

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2026.10.012

基于双铁心与磁场传感器的测量保护一体化电流互感器 优化设计方法

刘召杰¹, 赵莹莹¹, 陈柏超², 田翠华², 张哲璇²

(1. 国网上海市电力公司, 上海 200540; 2. 武汉大学电气与自动化学院电网环境保护全国重点实验室, 武汉 430072)

摘要: 基于双铁心与磁场传感器的测量保护一体化电流互感器 (metering-protection-integrated current transformer, MPICT) 相比于传统的电流互感器, 具有较强的抗饱和能力, 可同时用于测量稳态电流与短路电流, 但该互感器结构参数的优化设计有待进一步研究。首先, 介绍了 MPICT 的基本结构与工作原理, 建立了 MPICT 的等效电路模型并归纳总结了 MPICT 测量误差的计算公式; 其次, 搭建了基于场路耦合的三维有限元仿真模型, 结合测量误差计算公式分析了结构参数对 MPICT 稳、暂态测量特性的影响规律, 进一步总结了 MPICT 的优化设计流程; 最后, 依据优化的结构参数制作了 100 A/1 A MPICT 样机及其后处理电路, 进行了一系列稳、暂态测量特性验证实验, 结果表明 MPICT 既可以满足测量用电流互感器 0.2S 准确级的精度要求, 又可满足保护用电流互感器的暂态误差限值, 具备在电力系统中应用的潜力。

关键词: 测量用电流互感器; 保护用电流互感器; 磁饱和; 双铁心; 磁场传感器; 有限元仿真; 测量误差; 优化设计

Optimal Design Method for Metering-protection-integrated Current Transformer Based on Double-core and Magnetic Field Sensors

LIU Zhaojie¹, ZHAO Yingying¹, CHEN Bochao², TIAN Cuihua², ZHANG Zhexuan²

(1. State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company, Shanghai 200540, China; 2. State Key Laboratory of Power Grid Environmental Protection, School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: The metering-protection-integrated current transformer (MPICT) based on double-core and magnetic field sensor, compared to traditional current transformers, exhibits strong anti-saturation capability and, at the same time, can be used for metering both steady-state currents and short-circuit currents. However, the optimal design of the structural parameters of this current transformer requires further research. First, the basic structure and the working principle of the MPICT are introduced, the equivalent circuit model of the MPICT is established, and the calculation formula of the metering error for the MPICT is summarized. Then, a 3 D FEM simulation model is set up based on field circuit coupling, and the influence of structural parameters on the steady and transient measurement characteristics of the MPICT is analyzed in combination with the metering error calculation formula and the optimal design flow of the MPICT is summarized further. Finally, a 100 A/1 A MPICT prototype and its signal processing circuit are fabricated in accordance with the optimal structure parameters, and a series of steady and transient measurement characteristic verification experiments are carried out. The experimental results indicate that the MPICT can not only meet the accuracy requirements of class 0.2S for metering current transformers, but also satisfy the transient error limits for protective current transformers, as well as possess potential for application in power grid.

Key words: current transformer for metering; current transformer for protection; saturation; double-core; magnetic sensor; FEM simulation; metering error; optimal design

收稿日期: 2026-05-08; 修回日期: 2026-07-29

基金项目: 国网上海市电力公司科技项目 (520940240002)。

Project Supported by Science and Technology of State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company (520940240002).

0 引言

实时、准确地测量电力系统的相关电气量对于实现电网的安全、可靠运行具有重要意义^[1-3]。现阶段电力系统中最广泛使用的电流测量设备依然是传统电磁式电流互感器。按照用途不同,电流互感器可分为测量用电流互感器与保护用电流互感器^[4]。测量用电流互感器的负载为计量仪表,用于在正常工作情况下测量线路电流,为电能计量与状态监测提供相关数据^[5]。测量用电流互感器通常使用闭合式环形铁心,且铁心材料选用具有高磁导率的合金材料以降低正常工作下的比值差与相位差。但测量用电流互感器在一次电流含有直流偏磁或非周期分量的条件下易发生磁饱和,从而导致测量误差增大甚至二次电流波形发生严重畸变^[6]。这一缺陷若被用于窃电^[7],可能将会影响电力交易的公平性与电力公司的收入,从而造成一定的经济损失。

保护用电流互感器与保护装置相配合,当线路发生短路故障时,向保护装置提供短路电流信息以及及时切断故障线路,维持电力系统的安全稳定运行^[8]。常用的保护用电流互感器按照应用场景可以细分为P级和TPY级等。P级保护用电流互感器广泛应用于330 kV及以下电力系统,可在稳态对称短路电流下满足标准中规定的复合误差限值。但该类保护用电流互感器的暂态性能较差,随着电网短路水平的提高,该类电流互感器将会更易发生饱和,进而可能造成继电保护设备的误动或拒动^[9]。面对时间常数较大的发电机系统或考虑自动重合闸的二次工作循环时,工程中会通过铁心上开气隙的方式防止电流互感器在特定的时间内发生暂态饱和^[10]。但已有研究表明,即使只有微米量级的气隙,电流互感器的测量精度也会出现明显降低,从而限制了其使用范围^[11]。

鉴于此,文[12]提出了一种基于双铁心与TMR磁场传感器的新型电流互感器。但文[12]只对MPICT的结构可行性进行了初步的仿真与实验验证,并未对MPICT的工作原理、测量误差与参数设计进行详细分析。针对上述问题,文中首先建立了MPICT的等效电路模型,并从理论上分析了MPICT的工作原理与测量误差来源;随后通过基于电路—磁场耦合的有限元仿真分析、总结了结构参数对MPICT测量特性的影响规律,并基于此提出了MPICT结构参数的优化设计流程;最后制作了一台MPICT样机,进行了稳、暂态测量特性的验证实验,实验结果表明,该新型电流互感器既保留了传统电

磁式电流互感器的测量精度,又可以较为准确地还原暂态短路电流波形,从而在一定范围内同时满足国内、外标准中对测量、保护用电流互感器的精度要求。

1 基本原理

1.1 基本结构

MPICT结构示意图见图1。MPICT主要由主铁心、辅助铁心、二次绕组、TMR磁场传感器、后处理电路组成^[12]。主铁心为一个完整的环形铁心,辅助铁心为一个包含一个或多个气隙的环形铁心,二次绕组均匀地绕制在两个铁心之上,并与计量或保护设备连接;TMR磁场传感器放置在辅助铁心的一个气隙中,其输出经过处理后用于在主铁心发生饱和和后补偿发生畸变的二次电流。后处理电路负责对TMR磁场传感器的输出信号进行处理,其电路结构见图2^[12]。后处理电路的输出端与二次绕组并联。为了避免TMR磁场传感器与电子器件中包含的失调电压与噪声影响稳态工况下的测量精度,后处理电路的控制逻辑为:当校准后的TMR磁场传感器的输出电压低于参考电压时,认为主铁心未发生饱和,此时比较器输出低电平以控制固态继电器关断,即MPICT的总输出 i_{mpict} 仅包含二次电流 i_s ;而当校准后的TMR磁场传感器的输出电压高于参考电压时,认为主铁心已进入饱和,此时比较器输出高电平控制固态继电器闭合,即将经过处理后的TMR磁场传感器的输出 i_{tmr} 用于补偿二次电流。

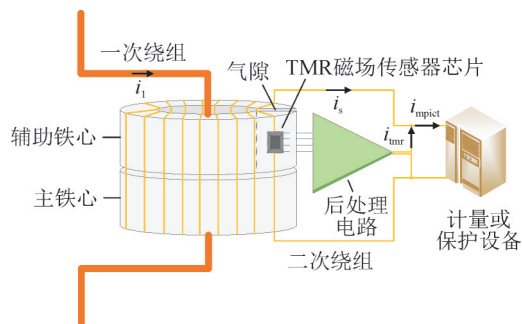


图1 MPICT结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the MPICT

1.2 工作原理

根据安培环路定理:

$$\oint H dl = H_1 l_1 = i_p - N_s i_s = N_s i_c \quad (1)$$

$$\oint H dl = H_g n l_g + H_2 l_2 = i_p - N_s i_s \quad (2)$$

式(1)、(2)中: i_p 为一次电流; i_s 为二次电流; i_c 为励磁电流; N_s 为二次绕组匝数; H_1 为主铁心磁场强度; l_1 为主铁心平均磁路长度; H_2 为辅助铁心磁场强度; l_2 为辅助铁心平均磁路长度; H_g 为气隙磁场强度; l_g 为气隙长度; n 为气隙个数。

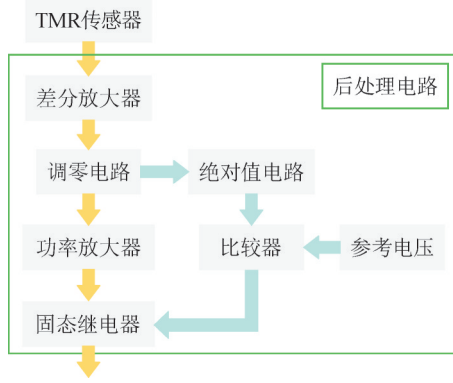


图2 后处理电路的流程图

Fig. 2 Flowchart of the signal processing circuit

考虑边缘效应时,根据磁通连续性

$$B_2 S_2 = G B_g S_2 \quad (3)$$

式(3)中: B_2 为辅助铁心磁感应强度; S_2 为辅助铁心截面积; B_g 为气隙磁感应强度; G 为等效导磁面积系数^[13]。

结合磁感应强度 B 与磁场强度 H 之间的关系并联立式(2)、(3)可得

$$i_p = N_s i_s + \left(n l_g + \frac{G l_2}{\mu_{r2}} \right) H_g \quad (4)$$

式(4)中, μ_{r2} 为辅助铁心的相对磁导率。

当 μ_{r2} 满足 $n l_g \gg G l_2 / \mu_{r2}$ 时,式(4)可简化为

$$i_p = N_s i_s + n l_g H_g \quad (5)$$

由式(5)可知,将二次电流与气隙磁场强度比例相加后即可获得完整的一次电流波形。如图1所示,气隙磁场强度可通过TMR磁场传感器测量得到。

当气隙磁场强度未超过TMR磁场传感器的饱和磁场 H_{sat} 时,其输出电压 u_{tmr} 为

$$u_{tmr} = K_s H_g + u_{off} \quad (6)$$

式(6)中: K_s 为TMR磁场传感器的灵敏度; u_{off} 为制作工艺、内部噪声或外界杂散磁场导致的失调电压。

当TMR磁场传感器输出信号经过后处理电路的处理后,可写为

$$i_{tmr} = K K_s H_g + i_{res} \quad (7)$$

式(7)中: K 为后处理电路的放大倍数; i_{res} 为校准后的残余失调电压转换成的失调电流。

联立式(1)、(5)、(7)可得

$$i_{tmr} = \frac{K K_s N_s}{n l_g} i_e + i_{res} \quad (8)$$

综上,MPICT的低频等效电路见图3^[14],图3中: L_{e1} 为主铁心的励磁电感; L_{e2} 与 L_g 为带有气隙的辅助铁心的励磁电感; Z_e 为励磁阻抗; R_{coil} 为二次绕组电阻; R_b 为互感器负载阻抗。根据式(8),文中将TMR磁场传感器及后处理电路等效为一个受励磁电流 i_e

控制的电流源与一个表示失调电流的电流源 i_{res} 。

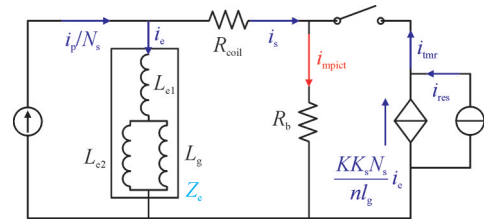


图3 等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit

当固态继电器断开时,MPICT输出的误差的表达式为^[15]

$$\varepsilon = \frac{N_s I_s - I_p}{I_p} = \frac{-N_s I_e}{I_p} \approx -\frac{R_{coil} + R_b}{Z_e + R_{coil} + R_b} \quad (9)$$

式(9)中

$$Z_e = j\omega(L_{e1} + L_{e2} \parallel L_g) \approx j\omega L_{e1} = j\omega \frac{\mu_{r1} \mu_0 S_1 N_s^2}{l_1} \quad (10)$$

当固态继电器闭合时,MPICT输出的误差的表达式为

$$\varepsilon_{mpict} = \frac{N_s I_s + N_s I_{tmr} - I_p}{I_p} = \left(1 - \frac{K K_s N_s}{n l_g} \right) \varepsilon + \frac{N_s I_{res}}{I_p} \quad (11)$$

由式(9)-(11)可得出:

1)当继电器断开时,MPICT输出的误差与主铁心的相对磁导率、截面积及二次绕组匝数的平方近似成反比,与主铁心的平均磁路长度近似成正比。为了提高MPICT的测量精度,主铁心应使用相对磁导率较高的软磁材料并选择合适的截面积与磁路长度。

2)当继电器闭合时,MPICT输出的误差主要包含两项:第一项与 ε 成正比,主要由于气隙长度 $n l_g$ 、TMR磁场传感器灵敏度 K_s 与后处理电路放大倍数 K 的实际值均与理想值之间存在一定的偏差;第二项与失调电流 i_{res} 成正比,与一次电流成反比,主要由于调零电路无法完全消除TMR磁场传感器存在的失调电压,且TMR磁场传感器与其他电子器件均存在一定的噪声信号。为了降低MPICT输出的误差,应使用精密切割工艺切割铁心以降低气隙长度的偏差,并选择低噪声、低失调电压及高灵敏度的TMR磁场传感器与电子器件以减小失调电流 i_{res} 。

2 有限元仿真分析

仿真模型的额定一次电流为100 A,额定二次电流为1 A,额定输出为1 V/A,额定频率为50 Hz。主铁心与辅助铁心的基本结构参数见表1。在本章的仿真中,所示的 $B-H$ 曲线表征MPICT铁心材料的磁化过程见图4。

表1 仿真参数

Table 1 Parameters of the simulation

参数	数值
主、辅助铁心截面积/mm ²	200
主、辅助铁心平均磁路长度/mm	188.5
气隙数量	12
气隙长度/mm	3

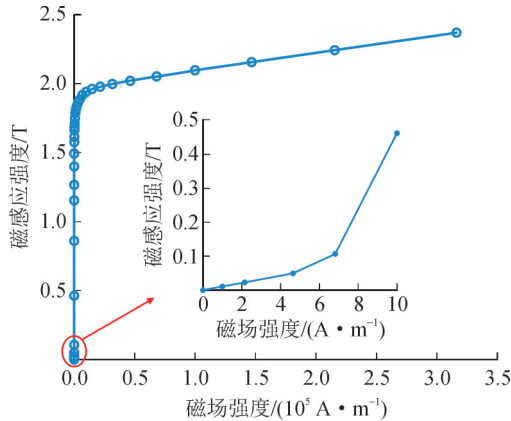


图4 B-H曲线

Fig. 4 B-H curve

2.1 结构参数对MPICT稳态测量特性的影响

当MPICT测量稳态正弦电流时, MPICT的主铁心不会发生饱和, 即固态继电器始终处于关断状态。因此, 在本节仿真中不考虑使用气隙磁场强度对二次电流进行补偿, MPICT输出仅为二次电流。参考式(9), 影响MPICT稳态测量特性的结构参数主要包括主铁心的截面积、平均磁路长度与宽高比。

2.1.1 主铁心的截面积

在有限元仿真中保持主铁心的内、外径不变, 仅通过改变主铁心的高度改变主铁心的截面积, 设置一次电流有效值的范围为1~120 A, 记录不同一次电流下MPICT输出的复合误差。仿真结果见图5。

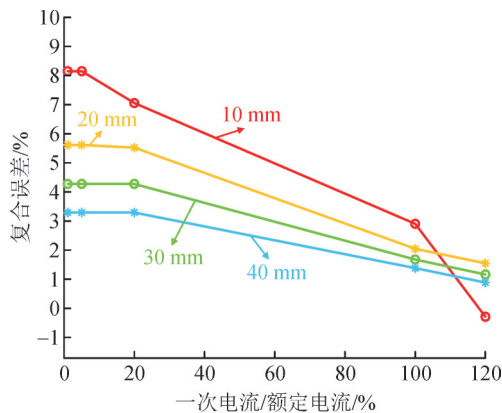


图5 不同主铁心截面积下的复合误差曲线

Fig. 5 Composite error curves under different cross-sectional areas of main core

由图5仿真结果可知, MPICT在测量稳态正弦电流时的精度随主铁心截面积的增加而提高, 与式(9)

基本一致。但是, 当铁心材料使用相对磁导率较高的合金时, 一味增大主铁心的截面积可能并不会显著提高MPICT的测量精度, 反而会增加设备的成本与重量, 造成不必要的浪费。另外, 当主铁心截面积减小时, 主铁心磁密将有所增加, 进而可能导致其相对磁导率升高, 从而提高了MPICT的测量精度。例如, 当一次电流有效值为120 A时, 主铁心高度为10 mm的MPICT的测量精度明显高于其他主铁心高度下的MPICT。

2.1.2 主铁心的平均磁路长度

在有限元仿真中保持主铁心的截面积不变, 通过改变主铁心的半径改变主铁心的平均磁路长度, 设置一次电流有效值的范围为1~120 A, 记录不同一次电流下MPICT输出的复合误差。仿真结果见图6。

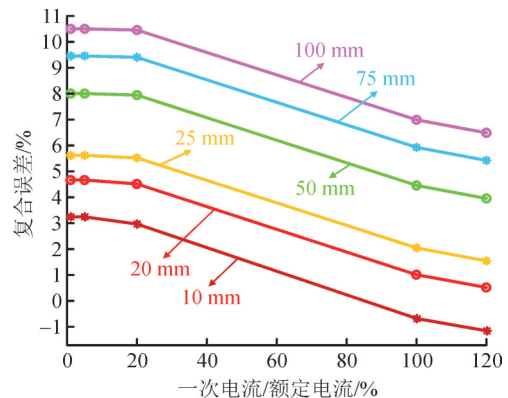


图6 不同主铁心平均磁路长度下的复合误差曲线

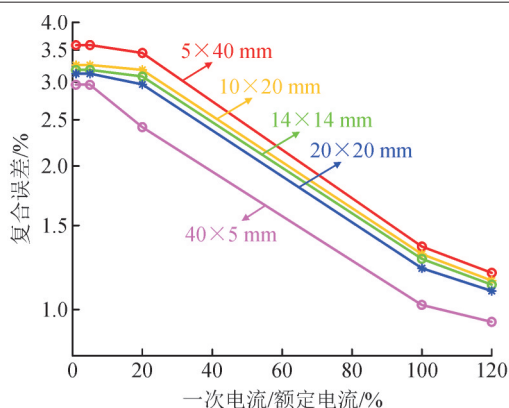
Fig. 6 Composite error curves under different mean lengths of magnetic circuit

由图6可知, MPICT在测量稳态正弦电流时的精度将随主铁心平均磁路长度的增加而降低, 与式(9)基本一致。然而, MPICT的内径应大于一次导体的线径并满足标准中对绝缘的要求。

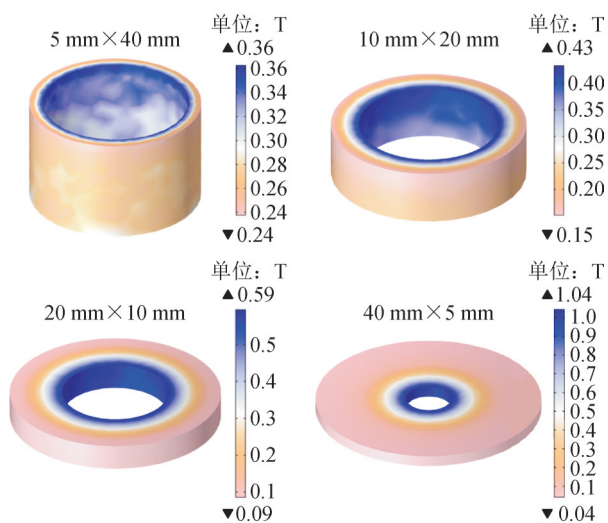
2.1.3 主铁心的宽高比

在有限元仿真中保持主铁心的截面积与平均磁路长度不变, 通过同时改变主铁心的宽度与高度改变主铁心的宽高比, 设置一次电流有效值的范围为1~120 A, 记录不同一次电流下MPICT输出的复合误差与不同宽高比下主铁心的磁密分布。仿真结果见图7。

由图7(a)可知, MPICT在稳态正弦电流下的测量精度随主铁心宽高比的增大而略有提高。根据图7(b), 当主铁心的宽高比从1:8提高至8:1时, 靠近一次导体侧的铁心磁密峰值会随之由0.36 T增加



(a) 不同主铁心宽高比下的复合误差曲线



(b) 不同主铁心宽高比下的磁密分布

图7 不同主铁心宽高比下的仿真结果

Fig. 7 Simulation results under different width-over-height over ratios of main core

至 1.04 T, 相对磁导率的最大值则由 28 300 增加至 46 500, 从而使 MPICT 的测量精度有所提高。但若主铁心使用饱和磁密较低的软磁材料, 此现象可能会造成铁心发生局部饱和, 从而影响 MPICT 的测量精度。在实际工程中, 铁心内径还应保证一、二次绕组之间有足够绝缘距离与装配间隙。

2.2 结构参数对 MPICT 暂态测量特性的影响

影响 MPICT 暂态特性的结构参数主要包括气隙的数量、长度及其偏差与 TMR 磁场传感器的位置等。仿真中使用的暂态短路电流的参数为: 一次时间常数 $T_p=100$ ms, 短路初始角 $\theta=0$, 短路电流周期分量的幅值 $I_{pm}=\sqrt{2}$ kA。

2.2.1 气隙的数量

设置每一个气隙的长度均为 3 mm, 当气隙的数量由 2 个增加至 20 个时, 记录不同气隙数量下的气隙磁场强度的波形。仿真结果见图 8 (1 Oe $\approx$ 79.577 A/m)。

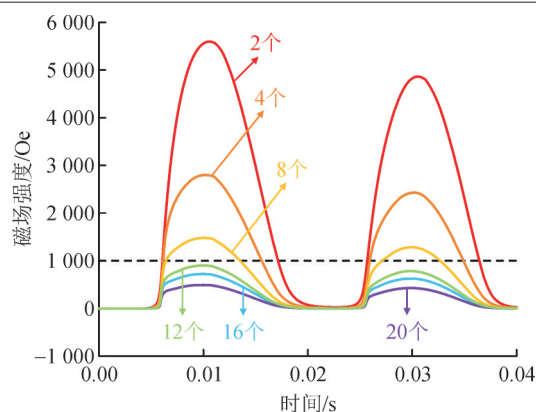


图8 不同气隙数量下的仿真结果

Fig. 8 Simulation results under different air gap numbers

由图 8 可以看出, 在不同的气隙数量下, 气隙磁场强度波形的轮廓基本一致, 但其峰值将随气隙数量的增加而下降。在实际中, 为了保证 MPICT 在暂态短路电流下的测量精度, 气隙磁场强度的峰值应低于 TMR 磁场传感器的饱和磁场。考虑到目前商用 TMR 磁场传感器的饱和磁场通常低于 1 000 Oe, 因此此型 MPICT 的气隙数量应不低于 12 个, 即气隙总长度应不低于 36 mm。

2.2.2 气隙的长度

保持气隙总长度为 36 mm, 分别设置每个气隙的长度为 1、2、3、4、6 mm, 即对应的气隙数量分别为 36、18、12、9、6 个, 记录不同气隙长度下气隙磁场强度的分布并计算 MPICT 输出的峰值瞬时误差。仿真结果见图 9。

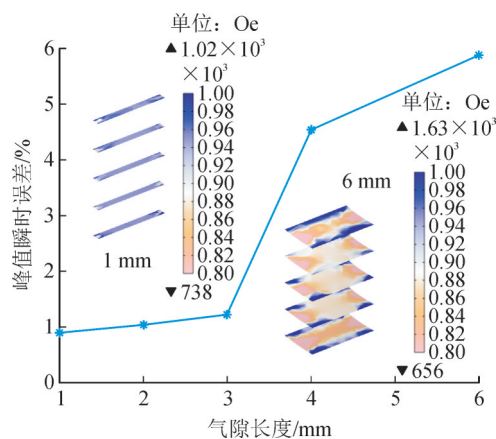


图9 不同气隙长度下的仿真结果

Fig. 9 Simulation results for different air gap lengths

当气隙的长度由 1 mm 增加至 6 mm 时, MPICT 输出的峰值瞬时误差也由 0.89% 升至 5.88%。观察气隙磁场分布可知, 随着气隙长度的增加, 气隙磁场强度分布的不均匀程度逐渐加深, 从而导致 MPICT 的测量误差明显增大。因此, 根据仿真结果, MPICT 辅助铁心的气隙长度应在大于 TMR 磁场传感器及其防护层厚度的基础上尽可能地减小以

提升MPICT准确测量暂态短路电流的性能。

2.2.3 气隙长度偏差

在实际的加工过程中,气隙的实际长度与理想值之间必然会存在一定的偏差。为了探究该偏差对MPICT暂态测量特性的影响,在仿真模型中设置气隙的长度分别为2.95、3.00(理想值)、3.05 mm。不同气隙长度下的气隙磁场强度波形见图10。

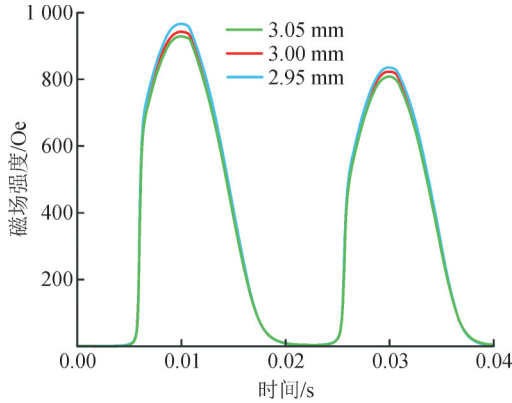


图10 气隙长度存在偏差时的仿真结果

Fig. 10 Simulation results when there is a deviation in the length of the air gap

当气隙长度为3 mm时,MPICT输出的峰值瞬时误差为1.22%,而当气隙长度偏离标准值 ± 0.05 mm时,峰值瞬时误差将分别增加至1.75%、2.68%。由图10可知,气隙长度的小幅变化会使气隙磁场强度的幅值发生改变,从而影响了MPICT的测量精度。由此可见,应尽可能选择稳定、可靠的切割工艺切割铁心,以减小实际气隙长度与理想值之间存在的偏差,保证MPICT的测量精度。

2.2.4 TMR 磁场传感器在气隙中的位置

在上文进行的有限元仿真中,气隙磁场强度的采样探针均设置在气隙的中心(图11标注为原点)。为了研究传感器放置位置对MPICT暂态测量特性的影响,在仿真模型中保持辅助铁心气隙的长度与数量不变,仅改变采样探针在气隙中的位置,分别计算不同采样探针位置下MPICT输出的峰值瞬时误差。仿真结果见图11。

由图11可知,气隙磁场在气隙中的一部分区域(下文称作均匀区)内均匀分布。当采样探针的位置在均匀区内发生改变时,MPICT输出的峰值瞬时误差基本不发生变化;而当采样探针的位置超出均匀区时,MPICT输出的峰值瞬时误差将明显增大,甚至超过了标准中要求的10%。因此,在实际设计与制作过程中,需将TMR 磁场传感器固定在气隙的中心处,防止由于传感器位置发生变化而影响MPICT的暂态测量特性。

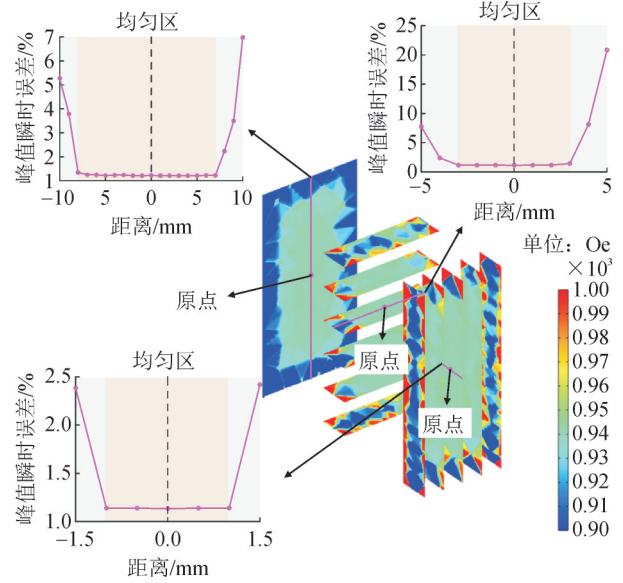


图11 传感器在不同位置下的仿真结果

Fig. 11 Simulation results under different magnetic sensor locations

2.3 MPICT 优化设计流程

综合考虑已有文献与上文的仿真结果,MPICT的优化设计流程如下:

1)主铁心截面设计。MPICT主铁心的截面积应依据其稳态测量特性计算。文[16]给出了初步估算公式

$$S_1 = \frac{I_{2n} Z_{2n}}{4.44 / K_{Fe} N_{2n} B_n} \quad (12)$$

式(12)中: K_{Fe} 为铁心叠片系数; I_{2n} 为额定二次电流; Z_{2n} 为额定二次负荷; f 为额定频率; N_{2n} 为额定二次匝数; B_n 是初选的额定磁密。制作工艺、内部噪声或外界杂散磁场导致的失调电压。

当主铁心的截面积初步确定之后,可再根据一次绕组尺寸与合适的宽高比确定主铁心的内、外径及高度。工程上为了减小铁心材料的消耗量,常按照铁心截面周长与铁心磁路平均长度之和为最小的原则来确定宽高比^[16]。辅助铁心的内、外径及高度可与主铁心相同。

2)误差计算。MPICT测量稳态正弦电流时,其输出误差可由式(9)计算得出。主铁心的相对磁导率 μ_r 可由磁密 B 查磁化曲线得出磁场强度 H 后计算得到。式(9)中的 R_{coil} 为二次绕组电阻,可由式(13)计算得出

$$R_{coil} = N_s \rho \frac{l_1}{S_1} \quad (13)$$

式(13)中: ρ 为导线电阻系数; l_1 为二次绕组导线平均匝长; S_1 为二次绕组导线截面积。

3)辅助铁心气隙设计。首先确定气隙长度,如

前文所述,为了提升MPICT准确测量暂态短路电流的性能,MPICT辅助铁心的气隙长度应在大于TMR磁场传感器及其防护层厚度的基础上尽可能地减小。确定了气隙长度之后,再根据TMR磁场传感器的饱和磁场决定气隙数量。气隙数量应为整数。

3 实验与分析

3.1 样机

为了进一步验证MPICT具有的优势,文中制作了额定电流比为100 A/1 A、额定输出为1 V/A及额定频率为50 Hz的MPICT样机。MPICT样机的几何参数的具体设计流程如下:

1) 互感器绕组。一次导体截面积的大小同时取决于额定电流下的稳定温升限值与短时热电流下的短时最高温升限值。工程上一次绕组铜导线的长期工作电流密度经验取值范围约0.8~1.2 A/mm²,因此在本样机中一次导体线径可取12 mm。类似地,二次绕组铜导线的长期工作电流密度的经验取值范围约为2~3 A/mm²,因此在本样机中二次导体线径可取0.8 mm。

2) 主铁心截面。式(11)中, $I_{2n}=1$ A, $Z_{2n}=1$ Ω, $f=50$ Hz, $N_{2n}=100$,叠片系数 K_{Fe} 可取0.8,额定磁密 B_n 可取0.2 T。由式(11)可计算得出,主铁心截面积约为281.5 mm²。按照1.3节中的原则,主铁心的宽度与高度应分别约为14.8、19.02 mm。为了进一步降低铁心制作难度,文中将主铁心的宽度与高度调整为15、20 mm。综合考虑一次导体线径与绝缘及装配厚度,主铁心的内径设置为18 mm。辅助铁心与主铁心的尺寸相同。

3) 误差计算。为了提高样机的稳态测量性能,铁心材料选择铁基纳米晶带材,饱和磁密约为1.25 T,最大相对磁导率可达约450 000。样机在误差计算点1% I_{1n} 、5% I_{1n} 、20% I_{1n} 、100% I_{1n} 、120% I_{1n} 下的比差分别为0.018 2%、0.011 4%、0.006 83%、0.002 37%、0.001 78%,角差分别为0.191、0.151、0.117、0.068 8、0.059 7 rad。计算结果表明,该样机的测量误差基本满足0.2S准确级要求。

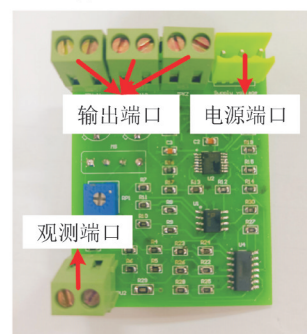
4) 辅助铁心气隙设计。样机使用号为TMR2501的TMR磁场传感器芯片,封装为TO94,厚度为1.56 mm,饱和磁场为±1 000 Oe。综合考虑1.2节的仿真结果与所用磁场传感器芯片的电磁参数,为了保证该样机的暂态测量性能,文中设计样机的气隙长度为1.8 mm,气隙数量20个;辅助铁心使用精密切割工艺,气隙长度的偏差值可控制在±0.05 mm以内;使用环氧树脂将TMR磁场传感器芯片固定

在气隙中间,其敏感轴与切向保持一致。

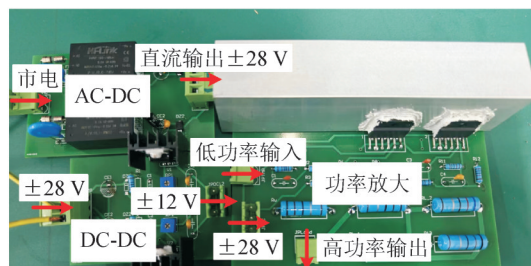
文中制作的MPICT样机的本体见图12(a),后处理电路的PCB见图12(b)、(c)。



(a) MPICT样机本体



(b) 差分放大器电路、调零电路、绝对值电路与比较器电路



(c) 电源电路与功率放大器

图12 MPICT样机

Fig. 12 Prototype of the proposed MPICT

3.2 稳态测量特性验证实验

稳态测量特性验证实验在专业检测机构进行,实验原理图见图13(a),其中本节实验中使用的标准互感器的准确度在0.01S级,最大测量电流可达6 kA。在实验中设置一次电流有效值范围为1~120 A, MPICT输出的比差与角差随一次电流的变化曲线分别见图13(b)、(c)。为了进一步验证后处理电路的有效性,文中进行了如下对比实验:在记录下MPICT的输出波形后(图13(d)中的红色曲线),通过外部输入高电平的方式使固态继电器闭合,记录此时负载电压的波形(图13(d)中的蓝色曲线)。

由实验结果可知,一次电流有效值在1~120 A时,MPICT输出的测量精度满足相关标准所规定的0.2S准确级要求,并且由对比实验结果可得,TMR磁场传感器与电子器件包含的噪声与失调电压会影响MPICT在测量稳态正弦电流时的精度,而文中

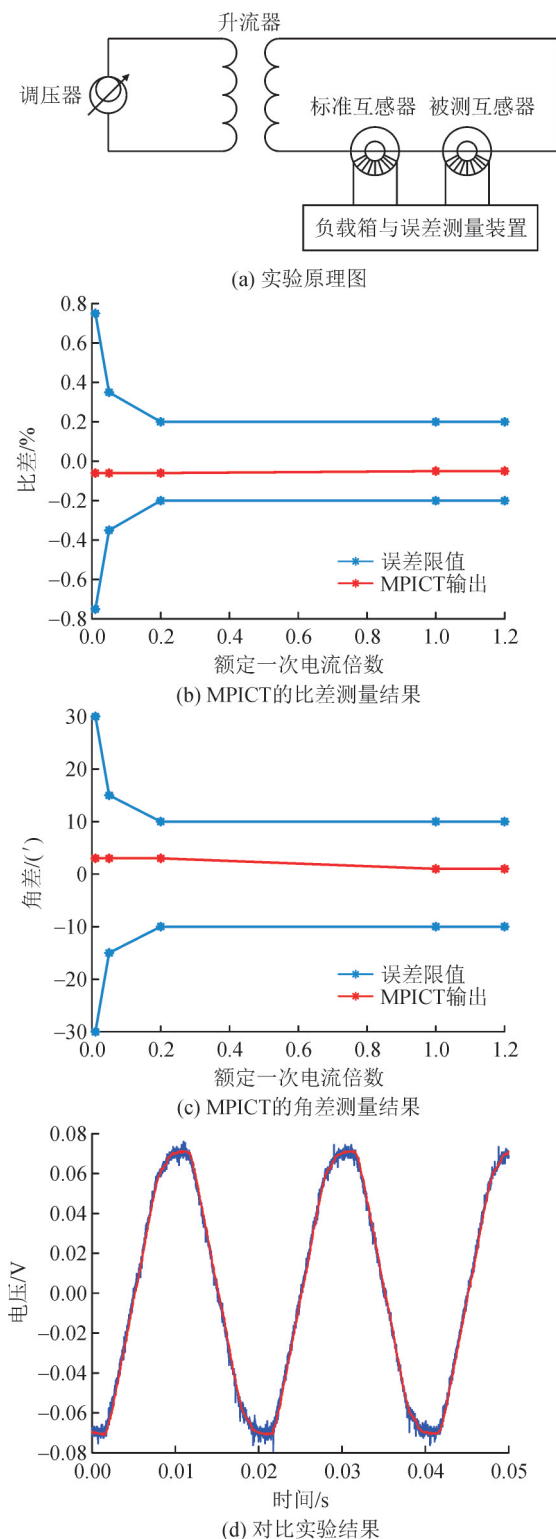


图13 稳态特性验证实验结果

Fig. 13 Steady-state characteristics experimental results

设计的后处理电路可以基本解决此问题,使MPICT保留了传统电磁式电流互感器的测量精度。

3.3 暂态测量特性验证实验

限于实验条件,本节通过如图14(a)所示的原理图对MPICT的暂态测量特性进行初步验证。由于该回路中存在电感元件,因此当开关闭合时,回路

会经过一个暂态过程,类似于实际输电线路发生短路故障。本节实验中两种短路下电流对比见图14,其中MPICT输出均折算到了一次侧。

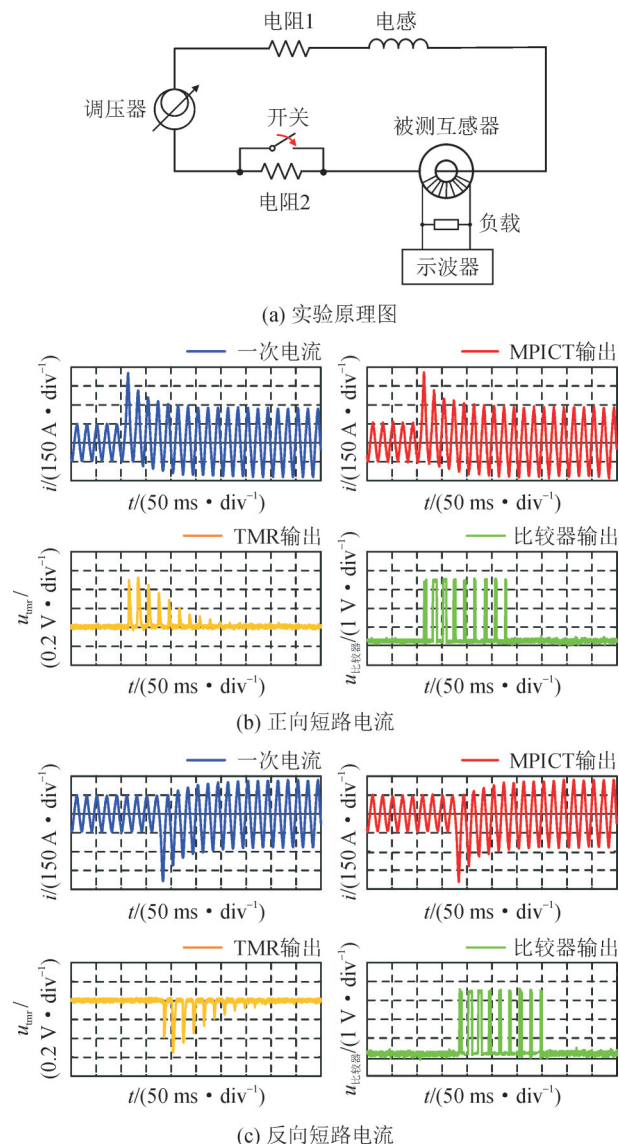


图14 暂态特性验证实验结果

Fig. 14 Transient characteristics experimental results

由实验结果可以看出,当一次电流中不包含直流分量或直流分量衰减至零时,主铁心未发生饱和,TMR磁场传感器输出电压较低,比较器输出电压未超过0.2 V,属于低电平;当一次电流中包含的直流分量使主铁心进入饱和后,TMR磁场传感器输出电压迅速升高,使比较器输出超过3 V的高电平;经过TMR磁场传感器输出补偿后的MPICT输出的峰值瞬时误差分别约为4.65%与4.68%,均小于标准中要求的10%。

4 结论

针对测量用电流互感器及P级电流互感器暂态

性能较差,而TPY级电流互感器测量精度较低的问题,已有研究提出了一种基于双铁心与磁场传感器的新型电流互感器,文中对其工作原理与优化设计开展了进一步的理论分析、有限元仿真及实验验证,主要成果如下:

1)建立了MPICT的等效电路模型,对MPICT进行了两种工况下的误差分析,通过搭建基于场路耦合的有限元仿真并结合理论推导结果总结了结构参数对MPICT稳、暂态测量特性的影响规律,提出了MPICT结构参数的优化设计流程;

2)设计并搭建了一台100 A/1 A MPICT样机及其后处理电路PCB,进行了初步的稳、暂态特性验证实验。实验结果表明,MPICT具有良好的稳、暂态特性,在测量稳态正弦电流时,MPICT可达到0.2S准确级,在测量暂态短路电流时,MPICT输出波形可以基本还原一次电流波形,峰值瞬时误差小于国内、外标准中要求的10%。

参考文献:

- [1] 周孝信,鲁宗相,刘应梅,等. 中国未来电网的发展模式和关键技术[J]. 中国电机工程学报,2014,34(29):4999-5008.
Zhou Xiaoxin, Lu Zongxiang, Liu Yingmei, et al. Development models and key technologies of future grid in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 4999-5008.
- [2] 邱桂华, 邱梓佳, 吴树鸿. 基于量测信息的新型电力系统综合负荷模型在线建模方法[J]. 电力科学与技术学报, 2025, 40(3): 114-122.
Qiu Guihua, Kuang Zijia, Wu Shuhong. Online modeling method of comprehensive load model for new power system based on measurement information[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2025, 40(3): 114-122.
- [3] 徐 政. 直流输电的基本特性及其应用模式概述[J]. 电力建设, 2025, 46(10): 34-43.
Xu Zheng. Overview of basic characteristics and application modes of DC power transmission[J]. Electric Power Construction, 2025, 46(10): 34-43.
- [4] 赵 鹏, 蒲天骄, 王新迎, 等. 面向能源互联网数字孪生的电力物联网关键技术及展望[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 447-457.
Zhao Peng, Pu Tianjiao, Wang Xinying, et al. Key technologies and perspectives of power internet of things facing with digital twins of the energy Internet[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 447-457.
- [5] 张 宁, 马国明, 关永刚, 等. 全景信息感知及智慧电网[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(4): 1274-1283.
Zhang Ning, Ma Guoming, Guan Yonggang, et al. Panoramic information perception and intelligent grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(4): 1274-1283.
- [6] 戴 魏, 郑玉平, 白亮亮, 等. 保护用电流互感器传变特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(19): 46-54.
Dai Wei, Zheng Yuping, Bai Liangliang, et al. Analysis of protective current transformer transient response[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(19): 46-54.
- [7] 李长云, 李庆民, 李 贞, 等. 直流偏磁条件下电流互感器的传变特性[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(19): 127-132.
Li Changyun, Li Qingmin, Li Zhen, et al. Transfer characteristics of current transformers with DC bias[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(19): 127-132.
- [8] 田晓倩, 李宝树, 申 路. 直流偏磁下电流互感器误差特性分析[J]. 高压电器, 2013, 49(11): 104-109.
Tian Xiaolian, Li Baoshu, Shen Lu. Analysis of transfer characteristic for current transformers with DC bias[J]. High Voltage Apparatus, 2013, 49(11): 104-109.
- [9] 翁汉琰, 王 胜, 林湘宁, 等. 基于波形相似度的抗电流互感器饱和变压器相位差动保护[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(4): 132-138.
Weng Hanli, Wang Sheng, Lin Xiangning, et al. Waveform similarity based transformer phase differential protection against current transformer saturation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(4): 132-138.
- [10] 李 敏, 杨爱超, 吴 宇, 等. 开口式电流互感器耐直流性能研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(13): 123-128.
Li Min, Yang Aichao, Wu Yu, et al. Research on anti-DC performance of air-gap-core current transformer[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(13): 123-128.
- [11] 熊 魁, 岳长喜, 李登云, 等. 高磁导率比双铁芯电流互感器原理和误差性能研究[J]. 电测与仪表, 2018, 55(17): 114-119.
Xiong Kui, Yue Changxi, Li Dengyun, et al. Research of theory and error characters of high magnetic permeability ratio two cores current transformer[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2018, 55(17): 114-119.
- [12] Zhang Zhexuan, Tian Cuihua, Guo Junhua, et al. A novel dual-core current transformer based on TMR sensor and its measuring characteristics[J]. AIP Advances, 2024, 14(3): 035211.
- [13] 官瑞杨, 魏新劳, 王永红, 等. 铁心电抗器气隙边缘效应计算及影响因素[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(4): 81-88.
Guan Ruiyang, Wei Xinlao, Wang Yonghong, et al. Calculation and influence factors of air-gap edge effect of iron-core reactor[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(4): 81-88.
- [14] Kondrath N, Kazimierczuk M K. Bandwidth of current transformers[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009, 58(6): 2008-2016.
- [15] Zhang Hao, Arkadan A A. B-H curve-based model for CT error evaluation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(6): 1-4.
- [16] 陈乔夫, 李湘生. 互感器电抗器的理论与计算[M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 1992.
Chen Qiaofu, Li Xiangsheng. Theory and calculation of transformers and reactors[M]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology Press, 1992.

刘召杰(1980—),男,教高,研究方向为电力系统及其自动化(通信作者)(E-mail: 13916899878@163.com)。