以在兼顾增益系数的前提下保证足够的带宽, 适合需要快速响应但增益要求不高的应用, 而 APD 能够实现内部雪崩放大效应, 从而显著提高增益, 因此被广泛应用于弱光通信设计中。

基于上述考虑, 为了有效降低高压侧功耗, 同时兼顾通信质量, 设计出由超高亮 LED、大芯径光纤和 APD 组成的弱光通信系统。

超高亮 LED 采用分立式的环氧树脂封装, 发散角为  $\pm 10^\circ$ , 中心波长为 640 nm, LED 结电容为 55 pF。经过实际测量, 当电压为 1.8 V、限流电阻为  $300 \Omega$  时, 前置电压和电流分别为 1.72 V 和 256  $\mu\text{A}$ 。其功耗  $P_{\text{LED}}$  理论计算如式(6)所示, 前一项为直流功耗, 后一项为交流功耗。

$$P_{\text{LED}} = \frac{1}{2} V_{\text{LED}} I_{\text{LED}} + \frac{1}{2} V_{\text{LED}}^2 C_{\text{LED}} f_m \quad (6)$$

式中:  $C_{\text{LED}}$  为 LED 结电容;  $f_m$  为信号频率。

在频率为 1 MHz, 占空比为 0.5, 幅值为 1.8 V 的时钟信号驱动下, LED 功耗仅为 0.22 mW, 其中交流功耗仅为 0.1  $\mu\text{W}$ , 可忽略不计。而在实际的四电平信号驱动下, LED 仅在每段四电平信号持续时间即 16 个时钟周期内不断亮/灭变化, 其余大部分时间处于关断状态, 故实际使用功耗更低。

为了尽可能增大 LED 和光纤的耦合效率, 传输光纤采用长度为 2 m 的大芯径( $600 \mu\text{m}$ )光纤(上海复亨, FIB-600-12FCNIR), 二者之间的耦合采用平凸

透镜和FC/PC接口的非球面镜激光准直器(F280FC-780),实际测得LED与光纤耦合效率为2.25%。

雪崩二极管光电探测器采用Thorlabs公司生产的温度补偿型APD130A2,其最大转换增益可达到 $2.5 \times 10^6$  V/W,带宽为50 MHz,使用温度范围为0~40 °C,最大响应波长为600 nm,满足探测要求。从光纤射出的发散光,仅有10%的光被探测面积 $1 \text{ mm}^2$ 的APD接收,有待优化。

### 1.4 电光转换模块温漂分析

本文选用超高亮LED作为电光转换模块,其稳定性关系到光纤传输系统的稳定性,当温度发生变化时,LED的性能可能受到影响,导致测量精度下降,由于厂家并未提供LED的温漂系数,故作如下分析。

由1.2节可知,当温度改变时,LED电压和电流值随之变化。根据式(2)和式(3)可推导出式(7)。

$$I_{LED} = I_s \left[ e^{\frac{q(V_{DVDD} - I_{LED}R_x)}{NkT}} - 1 \right] \quad (7)$$

对 $I_{LED}$ 进行求导,可以得到LED驱动电流的温漂表达式,如式(8)所示。式(8)仅考虑了 $I_{LED}$ 的温漂。其中,限流电阻 $R_x$ 的温漂为10 ppm,电压源 $V_{DVDD}$ 的输出误差为0.04%,温漂在-40~85 °C范围内可忽略。

$$\frac{dI_{LED}}{dT} = \frac{q(V_{DVDD} - I_{LED}R_x)(I_{LED} + I_s)}{Tq(I_{LED} + I_s) + NT^2k} \quad (8)$$

此外,为研究LED的温漂,进行了温度实验,如图4所示。设计了一个简易的LED加温结构,控制温度变化范围在25~85 °C,同时记录LED的电流和输出光功率随温度变化的情况。

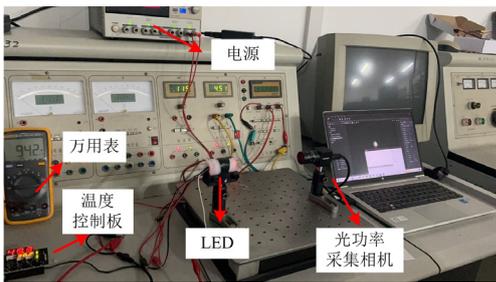
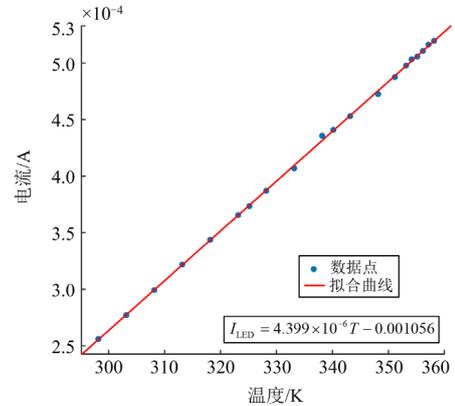


图4 温度实验图

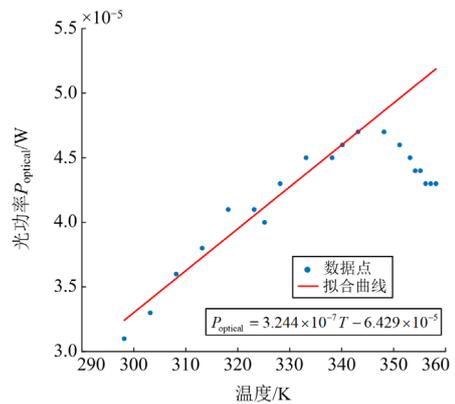
Fig. 4 Temperature experiment

将测得的实验数据进行拟合后的结果如图5所示。当 $V_{DVDD}$ 为1.8 V, $I_{LED}$ 为0.256 mA, $T$ 为300 K, $R_x$ 为300 Ω, $N$ 为2.785, $I_s$ 为 $9 \times 10^{-15}$  A时,由式(8)可得温漂系数的理论计算值为 $2.3 \times 10^{-5}$  A/K,表示当温度每增加1 K, $I_{LED}$ 的值变化20.3 μA。而实验

测得电流数据拟合后得到的温漂系数为 $4.4 \times 10^{-6}$  A/K,小于理论值。出射光功率的温漂系数为 $3.244 \times 10^{-7}$  W/K,当温度在350 K左右时,输出光功率饱和。



(a) 温度-电流关系曲线



(b) 温度-光伏功率曲线

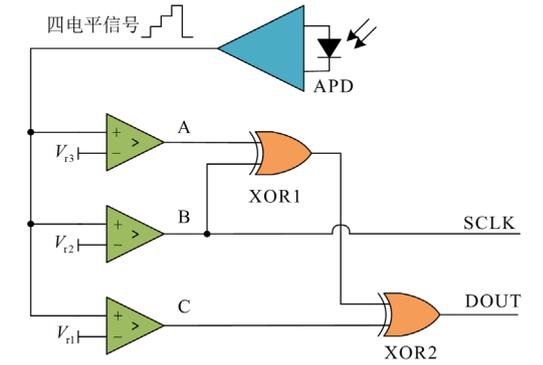
图5 LED电流和输出光功率随温度的变化关系  
Fig. 5 Relationship between LED current and optical power and temperature

## 2 低压侧四电平信号解码

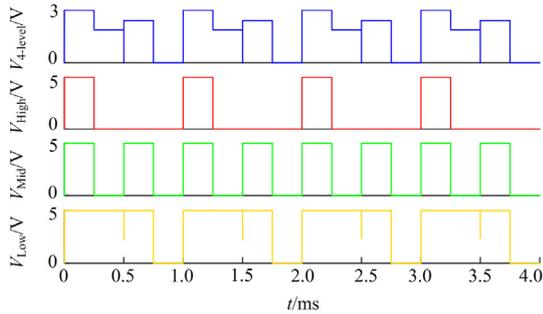
### 2.1 解码原理及电路实现

如图6(a)所示,SCLK和DOUT信号经过三态门电路编码后产生电压驱动信号,该信号驱动LED产生四电平光脉冲信号。光脉冲信号传输至低压侧后,通过APD光电转换成四电平电信号,再由解码电路还原为SCLK和DOUT信号后输入到FPGA进行下一步处理,产生FT3信号。其中,解码电路由3个比较器和2个异或门组成。

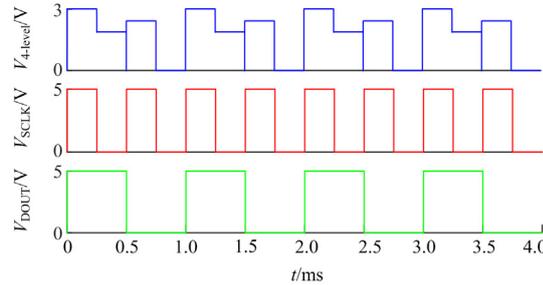
四电平信号在进入3个比较器的同相端后,分别输出高阈值信号A、中阈值信号B和低阈值信号C,3个阈值信号与SCLK、DOUT信号的数字逻辑运算满足式(9)。



(a) 解码电路实现



(b) 高、中、低阈值信号



(c) 解码后的SCLK和DOUT信号

图6 解码电路原理

Fig. 6 Principle of decoding circuit

$$\begin{cases} A = \text{SCLK} \cdot \text{DOUT} \\ B = \text{SCLK} + \text{SCLK} \cdot \text{DOUT} \\ C = \text{SCLK} + \text{DOUT} \end{cases} \quad (9)$$

输出的阈值信号再通过两个异或门得到 SCLK、DOUT 信号, 逻辑关系满足式(10), 电路原理仿真结果如图 6(b)和图 6(c)所示。3 个阈值数字信号 A、B、C 和解码后的 SCLK、DOUT 信号之间满足真值表 3。

$$\begin{cases} \text{SCLK} = B \\ \text{DOUT} = (A \oplus B) \oplus C \end{cases} \quad (10)$$

式中, “ $\oplus$ ” 表示为 “异或” 逻辑运算。

## 2.2 阈值电压分析

图 6(a)中  $V_{r1}$ 、 $V_{r2}$ 、 $V_{r3}$  分别为 3 个比较器的阈

表3 信号解码电路真值表

输入			输出	
A	B	C	SCLK	DOUT
1	1	1	1	1
0	1	1	1	0
0	0	1	0	1
0	0	0	0	0

值电压, 关于阈值电压的设定需要考虑以下情况。

① 温度影响: 当温度变化时, 会引起 LED 电流和输出光功率的变化从而导致低压侧 APD 输出的四电平信号的幅值发生变化。

② 时间延迟: 比较器在不同的阈值电压下延迟时间存在差异, 影响相位测量精度。

③ 噪声影响: 实际的四电平波形带有噪声信号, 容易造成比较器的误翻转, 影响测量准确度。

对四电平信号幅值的波动范围进行估算分析如下: 由 1.4 节实验得到 LED 输出光功率的温漂系数为  $0.3244 \mu\text{W}/^\circ\text{C}$ , 即当温度每变化  $1^\circ\text{C}$ , 输出光功率变化  $0.3244 \mu\text{W}$ 。又经实际测量, 光纤传输的耦合效率约为 2%, 采用的 APD 实际光电转换增益约为  $1.4 \times 10^6 \text{ V/W}$ 。APD 的光电转换如式(11)所示。

$$U = P \cdot G \quad (11)$$

式中:  $U$  为 APD 的转换电压;  $P$  为光纤末端出射光功率;  $G$  为光电转换增益。

由式(11)计算出 APD 输出四电平信号幅值的温漂系数约为  $0.009 \text{ V}/^\circ\text{C}$ 。根据 GB/T 20840 标准, ECT 正常使用的环境温度最高为  $40^\circ\text{C}$ , 以  $25^\circ\text{C}$  为基准, 考虑温度变化范围在  $20^\circ\text{C}$  左右, 可估算出四电平信号幅值受温度影响导致的波动范围在  $\pm 0.18 \text{ V}$ , 同时考虑噪声信号带来的波动范围在  $\pm 0.02 \text{ V}$  以内, 故四电平信号幅值的波动范围在  $\pm 0.2 \text{ V}$ 。

示波器实际观测到的部分四电平电压信号波形导出如图 7 所示。图中四电平信号虽有畸变但有一定的区分度, 具备解码还原的可能性, 图 7 的纵坐标表示四电平信号电压, 其中电平 1 和电平 2 的幅值差较小, 电平 2 和电平 3 的幅值差较大, 可适当增大阈值电压  $V_{r3}$ 。另外, 噪声信号主要集中在电平信号幅值最大区域, 而上升沿和下降沿的噪声信号较小。

由图 7 可知, 不同电平在跳变时的上升沿波形为指数型曲线而非理想方波, 故阈值电压的选取影响解码后 SCLK 信号和 DOUT 信号的延迟, 并对互感器的相位测量结果产生影响。为了计算延迟时间, 本文通过指数函数对上升波形进行拟合, 拟合公式如式(12)所示。计算过程为: 首先将图 7 中所示的

$V_{0 \rightarrow 1}$ 、 $V_{0 \rightarrow 2}$ 、 $V_{1 \rightarrow 3}$ 等上升波形数据进行处理,将初始电压和初始时间调整为0;通过式(12)对3种波形进行拟合,获取拟合参数;再将阈值电压值代入拟合后的表达式,反推出延迟时间 $t$ 。

$$V = a \left( 1 - e^{-\frac{t}{b}} \right) \quad (12)$$

式中: $V$ 为电压值; $a$ 、 $b$ 均为拟合参数。

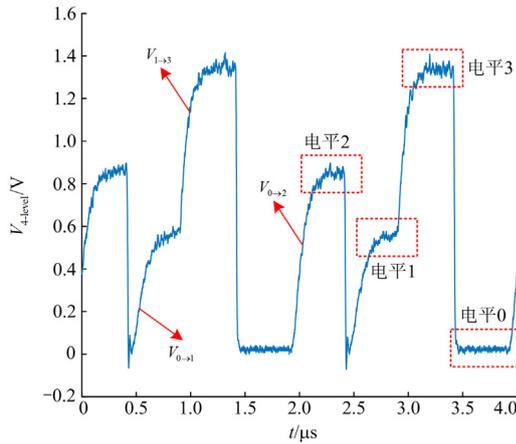


图7 四电平波形图

Fig. 7 Four-level waveform

拟合参数结果如表4所示,在综合考虑噪声、温漂和实验结果后,实际选择的3个阈值电压 $V_{r1}$ 、 $V_{r2}$ 和 $V_{r3}$ 分别为0.32 V、0.704 V和1.144 V。此外表4还给出了根据拟合表达式计算得到的波形 $V_{0 \rightarrow 1}$ 、 $V_{0 \rightarrow 2}$ 、 $V_{1 \rightarrow 3}$ 的延迟时间分别为102.35 ns、208.46 ns、70.88 ns,将其换算为相位角,结果分别为0.11'、0.22'、0.076'。根据相关的国家标准对0.2级准确度的电子式互感器的规定,测量结果的角差应小于10',而本文选择的比较器阈值电压对相位角误差的影响小于5%,可以忽略。

表4 拟合参数结果

Table 4 Results of fitting parameters

拟合波形	拟合参数 $a$	拟合参数 $b$	阈值电压/V	延迟时间/ns	相位角误差/(')
$V_{0 \rightarrow 1}$	0.592	$1.318 \times 10^{-7}$	0.32	102.35	0.11
$V_{0 \rightarrow 2}$	0.889	$1.328 \times 10^{-7}$	0.704	208.46	0.22
$V_{1 \rightarrow 3}$	0.765	$8.28 \times 10^{-8}$	1.144	70.88	0.076

### 3 实验验证

实验原理如图8所示,采用大电流发生器模拟电网实际运行工况,额定输出电流为300 A,频率为50 Hz;利用NT705互感器校验仪作为实验的检测装置,其采样精度为0.02%;选择标准电流互感器测得的模拟信号作为精度校验的基准,将其接入同

步模拟量采集卡,由低功率电流互感器(low power current transformer, LPCT)和极低功耗光电传输系统组成的传光式电流互感器测量输出FT3信号,再通过光纤将其接入到同步数字量采集卡。

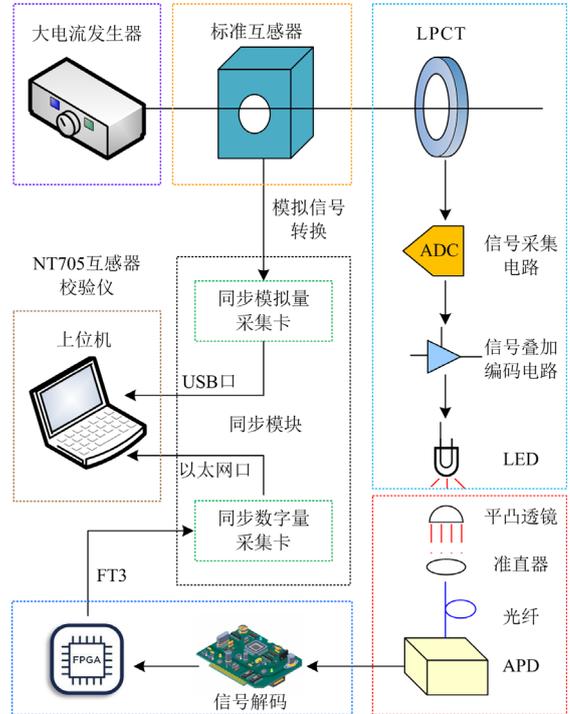


图8 实验原理

Fig. 8 Experimental principle

标准电流互感器和传光式电流互感器的信号在同步信号的控制下进行采集,以避免采样不同步造成的相位误差;校验仪通过通用串行总线(universal serial bus, USB)接口、以太网口和上位机通信,上位机的分析软件采用高精度算法,进行数据汇总及分析处理,得到互感器的比差和相位差。同时利用示波器观测到的信号波形如图9所示。

极低功耗光电传输系统实物如图10所示,系统高压侧主要包括:信号采集和编码电路组成的主电路板,其通过双绞线向LED输出四电平叠加信号,时钟信号电路作为子板连接在主电路板上。光信号通过平凸透镜、非球面镜准直器、光纤传输至低压侧。在低压侧多模光纤通过FC/PC接口直接与APD连接,APD的BNC接口输出转换后的四电平叠加信号,将转换后的四电平信号输入至到信号解码电路完成解码后,再通过FPGA进一步转变为FT3的数据帧格式。

#### 3.1 准确度实验

实验现场如图11所示。将标准互感器和LPCT分别接入大电流发生器的输出线,输出两个二次侧

电流, 分别作为基准信号和传光式电流互感器的采样信号。校验仪通过比较标准电流互感器的模拟信号和传光式电流互感器的数字信号, 获得比差和相位差数据。

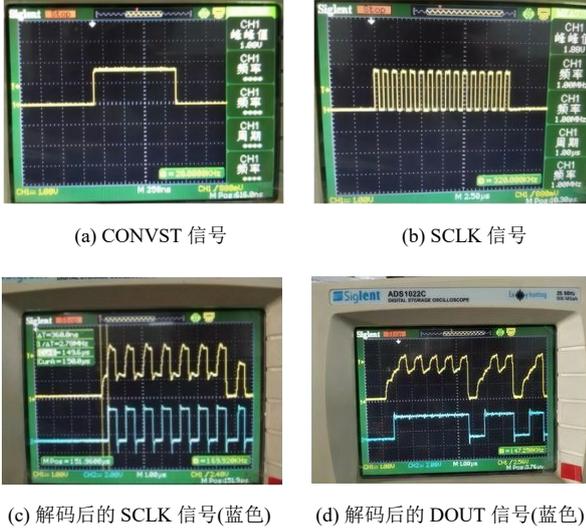


图 9 信号波形图

Fig. 9 Signal waveforms

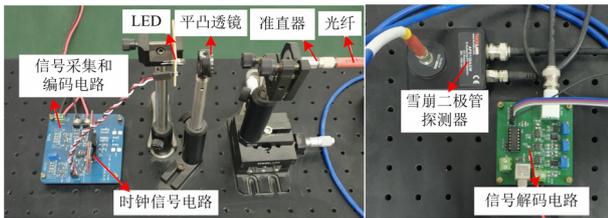


图 10 极低功耗光电传输系统实物图

Fig. 10 Ultra-low power optical transmission system



图 11 实验现场图

Fig. 11 Photograph of the experimental site

将本文提出的传光式电流互感器按照 GB/T 20840 标准的误差要求, 分别取额定电流的 120%、100%、20%和 5%进行了准确度实验。实验测量时间每次为 5 min, 同时监控系统电流, 获得的比差和角差数据如表 5 所示。传光式电流互感器的比差小于 $\pm 0.2\%$ , 角差小于 $\pm 10'$ , 都在标准规定的范围内, 满足 0.2 级准确度要求。

表 5 误差实验数据

额定电流百分比/%	比差/%	角差/(')
120	-0.0348	-1.109
100	-0.0437	-2.277
20	-0.0426	1.369
5	-0.0428	1.305

### 3.2 数字信号传输速率和系统通信指标测量

ADC 的信号采样率和数字信号传输速率取决于控制信号 CONVST 和 SCLK 频率, 实际信号如图 9(a)和图 9(b)所示, 信号频率可由示波器读出。

由于在信号的每个周期内, 只触发一次 ADC 采样, 而 ADC 的采样率为 20 kHz, 采样精度为 16 位, 因此数字信号传输速率为 320 Kbit/s。利用 MSOX3024T 示波器实际测量的信号采样率和数字信号传输速率如表 6 所示。

表 6 信号采样率和数字信号传输速率

Table 6 Signal sampling rate and signal transmission rate

名称	设计目标	实际测量
信号采样率/kHz	$\geq 20$	20
数字信号传输速率/(kbit/s)	$\geq 250$	320

另外, 光电传输系统的误码率可用校验仪检测, 当系统产生误码时, 将导致 ADC 的采样读数出错, 测量到的交流正弦波形发生畸变, 比差和角差数据出现异常。本次实验使用校验仪连续监测系统 2 h, 期间未出现波形畸变, 且测量的数据精度良好, 可说明测试时间内无误码产生。针对长期误码率, 则连续测量 12 h, 测得数据如表 7 所示。

表 7 系统的误码率检测数据

Table 7 BER detection data for systems

通信指标	设计目标	实际测量	测试时间/h
劣化分	$< 10\%$	0	2
误码秒	$< 8.0\%$	0	2
严重误码秒	$< 0.2\%$	0	2
长期误码率	$< 1 \times 10^{-9}$	0	12

系统误码率为 0 是由于系统在实验室条件下进行测试, 若在现场或者户外测试, 信号传输过程有出现误码的可能。针对信号抖动, 系统的时钟频率为 1 MHz, 因此 1 个单位间隔(unit interval, UI)为  $1 \mu\text{s}$ , 利用示波器观测得到系统的信号抖动为  $0.076 \mu\text{s}$ 。

### 3.3 高压侧功耗测试

在研究初期, 各模块设计了专用的电流测试端子, 后续为了结构更加紧凑将测试端子移除。各模块实际测得的功耗如表 8 所示。在表 8 中还将本文的方案与现有设计方案进行了功耗对比。相较于已

有方案，本文提出的极低功耗光电传输系统，各模块的功耗均被大幅降低，系统高压侧的总功耗为 3.91 mW，若采用一次性大容量电池供电可连续工作数年以上。

表 8 本文方案与现有方案的高压侧功耗对比

Table 8 Comparison of high voltage side power consumption between different designs

方案来源	各模块功耗/mW		总功耗/mW
	信号采集和编码	电光转换	
文献[16]	20	17.4	37.4
文献[17]	40	1	41
文献[23]	7.3	25	32.3
本文	3.14	0.77	3.91

### 3.4 校准测量

经福建省计量科学研究院依据测量用途电流互感器检定规程等校准方法对传光式电流互感器进行校准测量，同时测得在不同额定电流百分比下高压侧的供电电压和电流，得到的结果如表 9 所示。

表 9 校准测量结果

Table 9 Data of measurement

额定电流百分比/%	比差/%	角差/(°)	供电		功耗/mW
			电压/V	电流/mA	
120	0.014	1.55	3.502	0.702	2.46
100	0.013	3.12	3.502	0.723	2.53
20	0.038	14.06	3.502	0.855	2.99
5	0.019	20.84	3.502	0.896	3.14

由表 5 和表 9 可知，本次校验结果与误差实验数据相比，在额定电流为 5%和 20%的角差数据上有较大的差距，该误差主要来自比较器电路的触发延迟和硅振荡器的抖动，但总体校准结果良好。传光式电流互感器的高压侧平均功耗低于 3 mW，在保证各项指标的前提下，大幅度降低了功耗。

## 4 结论

本文提出的极低功耗光电传输系统设计方案应用于传光式电流互感器中，可有效降低其高压侧的功耗。该方案将信号采集模块的 SCLK 和 DOUT 信号经过三态门电路叠加为一个四电平信号后，驱动超高亮 LED 转换为光信号传输至低压侧，在低压侧通过比较器和门电路进行信号解码。同时采用高增益和高带宽的 APD 作为光电转换模块，搭配大芯径光纤、耦合透镜和准直器来实现弱光通信。经过实验验证和校准测量，系统高压侧的总功耗小于 5 mW，测量结果满足 0.2 级准确度要求，在系统连续工作的 2 h 内，无误码率出现，信号抖动为 0.076 μs。本文接下来的工作将进一步降低系统功耗并提高传

输速率。

## 参考文献

[1] 罗承沐, 张贵新, 王鹏. 电子式互感器及其技术发展现状[J]. 电力设备, 2007(1): 20-24.  
LUO Chengmu, ZHANG Guixin, WANG Peng. Electronic type instrument transformer and its present technical development manner[J]. Electrical Equipment, 2007(1): 20-24.

[2] 李宝伟, 文明浩, 石欣, 等. 基于有源电子互感器的输电线路等传变差动保护[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(21): 157-166.  
LI Baowei WEN Minghao, SHI Xin, et al. Current differential relay of a transmission line based on an active electronic transformer using value after an equal transfer processes[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(21): 157-166.

[3] 王宇, 孟令雯, 汤汉松, 等. ECT 采集单元积分回路的暂态特性改进及其检测系统研发[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(10): 98-104.  
WANG Yu, MENG Lingwen, TANG Hansong, et al. Improvement of transient characteristics and development of a testing system of an integration circuit in ECT acquisition unit[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(10): 98-104.

[4] 王鹏, 罗承沐, 张贵新. 基于低功率电流互感器的电子式电流互感器[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(4): 98-101.  
WANG Peng, LUO Chengmu, ZHANG Guixin. Electronic current transformer based on low-power current transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(4): 98-101.

[5] 陈佳旗, 贾春荣, 邸志刚, 等. 电子式电流互感器应用现状及发展趋势[J]. 电子测量技术, 2022, 45(17): 144-152.  
CHEN Jiaqi, JIA Chunrong, DI Zhigang, et al. Development status and challenges of electronic current transformer[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(17): 144-152.

[6] 杨信强, 李振华, 钟悦, 等. 基于变分模态分解和 CNN-GRU-ED 的超短期互感器误差预测[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(12): 68-77.  
YANG Xinqiang, LI Zhenhua, ZHONG Yue, et al. Ultra-short term transformer error forecast based on variational mode decomposition and CNN-GRU-ED[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(12): 68-77.

[7] 牛伟民, 樊艳芳, 侯俊杰, 等. 基于正序阻抗幅值比的风电场送出线路纵联保护[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 179-187.  
NIU Weimin, FAN Yanfang, HOU Junjie, et al. Pilot protection of wind farm transmission lines based on the positive sequence impedance amplitude ratio[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(16): 179-187.

[8] WU Yahui, DONG Xinzhou, MIRSAEIDI S. Modeling

- and simulation of air-gapped current transformer based on Preisach theory[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2017, 2(2): 111-121.
- [9] 任晓东, 陈树勇, 姜涛. 电子式电流互感器高压侧取能装置的设计[J]. *电网技术*, 2008, 32(18): 67-71.  
REN Xiaodong, CHEN Shuyong, JIANG Tao. Design of a high side energy extracting device for active electronic current transformer[J]. *Power System Technology*, 2008, 32(18): 67-71.
- [10] 邱红辉, 李立伟, 段雄英, 等. 用于激光供能电流互感器的低功耗光电传输系统[J]. *电力系统自动化*, 2006, 30(20): 72-76.  
QIU Honghui, LI Liwei, DUAN Xiongying, et al. Opt-electric transmission system of low power consumption for optically powered electronic current transformers[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2006, 30(20): 72-76.
- [11] 郑立, 郑文斌, 刘占元, 等. 激光供能技术的研究现状和发展[J]. *企业科技与发展*, 2022(2): 28-30.  
ZHENG Li, ZHENG Wenbin, LIU Zhanyuan, et al. Research status and development of laser energy supply technology[J]. *Sci-Tech & Development of Enterprise*, 2022(2): 28-30.
- [12] 王传川, 白世军, 李毅, 等. 低温环境下电子式电流互感器激光供电情况的分析与研究[J]. *高压电器*, 2020, 56(5): 135-142.  
WANG Chuanchuan, BAI Shijun, LI Yi, et al. Analysis and research on laser power supply condition of electronic current transformer under low temperature environment[J]. *High Voltage Apparatus*, 2020, 56(5): 135-142.
- [13] 杜林, 李欣, 雷静, 等. 电力电缆分布式测温系统取能电源研究[J]. *仪器仪表学报*, 2012, 33(2): 383-390.  
DU Lin, LI Xin, LEI Jing, et al. Research on draw-out power supply for power cable distribution temperature monitoring system[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2012, 33(2): 383-390.
- [14] 赵强松, 叶永强, 徐国峰, 等. 一种适用于小电流母线的电子式电流互感器供电电源[J]. *电力系统自动化*, 2015, 39(19): 121-125.  
ZHAO Qiangsong, YE Yongqiang, XU Guofeng, et al. Power supply of electronic current transformer for power bus with low current[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2015, 39(19): 121-125.
- [15] HELMERS H, ARMBRUSTER C, RAVENSTEIN M V, et al. 6-W optical power link with integrated optical data transmission[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(8): 7904-7909.
- [16] 邱红辉, 段雄英, 邹积岩. 基于LPCT的激光供能电子式电流互感器[J]. *电工技术学报*, 2008, 23(4): 66-72.  
QIU Honghui, DUAN Xiongying, ZOU Jiyuan. A laser powered electronic current transformer based on LPCT[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2008, 23(4): 66-72.
- [17] 陈昊. 一种自取能低功耗电子式电流互感器的设计[J]. *电气技术*, 2018, 19(12): 46-52.  
CHEN Hao. Design of low power electronic current transformer with self energy harvesting[J]. *Electrical Engineering*, 2018, 19(12): 46-52.
- [18] JOTSCHKE M, REICHEL P, OSSA W C, et al. Flexible multi-channel analog-frontend for ultra-low power environmental sensing[J]. *IEEE Open Journal of Circuits and Systems*, 2021, 2: 445-456.
- [19] JEONG D, LEE S, LEE H, et al. Ultra-low power direct-conversion 16 QAM transmitter based on Doherty power amplifier[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(7): 1-3.
- [20] KARAMI M A, MOEZ K. An ultra-low-power low-voltage WuTx with built-in analog sensing for self-powered WSN[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, 67(7): 2274-2287.
- [21] 王桂发, 郭梦月, 顾佳美, 等. 基于双电平脉冲宽度调制的低功耗可见光通信技术[J]. *光子学报*, 2021, 50(5): 139-150.  
WANG Guifa, GUO Mengyue, GU Jiamei, et al. Low Power consumption visible light communication technology based on bilevel pulse width modulation[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2021, 50(5): 139-150.
- [22] 赵鹏, 赵明敏, 刘冠辰, 等. 极端温度条件下电子式电流互感器采集卡电磁抗扰度性能的实验研究[J]. *电网技术*, 2020, 44(2): 718-724.  
ZHAO Peng, ZHAO Mingmin, LIU Guanchen, et al. Experiment research of ambient temperature on electromagnetic compatibility performance of electronic current transformer acquisition card[J]. *Power System Technology*, 2020, 44(2): 718-724.
- [23] 吴华斌, 王军, 方春恩, 等. 10 kV 低功耗光电电流互感器的研究[J]. *电力电子技术*, 2009, 43(9): 40-41, 63.  
WU Huabin, WANG Jun, FANG Chun'en, et al. Study of optical current transformer for 10 kV with low power consumption[J]. *Power Electronics*, 2009, 43(9): 40-41, 63.

收稿日期: 2023-08-06; 修回日期: 2023-11-16

作者简介:

徐文浩(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电子式互感器; E-mail: 1281505942@qq.com

徐启峰(1959—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力系统测量新技术; E-mail: ranger123098@163.com

谢楠(1985—), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向为光学电子式互感器。E-mail: t13056@fzu.edu.cn

(编辑 张颖)