

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.201543

# 基于激磁电流单周期内负半波持续时间特征的直流 剩余电流检测新型相位差法

王守相<sup>1,2</sup>, 李皓哲<sup>1,2</sup>, 刘琪<sup>1,2</sup>, 苏伟<sup>3</sup>, 王晨清<sup>3</sup>

(1. 天津大学智能电网教育部重点实验室, 天津 300072; 2. 天津市电力系统仿真控制重点实验室, 天津 300072;  
3. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103)

**摘要:** 针对直流剩余电流保护方法中传统的相位差法存在检测特征提取困难和硬件电路结构复杂的问题, 提出了一种基于激磁电流一个周期内负半波持续时间特征的直流剩余电流检测新型相位差法。该方法通过检测激磁电流负半波的持续时间在剩余电流出现前后的差值来检测直流剩余电流。首先对激磁电流进行半波整流处理, 将其负半波的持续时间转化为其幅值为零的时间。然后通过检测其幅值为零的持续时间在剩余电流出现前后的差值达到测量目的。基于该方法完成了直流剩余电流互感器硬件电路的设计, 并通过实验验证了此方法的有效性。

**关键词:** 直流剩余电流; 磁调制原理; 相位差法; 检测特征

## A new phase difference method for DC residual current detection based on the characteristic of the duration of the exciting current negative half wave in a period

WANG Shouxiang<sup>1,2</sup>, LI Haozhe<sup>1,2</sup>, LIU Qi<sup>1,2</sup>, SU Wei<sup>3</sup>, WANG Chenqing<sup>3</sup>

(1. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China;  
2. Tianjin Key Laboratory of Power System Simulation and Control, Tianjin 300072, China;  
3. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Nanjing 211103, China)

**Abstract:** The traditional phase difference method finds it difficult to extract detection features and the hardware circuit structure is complex in the DC residual current protection method. Thus a new phase difference method for DC residual current detection based on the characteristic of the duration of the exciting current negative half wave in a period is proposed. In this method, the difference between the duration of negative half wave of excitation current before and after the appearance of residual current is detected to detect DC residual current. First, the excitation current is rectified by half wave, and the duration of negative half wave is converted into the duration of zero amplitude excitation current. Then, the difference between the duration before and after the appearance of residual current is detected to achieve the purpose of measurement. Based on this method, the hardware circuit of a DC residual current transformer is designed, and the effectiveness of this method is verified by experiment.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2018YFB0904700).

**Key words:** DC residual current; magnetic modulation principle; phase difference method; detection feature

## 0 引言

随着电动汽车充电桩、数据中心等直流型负荷的日益增多, 以及光伏等直流型分布式电源的大量接入, 直流配用电系统显现出诸多优势<sup>[1-3]</sup>, 例如, 减少电能变换环节, 降低线路损耗, 提高电能质量

等, 具有广阔的发展前景<sup>[4-6]</sup>。直流配用电系统的发展离不开保护设备的支撑<sup>[7-9]</sup>。在直流用电系统中, 漏电流是造成人身触电及电气火灾的主要诱因, 是直流用电系统安全用电面临的十分突出的问题。

目前, 国内外普遍采用剩余电流保护技术对漏电火灾和人身触电事故进行防护<sup>[10-11]</sup>。直流剩余电流保护技术与交流剩余电流保护技术原理不同<sup>[12]</sup>, 现有的直流剩余电流互感器大多采用有源传感器技

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2018YFB0904700)

术,例如霍尔原理和磁调制原理<sup>[13-23]</sup>。霍尔电流互感器由于磁芯中存在气隙,极易受到外界大电流磁场的干扰而使检测误差增大<sup>[15]</sup>;磁调制式电流互感器具有零漂低、检测精度高、线性度高、灵敏度高等优势,更适合直流剩余电流保护,其包括直流分量法<sup>[15-16]</sup>、相位差法<sup>[17-20]</sup>、倍频法<sup>[21]</sup>等。其中,相位差法通过对磁调制器输出信息中的相位变化进行测量,并可以与单片机等处理器相结合,具有精度高、易于数字化、抗干扰能力强的优点。

文献[17]提出了基于电流型磁调制原理的相位差法,先将检测绕组输出电压方波信号进行整形处理,再利用单片机系统测量相位差,电路结构相对简单,测量精度高,但是在实际应用中,其受到磁芯磁化曲线的非线性及噪声的干扰等因素的制约。文献[18]采用电压型磁调制原理的相位差法测量穿心直流电流,阐述了传感器设计的关键点,该互感器的信号处理电路包含无限增益滤波器、比例放大器、低通滤波器等。文献[19]在文献[18]的基础上,针对方波激磁电路的参数进行误差分析,并通过优化参数设计,提升了装置的性能,但未涉及复杂信号处理电路的简化。文献[20]提出了一种基于单片机控制检测的性能改善方案,将检测点的电压信号直接输入单片机自带的比较器,并设置阈值,以产生中断信号,同时由单片机控制全桥结构驱动励磁回路,并实现零磁通反馈控制,测试精度较高,但该方法的电路结构仍较复杂,对单片机软件编程能力要求较高。

综上所述,传统的相位差法存在检测特征提取困难和硬件电路结构复杂等缺陷。针对以上问题,本文提出了一种基于激磁电流一个周期内负半波的持续时间检测特征的新型相位差法,通过检测激磁电流负半波的持续时间在剩余电流出现前后的差值达到测量目的,同时设计了相应的硬件电路,验证了此方法的有效性。

## 1 电压型磁调制式剩余电流检测原理

基于电压型磁调制原理的磁调制式剩余电流互感器如图1所示,其主要由环形磁芯、运算放大器、采样电阻 $R_s$ 、阈值电压设置电阻 $R_1$ 和 $R_2$ 组成<sup>[11]</sup>。互感器磁芯上绕有一个二次绕组,既作为激磁绕组,又作为检测绕组,其匝数为 $N_2$ ;采用运算放大器输出的方波电压作为互感器的激磁电压源。

线路中的直流剩余电流是指正负导线中的差值电流,即 $i_p = i_L + i_N$ ,正常情况下被测电流 $i_p = 0$ 。

1) 当被测电流为零时,即( $i_p = 0$ ),此时,激磁电流 $i(t)$ <sup>[11]</sup>的表达式为

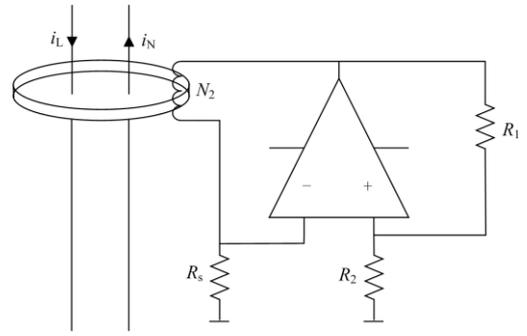


图1 电压型磁调制式剩余电流互感器工作原理

Fig. 1 Operating principle of voltage type magnetic modulation residual current transformer

$$i(t) = \begin{cases} I_H - (I_H + I_s)e^{-\frac{t}{\tau}}, & 0 \leq t \leq t_1 \\ -I_H + \frac{(I_H + I_s)^2}{(I_H - I_s)}e^{-\frac{t}{\tau}}, & t_1 \leq t \leq t_1 + t_2 \end{cases} \quad (1)$$

其中,

$$\begin{cases} t_1 = \tau \ln \frac{I_H + I_s}{I_H - I_s} \\ t_2 = \tau \ln \frac{I_H + I_s}{I_H - I_s} \\ \tau = \frac{L}{R_s} \\ I_H = \frac{U_H}{R_s} \\ I_s = \frac{H_s \cdot l}{N_2} \\ L = \frac{\mu' N_2^2 S}{l} \\ l = \frac{\pi}{2}(D + d) \\ S = \frac{\pi[(D/2)^2 - (d/2)^2] \cdot h}{l} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $H_s$ 为磁芯的饱和区与线性区的临界点; $I_s$ 为 $H_s$ 对应的励磁电流; $I_H$ 为激磁电压最大值 $U_H$ 对应的激磁电流最大值; $L$ 为磁芯在线性阶段的电感值; $\mu'$ 是磁芯工作在线性区对应的磁导率; $l$ 为磁芯的平均磁路长度; $S$ 为磁芯的有效横截面积; $D$ 和 $d$ 分别为磁芯的外径和内径; $h$ 为磁芯的高度。

激磁电流的周期 $T$ 为

$$T = t_1 + t_2 = 2\tau \cdot \ln \left( \frac{I_H + I_s}{I_H - I_s} \right) \quad (3)$$

由式(2)和式(3)可知,在一个周期内,激磁电流

上升阶段的时间  $t_1$  和下降阶段的时间  $t_2$  相等, 并且均为激磁电流周期  $T$  的一半。

2) 当被测直流电流不为零时, 即( $i_p \neq 0$ ), 此时, 激磁电流  $i(t)$ <sup>[11]</sup> 的表达式为

$$i(t) = \begin{cases} I_H - (I_H + I_s + I_p)e^{-\frac{t}{\tau}}, & 0 \leq t \leq t'_1 \\ -I_H + \frac{(I_H + I_s + I_p)(I_H + I_s - I_p)}{(I_H - I_s + I_p)} e^{-\frac{t}{\tau}}, & t'_1 \leq t \leq t'_1 + t'_2 \end{cases} \quad (4)$$

其中,

$$\begin{cases} t'_1 = \tau \ln \frac{I_H + I_s + I_p}{I_H - I_s + I_p} \\ t'_2 = \tau \ln \frac{I_H + I_s - I_p}{I_H - I_s - I_p} \\ I_p = \frac{i_p}{N_2} \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $I_p$  为被测电流  $i_p$  归算到二次侧的值。

此时, 激磁电流的周期  $T'$  为

$$T' = t'_1 + t'_2 = \tau \ln \frac{(I_H + I_s)^2 - I_p^2}{(I_H - I_s)^2 - I_p^2} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可知, 当被测电流不为零的直流电流时, 激磁电流在一个周期内上升阶段的时间  $t'_1$  不等于下降阶段的时间  $t'_2$ , 并且上升阶段的时间略小于下降阶段的时间。

## 2 基于激磁电流单周期内负半波持续时间检测特征的新型相位差法

### 2.1 新型相位差法原理

由前文分析可知, 当存在直流剩余电流时, 激磁电流在一个周期内上升阶段的时间、下降阶段的时间、下降阶段的时间与上升阶段的时间的差值和激磁电流的周期均发生变化, 理论上可选用上述任何一个变化量作为检测特征。但是获取上述特征量需要结合波形的上升(或下降)沿或峰值等信息, 所需信号处理电路较复杂。

为了降低检测难度, 简化电路结构, 本文提出了一种基于激磁电流一个周期内负半波的持续时间检测特征的新型相位差法。该方法通过检测激磁电流负半波的持续时间在剩余电流出现前后的差值达到测量目的。

电压型磁调制式剩余电流互感器中激磁电流  $i(t)$  的波形如图 2 所示。

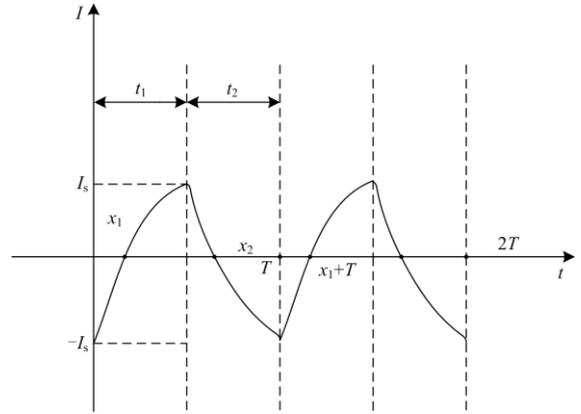


图 2 激磁电流的波形

Fig. 2 Waveform of exciting current

根据式(1), 可求出被测电流为零时, 激磁电流  $i(t)$  在一个周期内与时间横轴交点的横坐标  $x_1$ 、 $x_2$  分别为

$$x_1 = \tau \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_s}{I_H} \right) \quad (7)$$

$$x_2 = \tau \cdot \ln \left[ \frac{(I_H + I_s)^2}{I_H(I_H - I_s)} \right] \quad (8)$$

则  $i(t)$  一个周期内负半波的持续时间  $t_0$  为

$$t_0 = T - (x_2 - x_1) = \tau \ln \left( \frac{I_H + I_s}{I_H - I_s} \right) \quad (9)$$

同理, 根据式(4)可求出存在被测直流电流时,  $i(t)$  在一个周期内与时间横轴交点的横坐标  $x'_1$ 、 $x'_2$  分别为

$$x'_1 = \tau \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_s + I_p}{I_H} \right) \quad (10)$$

$$x'_2 = \tau \cdot \ln \left[ \frac{(I_H + I_s + I_p)(I_H + I_s - I_p)}{I_H(I_H - I_s + I_p)} \right] \quad (11)$$

则  $i(t)$  一个周期内负半波的持续时间  $t'_0$  为

$$t'_0 = T' - (x'_2 - x'_1) = \tau \cdot \ln \left( \frac{I_H + I_s + I_p}{I_H - I_s - I_p} \right) \quad (12)$$

由式(9)和式(12)可知, 出现被测直流电流前后,  $i(t)$  一个周期内负半波的持续时间不同, 这两者的差值  $\Delta t_0$  为

$$\Delta t_0 = t'_0 - t_0 = \tau \cdot \ln \left[ \frac{(I_H + I_s + I_p)(I_H - I_s)}{(I_H - I_s - I_p)(I_H + I_s)} \right] \quad (13)$$

由式(2)可知,  $\tau$ 、 $I_H$  和  $I_s$  均与磁芯以及电路参数有关, 当磁芯尺寸和材质、激磁电压的最大值  $U_H$ 、采样电阻  $R_s$  等电路参数被选定后,  $\tau$ 、 $I_H$  和  $I_s$  均为

常数, 此时,  $\Delta t_0$  只与  $I_p$  有关。

由式(13)可知,  $I_p$  取值范围为:  $-I_H - I_s < I_p < I_H - I_s$ , 当被测电流为零时, 即  $I_p = 0$ ,  $\Delta t_0 = 0$ , 说明被测电流为零时, 激磁电流一个周期内负半波的持续时间不变。当被测直流电流不为零时, 即 ( $I_p \neq 0$ ), 分两种情况讨论: 当  $0 < I_p < I_H - I_s$  时,  $\Delta t_0 > 0$ , 当  $-I_H - I_s < I_p < 0$  时,  $\Delta t_0 < 0$ , 故  $\Delta t_0$  可以反映被测直流电流的大小和方向。

因此, 通过检测出现直流剩余电流前后, 激磁电流一个周期内负半波的持续时间的差值  $\Delta t_0$  来实现对直流电流的检测, 这就是新型相位差法的原理。

### 2.2 基于新型相位差法的直流剩余电流互感器设计

为获取激磁电流一个周期内负半波的时间, 这里先对激磁电流进行半波整流处理, 则激磁电流一个周期内负半波的持续时间即转化为整流后其幅值为零的持续时间, 降低了后续的检测难度。

基于新型相位差法的互感器的原理框图如图 3 所示, 其比文献[14,17-20]中的原理框图结构简单。

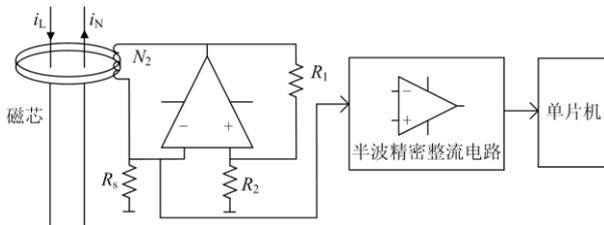


图 3 基于新型相位差法的直流互感器的原理框图

Fig. 3 Principle frame of the DC transformer based on the new phase difference method

该直流剩余电流互感器由磁芯、方波激磁电路、半波精密整流电路和单片机组成, 电路结构非常简单, 且易于实现。

方波激磁电路是基于运算放大器 LM6132 实现的, 其输出电压范围为  $\pm 12\text{ V}$ , 运算放大器和磁芯组成了自反馈激磁振荡电路。方波激磁电路的仿真参数为:  $R_1 = 100\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 50\text{ k}\Omega$ ,  $R_s = 10\text{ k}\Omega$ ,  $L_1 = 8\text{ H}$ , 其在 Multisim 软件中的仿真电路图和仿真结果图如图 4 和图 5 所示。

其中, 红色波形代表采样电阻上的电压波形。由于采样电阻为线性元件, 故该波形也能反映激磁电流的波形。

半波精密整流电路原理图如图 6 所示。

半波精密整流电路的输出电压  $u_0$  与输入电压  $u_1$  的关系为

$$u_0 = \begin{cases} \frac{R_{f1} \cdot R_{f2}}{R_2 \cdot R_4} \cdot u_1, & u_1 > 0 \\ 0, & u_1 \leq 0 \end{cases} \quad (14)$$

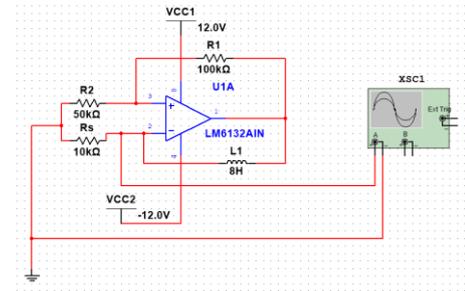


图 4 激磁电路—Multisim 仿真电路图

Fig. 4 Excitation circuit — Multisim simulation circuit diagram

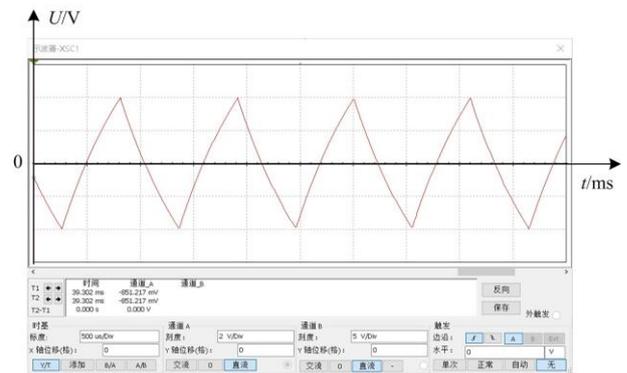


图 5 激磁电路—Multisim 仿真结果图

Fig. 5 Excitation circuit — Multisim simulation result diagram

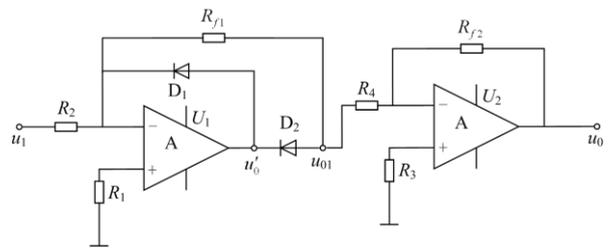


图 6 半波精密整流电路原理图

Fig. 6 Schematic diagram of half wave precision rectification circuit

通过选择合适的电阻参数, 可实现波形幅值不变的整流效果。半波精密整流电路的仿真参数为:  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_{f1} = R_{f2} = 1\text{ k}\Omega$ , 其在 Multisim 软件中的仿真电路图和仿真结果图如图 7 和图 8 所示。

其中, 红色波形代表采样电阻上的电压波形, 即激磁电流波形, 蓝色波形代表经过整流处理之后的电压波形, 即经整流之后的激磁电流波形。为了更好地展示整流后的波形, 特将通道 B 中时间轴向上平移了一个单位, 如图 8 中虚线所示。由图 8 可知, 该电路可实现良好的整流效果。经处理过的电压信号幅值在  $0 \sim 5\text{ V}$  之间, 满足单片机 I/O 口配置的要求。

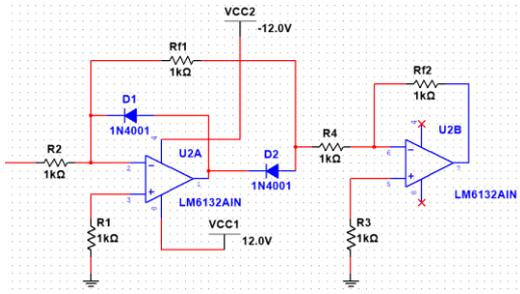


图 7 半波精密整流电路—Multisim 仿真电路图

Fig. 7 Half wave precision rectification circuit — Multisim simulation circuit diagram

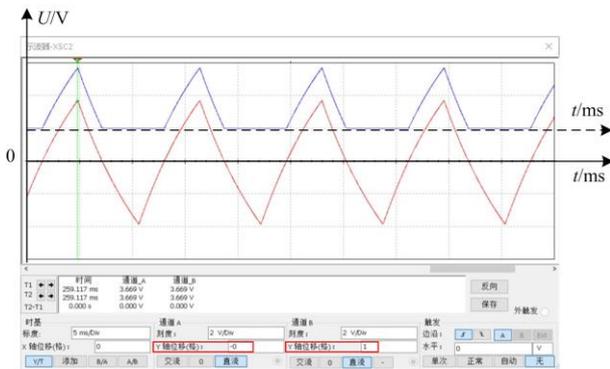


图 8 半波精密整流电路—Multisim 仿真结果图

Fig. 8 Half wave precision rectification circuit — Multisim simulation result diagram

### 3 实验验证及分析

基于所提的新型相位差法, 本文设计了相应的硬件电路进行验证。所设计互感器的磁芯材质为铁基纳米晶, 其具体的磁特性如表 1 所示。与其他的磁性材料相比, 铁基纳米晶具有更高的性价比<sup>[23]</sup>。

由图 4 可知, 方波激磁电路中的磁芯在 Multisim 仿真电路图中以电感代替进行仿真验证, 但是在实际应用中, 这两者性质并不完全相同, 因此需要调整方波激磁电路的参数, 调整后的参数如表 2 所示。

表 1 磁芯的主要参数

Table 1 Main parameters of magnetic core

主要设计参数	参数值
饱和磁感应强度 $B_s/T$	1.25
剩余磁感应强度 $B_r/T$	<0.20
初始磁导率 $\mu_0/(GS/Oe)$	> 50 000
矫顽力 $H_c/(A/m)$	<1.60
居里温度 $T_c/(^{\circ}C)$	570
几何尺寸/mm: 内径×外径×高	50×32×20
磁芯平均磁路长度 $l/mm$	128.8
磁芯有效横截面积 $S/mm^2$	180

表 2 激磁电路参数

Table 2 Exciting circuit parameters

$U_H/V$	$U_r/V$	$N_2$	$R_1/\Omega$	$R_2/\Omega$	$R_3/\Omega$	$f/Hz$
12	1.88	200	3 000	560	820	205

利用 Altium Designer 软件完成整个电路 PCB 板设计, 实物图如图 9 所示。



图 9 整个电路板实物图

Fig. 9 Whole circuit board diagram

由图 9 可知, 相较于基于磁调制原理的其他方法, 本文所提方法硬件电路更加简单, 体积更小。

本实验的目的是验证所提新型相位差法的可行性。在实验室环境下搭建了系统测试平台, 测试平台中的直流剩余电流产生回路由直流稳压电源、直流负载、功率计和导线等组成, 如图 10 所示。

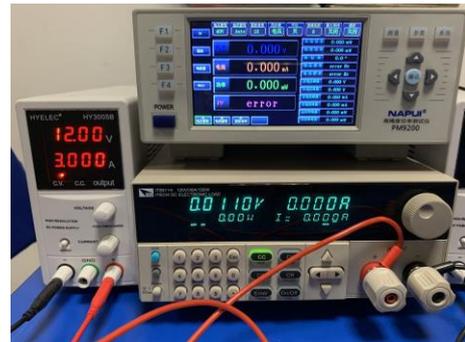


图 10 直流剩余电流产生回路

Fig. 10 DC residual current generation circuit

由于直流剩余电流为流经正极和负极线路中的等效电流之和, 故本实验以回路中流经导线的直流电流等效代替直流剩余电流, 以直流电源开关按下瞬间模拟直流剩余电流产生瞬间, 并通过调整直流负载阻值的大小, 得到不同的直流剩余电流值, 以达到测量互感器特性的目的。整个实验测试环境如图 11 所示。

为尽量降低假剩余电流对实验结果的影响, 本实验将流过直流电流的导线尽可能从磁芯的正中心穿过, 如图 12 所示。

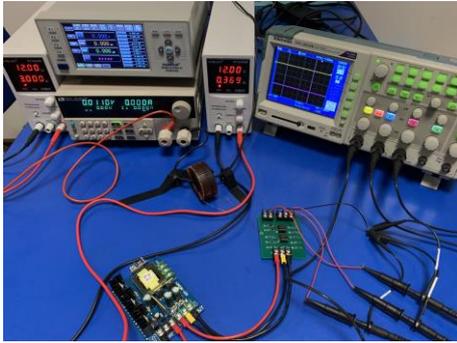


图 11 实验测试环境图

Fig. 11 Experimental test environment diagram

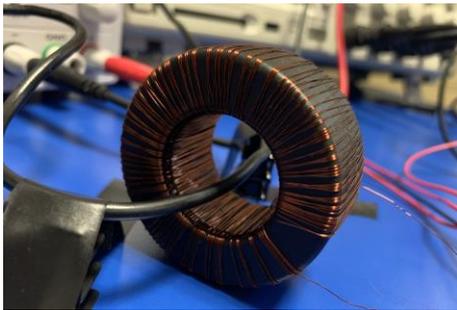


图 12 导线穿过磁芯的正中心示意图

Fig. 12 Schematic diagram of conductor passing through the center of magnetic core

当未出现直流剩余电流,硬件电路中激磁电流、方波激磁电路和半波精密整流电路输出电压波形的实验结果图如图 13 所示。其中,通道 1 中橙色波形代表激磁电压波形,通道 2 中蓝色波形表示经半波整流之后的激磁电流波形,通道 3 中紫色波形代表激磁电流波形。

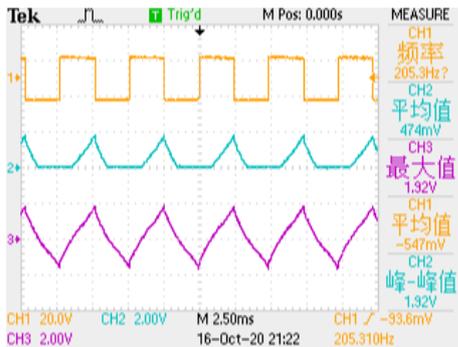


图 13 硬件电路中各输出波形的实验结果图

Fig. 13 Experimental results of output waveforms in hardware circuit

由图 13 可知,各输出波形与前文理论分析及仿真结果一致,半波精密整流电路的整流效果较好,可以将激磁电流负半波幅值变为零,从而将激磁电

流负半波的持续时间转化为其幅值为零的持续时间,并且其输出信号幅值也满足单片机等处理器 I/O 口的配置要求。

同时,利用示波器中的时间测量功能,测得经整流之后的激磁电流波形幅值为零的持续时间,如图 14 所示。

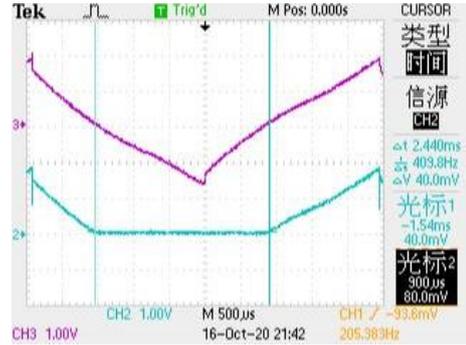


图 14 实验结果图—未出现直流剩余电流

Fig. 14 Experimental result diagram—when no leakage occurs

从图 14 中可以看出,对于该互感器,当未出现直流剩余电流时,经整流之后的激磁电流幅值为零的持续时间为 2.440 ms。由文献[24]可知,直流电与交流电对人体的电击伤害不同,直流电的安全阈值曲线的起点为 85 mA,因此通过调整直流负载的阻值,将穿过磁芯导线中的直流电流值设定为 85 mA,开通电源后,得到出现 85 mA 直流剩余电流值时的实验结果图,如图 15 所示。

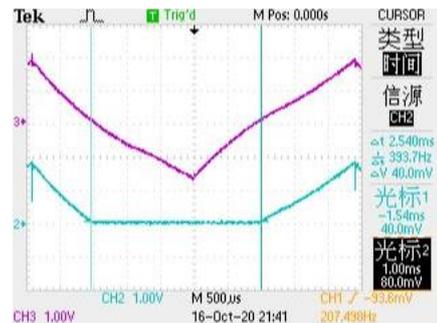


图 15 实验结果图—存在 85 mA 直流剩余电流时

Fig. 15 Experimental result diagram—when 85 mA leakage current occurs

由图 15 可知,当出现 85 mA 的直流剩余电流时,激磁电流幅值为零的持续时间由 2.440 ms 变为 2.540 ms,相位差为 0.100 ms。

另外,当直流剩余电流值分别取  $\pm 10$  mA、 $\pm 50$  mA、 $\pm 150$  mA 和  $\pm 300$  mA 时,利用示波器测量经半波整流后的激磁电流幅值为零的持续时间,并分别计算与未出现剩余电流时激磁电流幅值为零的

持续时间的差值, 得到的数据如表 3 和表 4 所示, 其中负号表示电流流向与规定的正方向相反。

表 3 不同直流剩余电流值对应的持续时间和相位差( $I_p \geq 0$ )

Table 3 Duration and phase difference of different DC residual current values ( $I_p \geq 0$ )

直流剩余 电流 $I/\text{mA}$	0	10	50	85	150	300
持续时间 $t_0/\text{ms}$	2.440	2.500	2.520	2.540	2.560	2.640
相位差 $\Delta t_0/\text{ms}$	0	0.060	0.080	0.100	0.120	0.200

表 4 不同直流剩余电流值对应的持续时间和相位差( $I_p \leq 0$ )

Table 4 Duration and phase difference of different DC residual current values ( $I_p \leq 0$ )

直流剩余 电流 $I/\text{mA}$	0	-10	-50	-85	-150	-300
持续时间 $t_0/\text{ms}$	2.440	2.420	2.400	2.340	2.240	1.980
相位差 $\Delta t_0/\text{ms}$	0	-0.020	-0.040	-0.100	-0.200	-0.460

由表 3 和表 4 可知, 随着正向直流剩余电流的增加, 激磁电流幅值为零的持续时间逐渐增大, 相位差也逐渐增大, 符合正相关的变化趋势; 而随着负向电流大小的增大, 持续时间逐渐变小, 相位差的大小变大, 与理论分析结果一致, 故相位差能有效地反映直流剩余电流的大小和方向。

虽然直流剩余电流取不同值时, 相位差的变化幅度较小, 效果不明显, 但是本实验的主要目的是验证所提方法的可行性, 所采用磁芯的参数还有优化提升的空间。结合式(13)可知, 实际应用时, 可通过选择合适的磁芯参数和电路结构, 优化  $\tau$ 、 $I_H$  和  $I_S$  等参数, 从而使被测电流变化时, 相位差的变化更明显。

另外, 为验证互感器在检测大电流时的效果, 将直流剩余电流值分别设定为  $\pm 500 \text{ mA}$  和  $\pm 1 \text{ A}$  进行实验, 结果表明, 当直流剩余电流为  $-500 \text{ mA}$  和  $-1 \text{ A}$  时, 相位差分别为  $-0.780 \text{ ms}$  和  $-1.400 \text{ ms}$ , 符合出现负向电流时的变化趋势; 而当正向直流剩余电流值超过  $300 \text{ mA}$  时, 该方法效果不理想, 持续时间与直流剩余电流不再符合正相关的变化趋势, 说明该方法在检测正向大电流时存在一定的局限性。

综上, 该互感器的直流剩余电流检测范围为:  $-1 \text{ A} \sim 300 \text{ mA}$ 。在互感器的电流检测范围内, 可通过检测存在直流剩余电流前后, 激磁电流在一个周

期内负半波的持续时间的差值  $\Delta t_0$  来实现对直流剩余电流的检测。关于持续时间的测量, 可选用单片机等处理器内置的定时器, 采用低电平触发计时, 之后将每次前后测量的时间作差, 当持续时间的差值大于设定阈值时, 单片机发出信号控制脱扣装置断开电路。

值得一提的是, 还可通过设置不同阈值, 检测经整流后的激磁电流幅值为零的持续时间来测量剩余电流。例如将  $2.520 \text{ ms}$  设定为  $50 \text{ mA}$  直流剩余电流对应的阈值, 将  $2.400 \text{ ms}$  设定为  $-50 \text{ mA}$  直流剩余电流对应的阈值。在互感器电流检测范围内, 当检测到的持续时间超过  $2.520 \text{ ms}$  时, 即认为出现超过  $50 \text{ mA}$  的正向直流剩余电流, 当检测到的持续时间小于  $2.400 \text{ ms}$  时, 即认为出现大小超过  $-50 \text{ mA}$  的负向直流剩余电流。该方法与检测差值的本质相同。

## 4 结语

本方法的创新之处在于:

1) 提出一种新的检测特征, 即激磁电流一个周期内负半波的持续时间, 通过检测激磁电流负半波的持续时间在剩余电流出现前后的差值达到测量目的。

2) 降低了检测难度。先对激磁电流进行半波整流处理, 将其负半波的持续时间转化为其幅值为零的持续时间。该特征和激磁电流上升阶段(或下降阶段)的时间等传统检测特征相比, 不需要结合波形的上升(或下降)沿或峰值等信息, 且经过检测特征的转化, 检测难度进一步降低。

3) 硬件电路部分只包括方波激磁电路和半波精密整流电路, 电路结构得到了有效简化, 且原理简单, 易于实现, 可靠性得到了一定程度的提高。

本文所提新型相位差法不仅具有检测难度低、电路结构简单和可靠性高等优点, 还保留了传统相位差法高精度、易于数字化、抗干扰能力强等特点。

## 参考文献

- [1] 熊雄, 季宇, 李蕊, 等. 直流配用电系统关键技术及应用示范综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6802-6813, 7115.  
XIONG Xiong, JI Yu, LI Rui, et al. An overview of key technology and demonstration application of DC distribution and consumption system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6802-6813, 7115.
- [2] 姚钢, 茆中栋, 殷志柱, 等. 楼宇直流配电系统关键技术研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(15): 156-170.

- YAO Gang, MAO Zhongdong, YIN Zhizhu, et al. Key technologies of building DC power distribution system: an overview[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(15): 156-170.
- [3] 王盼宝, 孙红梅, 郝鑫, 等. 基于线路电流二阶导数的中压直流系统故障识别方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 1-13.
- WANG Panbao, SUN Hongmei, HAO Xin, et al. DC line fault identification scheme for a medium-voltage DC power system based on the second derivative of line current[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 1-13.
- [4] 马钊, 赵志刚, 孙媛媛, 等. 新一代低压直流供用电系统关键技术及发展展望[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(23): 12-22.
- MA Zhao, ZHAO Zhigang, SUN Yuanyuan, et al. Key technologies and development prospect of new generation low-voltage DC power supply and utilization system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 12-22.
- [5] 刘健, 魏昊焜, 张志华, 等. 未来配电网的主要形态—基于储能的低压直流微电网[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(18): 11-16.
- LIU Jian, WEI Haokun, ZHANG Zhihua, et al. Future architecture of power distribution network — low-voltage direct current micro-grids based on energy storage[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(18): 11-16.
- [6] 王守相, 刘琪, 薛士敏, 等. 直流配电系统控制与保护协同关键技术及展望[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(23): 23-30.
- WANG Shouxiang, LIU Qi, XUE Shimin, et al. Key technology and prospect for coordinated control and protection in DC distribution system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 23-30.
- [7] BEHESHTAEIN S, CUZNER R M, FOROUZESH M, et al. DC microgrid protection: a comprehensive review[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019: 1-1.
- [8] JAYAMAHA D K J S, LIDULA N W A, RAJAPAKSE A D. Protection and grounding methods in DC microgrids: comprehensive review and analysis[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2020, 120.
- [9] XU Y, LIU J, FU Y. Fault-line selection and fault-type recognition in DC systems based on graph theory[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 267-276. DOI: 10.1186/s41601-018-0098-9.
- [10] 蔡志远, 庞佳, 陈廷辉. 基于剩余电流和漏电阻抗的漏电保护方法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(12): 61-64.
- CAI Zhiyuan, PANG Jia, CHEN Tinghui, et al. Research on method of leakage current protection based on residual current and leakage impedance[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(12): 61-64.
- [11] 王尧. 复杂波形条件下剩余电流检测技术研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2012.
- WANG Yao. Research on detecting technology of residual currents under complicated waveform conditions[D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2012.
- [12] 程爽. 直流漏电保护技术的研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2011.
- CHENG Shuang. The study on DC leakage protection technology[D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2011.
- [13] 武一, 李奎, 王尧, 等. 磁调制式剩余电流传感器的动态励磁过程分析与仿真[J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 244-252.
- WU Yi, LI Kui, WANG Yao, et al. Analysis and simulation of dynamic process of excitation current of magnetic modulation residual current transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(7): 244-252.
- [14] 李奎, 戴逸华, 牛峰, 等. 基于触发角识别的脉动直流剩余电流有效值检测方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(5): 80-84.
- LI Kui, DAI Yihua, NIU Feng, et al. Residual pulsating DC detection based on triggering angle identification[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(5): 80-84.
- [15] 王尧, 李奎, 郭志涛, 等. 磁调制式直流漏电流互感器[J]. 电工电能新技术, 2012, 31(2): 69-73.
- WANG Yao, LI Kui, GUO Zhitao, et al. Magnetic modulation-based DC leakage current transformer[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2012, 31(2): 69-73.
- [16] PONJAVIC M M, DURIC R M. Nonlinear modeling of the self-oscillating fluxgate current sensor[J]. IEEE Sensors Journal, 2007, 7(11): 1546-1553.
- [17] 向小民, 曾维鲁, 高学军. 一种新式磁调制直流电流测量方法[J]. 华中理工大学学报, 1998(12): 3-5.
- XIANG Xiaomin, ZENG Weilu, GAO Xuejun. A new method of direct current measurement based on magnetor[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology, 1998(12): 3-5.
- [18] 邹琼, 王嘉, 徐莎. 相位差磁调制原理在直流小电流传感器中的应用[J]. 兵工自动化, 2014, 33(5): 58-60, 83.

- ZOU Qiong, WANG Jia, XU Sha. The application of magnetic phase modulation principle in small DC current sensor[J]. Ordnance Industry Automation, 2014, 33(5): 58-60, 83.
- [19] 戚继飞, 阳桂蓉, 罗志强. 相位差磁调制直流漏电流传感器误差分析[J]. 自动化与仪器仪表, 2018(9): 149-152.
- QI Jifei, YANG Guirong, LUO Zhiqiang. Error analysis of phase difference magnetic modulation DC leakage current sensor[J]. Automation & Instrumentation, 2018(9): 149-152.
- [20] 吴国城, 杨方, 吴昌义, 等. 一种单片机控制的时间差型直流漏电流传感器[J]. 电子器件, 2020, 43(3): 547-551.
- WU Guocheng, YANG Fang, WU Changyi, et al. A MCU controlled DC leakage current sensor operating in time-difference mode[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2020, 43(3): 547-551.
- [21] 王隆伟, 王鲜, 冯则坤. 基于半波激励的磁调制传感器设计与验证[J]. 传感技术学报, 2015, 28(10): 1448-1453.
- WANG Longwei, WANG Xian, FENG Zekun. A simplified design and experimental verification of the magnetic modulation sensor based on half wave excitation signals[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2015, 28(10): 1448-1453.
- [22] OLIVEIRA T R. Design of a low-cost residual current sensor for LVDC power distribution application[C] // 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications, November 12-14, 2018, Sao Paulo, Brazil.
- [23] 谢志远, 张冬祺, 陈楠. 基于铁基纳米晶的磁调制传感器的仿真研究[J]. 电测与仪表, 2018, 55(18): 125-130.
- XIE Zhiyuan, ZHANG Dongqi, CHEN Nan. Simulation research of magnetic modulation sensor based on Fe based nanocrystalline[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2018, 55(18): 125-130.
- [24] 李露露, 雍静. 新型低压直流供电系统的电气安全性能探讨[J]. 现代建筑电气, 2013(增刊1): 75-79.
- LI Lulu, YONG Jing. Discussion on electrical safety performance of new low voltage DC power supply system[J]. Modern Architecture Electric, 2013(S1): 75-79.

---

收稿日期: 2020-12-13; 修回日期: 2021-02-15

作者简介:

王守相(1973—), 男, 博士, 教授, 研究方向为智能配电系统分析、分布式发电系统分析与仿真; E-mail: sxwang@tju.edu.cn

李皓哲(1996—), 男, 硕士研究生, 通信作者, 研究方向为低压直流用电系统剩余电流保护; E-mail: lihaozhe2019@163.com

刘琪(1992—), 男, 博士研究生, 研究方向为直流配电系统故障暂态机理分析。E-mail: liuqi\_tj@tju.edu.cn

(编辑 周金梅)