

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2108581

电感电压部分补偿交流功率法测量磁心损耗研究*

汪晶慧, 肖俊涛, 陈 为

(福州大学电气工程与自动化学院 福州 350108)

摘要:磁性元件作为功率变换器的重要组成部分,其磁心损耗的精确测量对磁性元件的优化具有重要意义。为了提高传统双绕组交流功率法测量高频激磁磁心损耗的测量精度,本文详细分析电感电压补偿交流功率法的测量原理及其误差来源,基于电感电压补偿交流功率法在非完全补偿的情况下测量高阻抗角磁性元件磁心损耗时误差仍很大的问题,本文提出了电感电压部分补偿交流功率法精确测量任意波形激励下的磁性元件磁心损耗。最后建立测量平台,在非完全补偿条件下,该方法测量50 kHz正弦波激磁的金属磁粉芯磁心损耗的最大相对误差为13.54%,50 kHz矩形波激磁的金属磁粉芯磁心损耗的最大相对误差为9.8%,实验验证该方法可精确测量正弦波激磁和方波激磁的高阻抗角金属磁粉芯的磁心损耗。

关键词:交流功率法;磁心损耗测量;电感电压补偿交流功率法;金属磁粉芯

中图分类号: TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Research on measuring magnetic core loss by the inductor voltage partial compensation AC power method

Wang Jinghui, Xiao Juntao, Chen Wei

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

Abstract: Magnetic components are important parts of power converters. The accurate core loss measurement is very important for the optimization of magnetic components. To improve the measurement accuracy of the traditional dual-winding AC power method for core loss measurement with high-frequency excitation, the measurement principle and error source of the inductor voltage compensation AC power method are analyzed in detail. Based on the error problem that the core loss of magnetic components with high impedance angle is measured with the inductor voltage compensated AC power method under incomplete compensation, the inductor voltage partially compensated AC power method is proposed to accurately measure the core loss under arbitrary waveform excitation in this article. Finally, the measurement platform is established under the condition of incomplete compensation. The maximum relative error of this method for core loss measurement of the powder core with 50 kHz sine wave excitation is 13.54%, and the maximum relative error of core loss measurement of the powder core with 50 kHz rectangular wave excitation is 9.8%. Experimental results show that the core loss of magnetic powder core under sine wave and square wave excitation can be accurately measured by the proposed method.

Keywords: AC power method; core loss measurement; inductor voltage compensation AC power method; magnetic powder core

0 引 言

功率变换器广泛应用于新能源、航天、通信、智能电网等领域^[1-2]。近年来功率变换器朝着更高功率密度、高度集成化和高频化的方向发展^[3-5]。电源变换器的开关频率越来越高,使得磁心损耗成为功率变换器优化设计与热设计的重要因素。因此,准确的磁心损耗测量在功

率变换器磁设计和热设计以及新型高频磁性材料研究中有着重要的作用^[6-8]。

研究表明,激磁电压的波形、频率、幅值、占空比、直流偏磁以及谐波含量都将影响其激励下的磁心损耗^[9-11]。现有磁心损耗测量方法中,量热法是业界公认最精确的测量方法,其通过间接测量因磁心损耗导致的热工质温升获得磁心损耗,但测量过程相对繁琐且耗时,测量人员需要一定的耐心和技术,且其测量损耗包括绕

收稿日期:2021-09-15 Received Date: 2021-09-15

* 基金项目:福建省自然科学基金(2019J01250)、国家自然科学基金(51777036)项目资助

组损耗和磁心损耗^[12-14]。

直流功率法可测量 PWM 波激磁磁心损耗,其通过 DC/AC 逆变电路将直流激励源转换为 PWM 波施加在被测磁性元件上,直流激励源的输出有功功率减去除被测件以外其他电路的损耗即可得到被测磁件的损耗。直流功率法的测量精度不受被测元件阻抗角的影响。但该方法中的其他电路损耗的确定较为复杂,且无法实现磁心损耗和绕组损耗的分离^[15-18]。

双绕组交流功率法是业内常用的测量磁心损耗的电气方法。其可测量任意波形激励的磁心损耗。被测磁性元件采用双绕组绕制,利用示波器采样原边激磁电流和副边感应电压,两者之积一个周期取平均值,即可获得被测件的磁心损耗^[19-21]。测量结果仅包含磁心损耗。然而,交流功率法测量小损耗角磁性元件的磁心损耗时,被测电流和电压之间微小的相位误差将导致非常大的测量误差。该相位误差是由采样电压和电流探头的非同步性及寄生参数所产生,且相位误差随着频率的增大而增大。因此,利用交流功率法测量高阻抗角磁芯的磁心损耗和超高频磁性元件磁心损耗时误差非常大。文献[22]针对该问题提出了串联电容补偿的方法。该方法利用电容的容性无功功率补偿被测元件感性无功功率,减小被测电压和电流之间的相位角,从而提高测量精度。该补偿方法仅适用于正弦波激励。文献[23]在此基础上提出了串联电感补偿的方法,该补偿方法能够适用于任意波形激励情况,然而该方法对于串联空芯电感的电感值要求严格,实际中难以做到完全补偿。

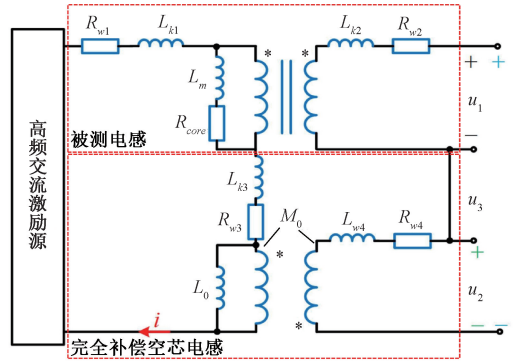
本文基于电感电压补偿交流功率法在非完全补偿的情况下测量高阻抗角磁性元件磁心损耗时误差仍很大的问题,提出电感电压部分补偿交流功率法测量磁心损耗。在空芯电感互感值与被测电感自感值不匹配的情况下能精确测量小损耗角磁性元件的磁心损耗。且该方法适用任何波形激励条件。

1 电感电压补偿交流功率法

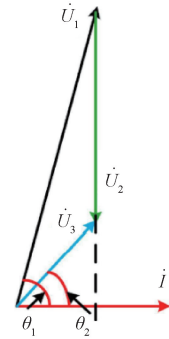
电感电压补偿交流功率法测量原理和电压电流相量图如图 1 所示。图 1(a)中 L_m 和 R_{core} 分别是被测电感的激磁电感和磁心损耗等效电阻; L_0 是补偿空芯电感,使用双股并绕绕制; M_0 是空芯电感的互感; R_{w1} 、 R_{w2} 、 R_{w3} 、 R_{w4} 分别表示被测电感和空芯电感的原副边绕组绕组损耗等效电阻; L_{k1} 、 L_{k2} 、 L_{k3} 、 L_{k4} 分别表示被测电感和空芯电感的原边漏感和副边漏感。

被测电感采用双股并绕绕制,原副边匝比为 1:1,可忽略其漏感,则互感系数 k 为 1,则被测电感的副边电压 u_1 为:

$$\dot{U}_1 = (j\omega L_m + R_{core}) \cdot \dot{I} \quad (1)$$



(a) 测量原理
(a) Measurement principle



(b) 相量图
(b) Phasor diagram

图 1 电感电压补偿交流功率法原理及相量图

Fig. 1 Diagram and phasor diagram of the inductor voltage compensation AC power method

空芯电感由于环芯磁导率为空气磁导率,即使采用双股并绕绕制,依然存在较大的漏感,因此原边和副边的电压不相等,且其异名端相连,因此其副边感应电压 u_2 为:

$$\dot{U}_2 = -j\omega M_0 \cdot \dot{I} \quad (2)$$

因此, u_3 的相量形式可表示为:

$$\dot{U}_3 = (j\omega L_m - j\omega M_0 + R_{core}) \cdot \dot{I} \quad (3)$$

当 L_m 与 M_0 相等时,被测电感副边电压 u_1 中的无功分量将被空芯电感副边电压 u_2 完全抵消,此时 u_3 与 i 同相位,电压 u_3 与 R_{core} 两端电压相等。

由于空芯电感没有磁心损耗,采样 u_3 与 i 两者乘积在一个周期内积分取平均值,即是磁心损耗,如式(4)所示。

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T u_3 \cdot i dt \quad (4)$$

图 1(a)中各电压相量和电流相量的相位关系如图 1(b)所示。利用空芯电感电压补偿后,采样电压由传统交流功率法的 u_1 转为 u_3 ,电压与电流之间的相位差由 θ_1 减小为 θ_2 ,降低了交流功率法测量精度对相位误差的敏

感度。当电感电压完全补偿,即 L_m 与 M_0 相等时,则采样电压和电流之间的相位 θ_1 减小为 0。因此,电感电压补偿交流功率法可以提高传统交流功率法的测量精度。

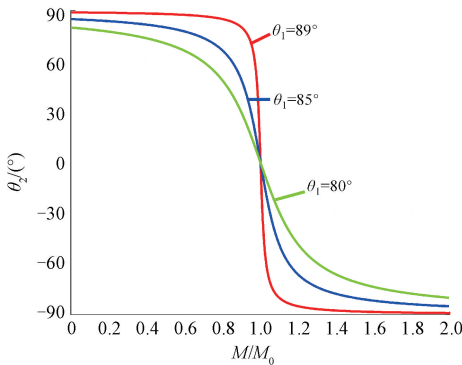
因为被测电感的漏感可忽略,所以其激磁电感的感值与自感值相等。根据被测电感的自感值绕制空芯电感,使空芯电感的互感值 M_0 与 L_m 相等。当串联空芯电感不能完全补偿,即 M_0 与 L_m 不相等时,补偿后电压 u_2 与电流 i 之间的相位差 θ_2 可利用式(5)计算。

$$\theta_2 = \arctan\left(\frac{\omega L_m - \omega M_0}{R_{core}}\right) \quad (5)$$

由式(5)可知,若空芯电感完全补偿的互感值为 M_0 ,当利用互感值为 M 的空芯电感进行补偿后的电压电流相位差 θ_2 可表示为:

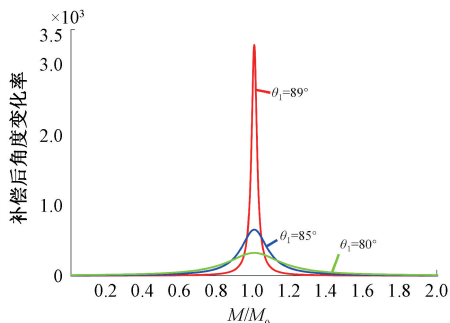
$$\theta_2 = \arctan\left[\left(1 - \frac{M}{M_0}\right) \cdot \tan(\theta_1)\right] \quad (6)$$

式中: θ_1 表示补偿前的采样电压和采样电流的相位差; θ_2 表示补偿后的采样电压与采样电流的相位差。根据式(6)绘制 θ_2 随补偿空芯电感互感值 M 变化的曲线如图 2(a)所示。式(6)求导得到的 θ_2 的变化率随补偿空芯电感互感值 M 变化的曲线如图 2(b)所示。



(a) 补偿后角度与空芯电感互感值的关系

(a) The relationship between the compensated angle and the mutual inductance of the air-core inductance



(b) 补偿后角度变化率与空芯电感互感值的关系

(b) The relationship between the angle change rate after compensation and the mutual inductance of air-core inductor

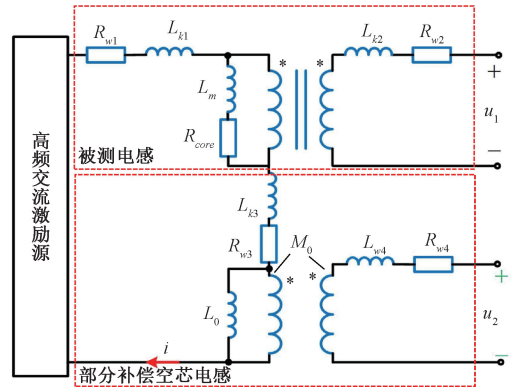
图 2 补偿空芯电感互感值对测量精度的影响

Fig. 2 The influence of the mutual inductance of air-core inductor on measurement accuracy

由图 2(b)可知,当空芯电感互感值 M 相较于完全补偿互感值 M_0 存在一个微小的误差时,将造成补偿后的电压、电流相位差 θ_2 出现严重跳变,使得 θ_2 依旧接近 90° ,造成补偿效果不理想,该现象在被测电感阻抗角接近 90° 时最为明显。根据被测电感设计完全补偿的空芯电感非常困难,因此电感电压补偿交流功率法测量阻抗角接近 90° 的磁粉芯磁心损耗时,若未完全补偿测量误差仍很大。

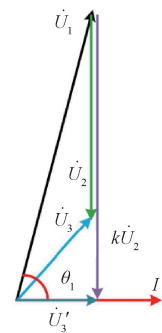
2 电感电压部分补偿交流功率法

本文提出电感电压部分补偿交流功率法以减小电感电压补偿交流功率法的测量误差对补偿空芯电感互感值误差的敏感度,其测量原理如图 3(a)所示。采样被测电感和空芯电感的副边感应电压 u_1 和 u_2 和激磁电流 i 获得磁心损耗。



(a) 测量原理

(a) Measurement principle



(b) 相量图

(b) Phasor diagram

图 3 电感电压部分补偿交流功率法原理图及相量图
Fig. 3 Diagram and phasor diagram of the inductor voltage partial compensation AC power method

电感电压部分补偿交流功率法采样 3 个物理量 i , u_1 , u_2 , 因此该方法的相位误差来源有 3 个:实际电流 i 与测量电流 i' 之间的相位误差 $\Delta\theta_1$; 被测电感实际副边电压

u_1 与测量电压 u'_1 之间的相位误差 $\Delta\theta_1$; 空芯电感实际副边电压 u_2 与测量电压 u'_2 之间的相位误差 $\Delta\theta_2$ 。

当激励为正弦波且仅考虑相位误差 $\Delta\theta_i$ 时, 现有数据采集器的电压有效值和电流有效值的测量误差非常小, 其可忽略。则 u_1 和 i' 的乘积在 1 个周期内的积分可表示为:

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 \cdot i' dt = P_{core} + \Delta P = U_1 \cdot I \cdot \cos(\theta_1) + U_1 \cdot I \cdot \sin(\theta_1) \cdot \Delta\theta_i \quad (7)$$

式中: P_{core} 表示磁心损耗的真实值; ΔP 表示由相位误差 $\Delta\theta_i$ 导致的测量误差; θ_1 表示被测电感的副边电压 u_1 与电流 i 之间的相位差。同理, 空芯电感的副边电压 u_2 和电流 i' 在一个周期内的积分可表示为:

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i' dt = U_2 \cdot I \cdot \cos(90^\circ) + U_2 \cdot I \cdot \sin(90^\circ) \cdot \Delta\theta_i = U_2 \cdot I \cdot \Delta\theta_i \quad (8)$$

从而可以得到被测磁芯上测量误差 ΔP 与空芯电感消耗的功率 P_2 之间的比值为:

$$k = \frac{\Delta P}{P_2} = \frac{U_1 \cdot \sin(\theta_1)}{U_2} \quad (9)$$

将该比值定义为补偿系数 k , 进一步得到真实磁心损耗 P_{core} 的计算公式为:

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 \cdot i' dt - k \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i' dt \quad (10)$$

但由于式(9)中的 θ_1 未知, 因此补偿系数 k 无法直接获得。利用数据采集器中的“de-skew”功能人为制造电流相位误差 $\Delta\theta'_i$, 假设加入 $\Delta\theta'_i$ 后的电流为 i'' , 则此时的真实磁心损耗可被表示为:

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 \cdot i'' dt - k \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i'' dt \quad (11)$$

式(10)与(11)的 P_{core} 应相等, 且根据式(9)可知, 补偿系数 k 仅与被测电感副边电压有效值 U_1 与空芯电感副边电压有效值 U_2 以及 θ_1 有关, 不受电流相位误差的影响, 因此式(10)和(11)中的补偿系数 k 也相等, 其表达式为:

$$k = \frac{\int_0^T u_1 \cdot i' dt - \int_0^T u_1 \cdot i'' dt}{\int_0^T u_2 \cdot i' dt - \int_0^T u_2 \cdot i'' dt} \quad (12)$$

进一步同时考虑 3 个相位误差 $\Delta\theta_1$ 、 $\Delta\theta_2$ 、 $\Delta\theta_3$ 。此时, 采样 u'_1 和 i' 的乘积在一个周期内的积分取平均值可表示为:

$$P'_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u'_1 \cdot i' dt = P_{core} + \Delta P' = U_1 \cdot I \cdot \cos(\theta_1) + U_1 \cdot I \cdot \sin(\theta_1) \cdot (\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2) \quad (13)$$

式中: $\Delta P'$ 表示同时考虑电流 i' 和电压 u'_1 相位误差造成的测量误差。同理, 空芯电感的副边电压 u'_2 和电流 i' 和

在一个周期内的积分可表示为:

$$P'_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u'_2 \cdot i' dt = U_2 \cdot I \cdot (\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2) \quad (14)$$

因此, 在考虑 3 个相位误差之后, 利用式(10)计算的磁心损耗结果将改变为:

$$P'_1 - k \cdot P'_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u'_1 \cdot i' dt - k \frac{1}{T} \int_0^T u'_2 \cdot i' dt = P_{core} + U_1 \cdot I \cdot \sin(\theta_1) \cdot (\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2) \quad (15)$$

由式(15)可知, 测量误差与两个电压探头之间的相位误差相关。当两电压探头采样完全同步时, 则测量误差完全消除。利用两个电压探头同时测量信号发生器产生的正弦或矩形波形信号, 并利用数据采集器的“de-skew”减小电压探头之间的相位差使之等于 0。

当激励为矩形波时, 式(7)和(8)分别变换为式(16)和(17)。

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T U_1 \cdot i' dt = P_{core} + \frac{U_{1pp} \cdot I_{pp} \cdot \Delta t}{T} \quad (16)$$

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i' dt = \frac{U_{2pp} \cdot I_{pp} \cdot \Delta t}{T} \quad (17)$$

式中: Δt 是采样电压和电流之间的延时时间, 其乘以频率则是相位误差。 U_{1pp} 和 U_{2pp} 分别是被测电感和空芯电感副边感应电压 u_1 和 u_2 的峰峰值, I_{pp} 表示原边电流 i 的峰峰值。则矩形波激励下的补偿系数 k 的表达式为:

$$k = \frac{U_{1pp}}{U_{2pp}} \quad (18)$$

图 3(b) 是各电压和电流的相量图。电感电压补偿交流功率法是采样 $u_3 = u_1 - u_2$, 当空芯电感互感值不能完全补偿时, 补偿效果不理想。而电感电压部分补偿交流功率法引入了补偿系数 k , 测量 $u'_3 = u_1 - k u_2$, 故即使空芯电感互感值并不满足完全补偿, 依然能够使测量电压 u'_3 与原边电流 i 同相位。因此电感电压部分补偿交流功率法可降低电感电压补偿交流功率法测量误差对空芯电感互感值的敏感程度。

3 电感电压部分补偿交流功率法精度验证

3.1 正弦波激励磁心损耗的测量

根据电感电压部分补偿交流功率法测量原理建立测量平台如图 4 所示。

小信号发生器产生 50 kHz 频率的正弦交流信号, 通过功率放大器和阻抗匹配器施加在被测磁件上, 该磁芯为铁硅铝磁粉芯 NPS106060, 试样如图 5 所示, 具体参数如表 1 所示。其中 A_e 是磁粉芯的有效截面积, l_e 是磁粉芯的有效磁路长度, μ_r 是磁粉芯的相对磁导率, L 是磁粉芯的自感值。

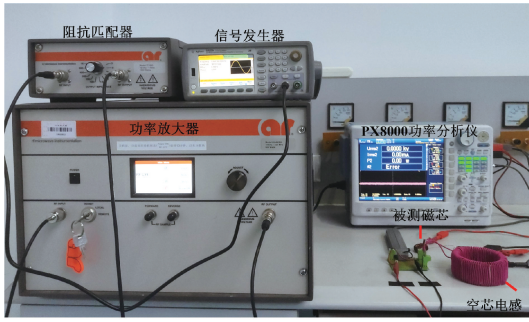


图4 正弦波激励下电感电压部分补偿交流功率法测量平台
Fig.4 Measurement platform of the inductor voltage partial compensation AC power method under sine wave excitation

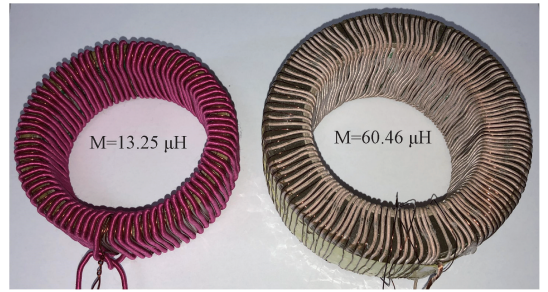


图6 补偿空芯电感
Fig.6 Air-core inductor for compensation

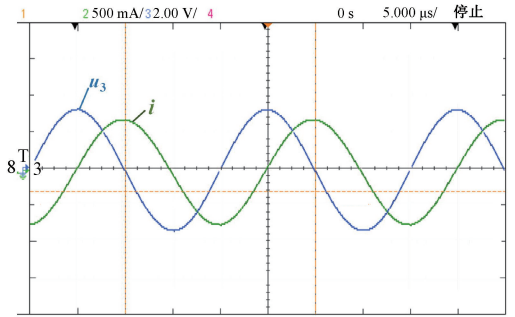


图5 被测试样
Fig.5 Tested sample

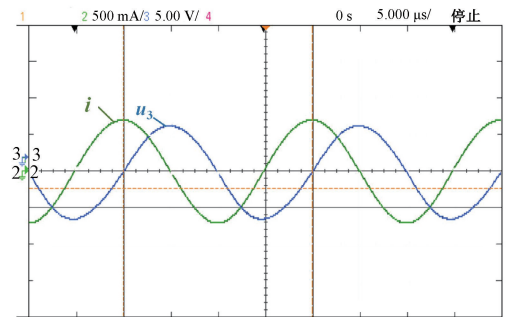
互感值分别为 $13.25 \mu\text{H}$ 和 $60.46 \mu\text{H}$ 的空芯电感作为补偿电感,试样如图6所示。利用电感电压补偿交流功率法测量感值为 $30.45 \mu\text{H}$ 金属磁粉芯磁心损耗,此时空芯电感互感值与被测电感自感值不匹配,不满足完全补偿条件。互感值为 $13.25 \mu\text{H}$ 的空芯电感补偿后的电压 u_3 与原边电流 i 的波形如图7(a)所示,电压超前电流接近 90° 。互感值为 $60.46 \mu\text{H}$ 的空芯电感补偿后的电压 u_3 与原边电流 i 的波形如图7(b)所示,电压滞后电流接近 90° 。互感值为 $13.25 \mu\text{H}$ 和 $60.46 \mu\text{H}$ 的空芯电感作为补偿电感,测得的金属磁粉芯磁心损耗曲线与厂家数据手册对比,结果如图8所示,从图中可知该补偿方法已无法精确测量金属磁粉芯的磁心损耗。

表1 被测电感参数(NPS106060铁硅铝磁粉芯)
Table 1 Parameters of measured inductance (NPS106060Fe-Si-Al magnetic powder core)

参数	A_c/mm^2	l_c/mm	$\mu_r/(\text{H}\cdot\text{m}^{-1})$	$N/\text{匝}$	$L_o/\mu\text{H}$
数值	65.4	63.5	60	20	30.45



(a) 补偿空芯电感互感值为 $13.25 \mu\text{H}$
(a) Mutual inductance of the air-core inductor $13.25 \mu\text{H}$



(b) 补偿空芯电感互感值为 $60.46 \mu\text{H}$
(b) Mutual inductance of the air-core inductor $60.46 \mu\text{H}$

图7 电感电压补偿交流功率法电压和电流波形
Fig.7 Voltage and current waveforms of the inductor voltage compensation AC power method

以 $13.25 \mu\text{H}$ 和 $60.46 \mu\text{H}$ 的空芯电感作为补偿电感,进一步利用电感电压部分补偿交流功率法测量该金属磁粉芯磁心损耗,分别采样被测电感和空芯电感副边电压 u_1, u_2 以及原边电流 i ,其波形如图9所示。

将采样电压 u_1 和 u_2 的波形数据代入式(19)中,得到电压 u_3' 波形如图10所示。采样电流 i 的波形如图10所示。并利用式(20)计算,当补偿空芯电感为 $13.25 \mu\text{H}$ 时补偿系数 k 为 2.298,当补偿空芯电感为 $60.46 \mu\text{H}$ 时补偿系数 k 为 0.5036。测量的金属磁粉芯

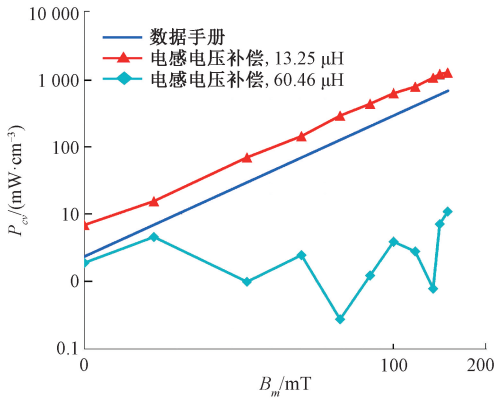


图 8 电感电压补偿交流功率法精度验证
Fig. 8 Accuracy verification of the inductor voltage compensation AC power method

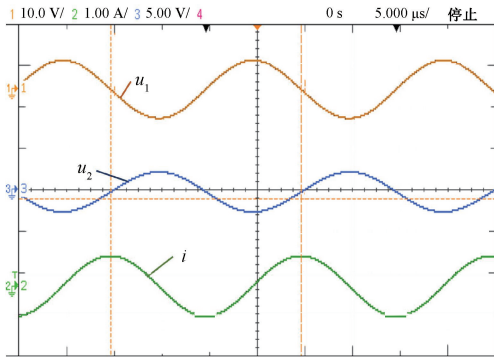


图 9 电感电压部分补偿交流功率法电压和电流波形
Fig. 9 Voltage and current waveforms of the inductor voltage partial compensation AC power method

损耗曲线与数据手册对比,如图 11(a)所示。相对误差曲线如图 11(b)所示。

$$u'_3 = u_1 + k u_2 \quad (19)$$

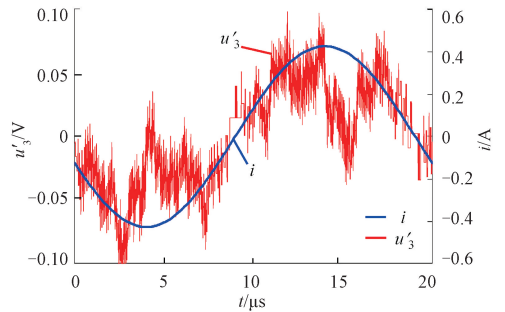
$$k = \frac{U_1 \cdot \sin(\theta_1)}{U_2} \quad (20)$$

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 \cdot i dt + k \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i dt \quad (21)$$

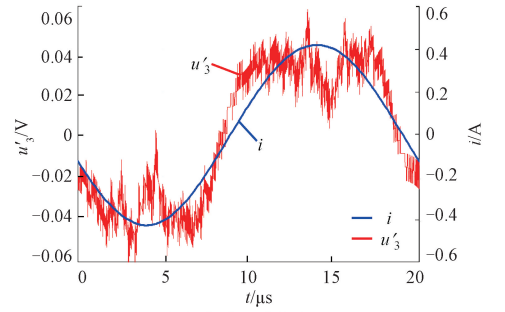
由图 11 可知,利用互感值为 13.25 μH 的空芯电感进行补偿时,电感电压部分补偿交流功率法测量磁心损耗的最大相对误差为 16.69%;利用互感值为 60.64 μH 的空芯电感进行补偿时,最大相对误差为 13.54%。实验表明,当空芯电感互感值未能与被测电感自感值匹配时,使用电感电压部分补偿交流功率法仍能够较精准地测量金属磁粉芯的磁心损耗。

3.2 矩形波激励磁心损耗的测量

利用 DC/AC 逆变电路给金属磁粉芯施加频率为 50 kHz,占空比为 0.5 的矩形波激励,分别利用电感电压

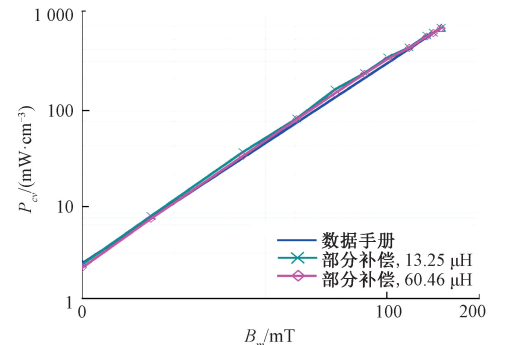


(a) 空芯电感互感值为 13.25 μH
(a) Mutual inductance of air-core inductor 13.25 μH

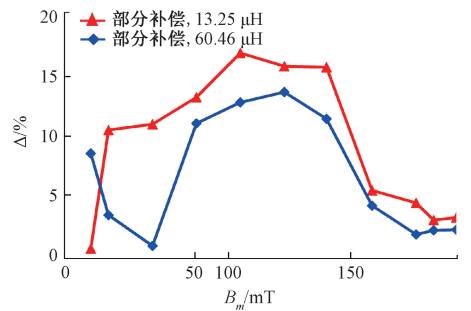


(b) 空芯电感互感值为 60.46 μH
(b) Mutual inductance of air-core inductor 60.46 μH

图 10 电感电压部分补偿交流功率法的电压和电流波形
Fig. 10 Voltage and current waveforms by inductor voltage partial compensation AC power method



(a) 损耗曲线
(a) Loss curves



(b) 误差曲线
(b) Error curves

图 11 电感电压部分补偿交流功率法精度验证
Fig. 11 Accuracy verification of the inductor voltage partial compensation AC power method

补偿交流功率法和电感电压部分补偿交流功率法测量其磁心损耗,测量平台如图12所示。

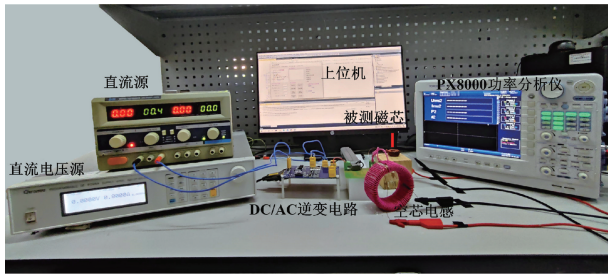


图12 矩形波激励下电感电压部分补偿交流功率法测量平台
Fig. 12 Measurement platform of the inductor voltage partial compensation AC power method under square wave excitation

补偿空芯电感互感值为 30.11 μH , 被测电感感值为 30.45 μH , 电感电压补偿交流法实现完全补偿。分别采样被测磁性元件副边电压 u_1 、补偿后电压 u_3 、原边电流 i 的波形如图13所示。测量获得的磁心损耗如图16(a)所示。

利用电感电压部分补偿交流功率法测量其磁心损耗, 补偿空芯电感互感值分别为 13.25 和 60.64 μH 。采样被测磁性元件副边电压 u_1 、空芯电感副边电压 u_2 、原边电流 i 的波形如图14所示。利用式(22)计算获得补偿之后的电压 u_3' 的波形如图15所示。测量获得的磁心损耗如图16(a)所示。

$$\begin{cases} u_3' = u_1 - ku_2 \\ k = \frac{U_{1pp}}{U_{2pp}} \end{cases} \quad (22)$$

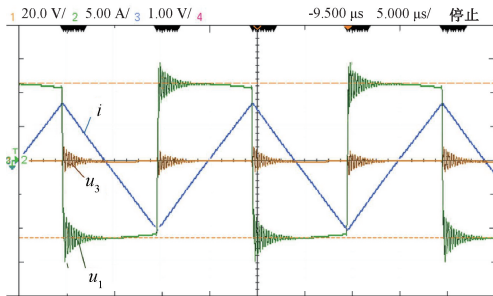
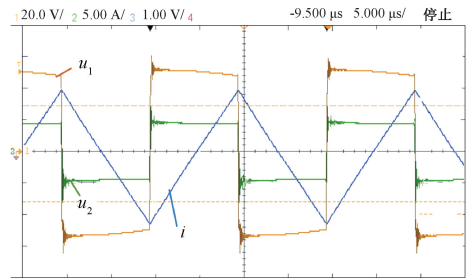


图13 电感电压补偿交流功率法电压和电流波形 (空芯电感互感值为 30.11 μH)

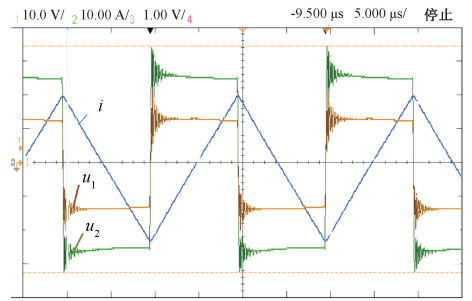
Fig. 13 Voltage and current waveforms of the inductor voltage compensation AC Power method (mutual inductance of air-core inductor 30.11 μH)

改变激磁矩形波占空比分别为 0.1、0.2、0.3、0.4、0.5, 最大磁通密度 B_m 均为 50 mT, 分别利用传统交流功率法、电感电压补偿交流功率法(完全补偿)、电感电压部分补偿交流功率法测量金属磁粉芯的损耗曲线如图16(a)。由图16(a)可知, 传统交流功率法的测量



(a) 空芯电感互感值为13.25 μH

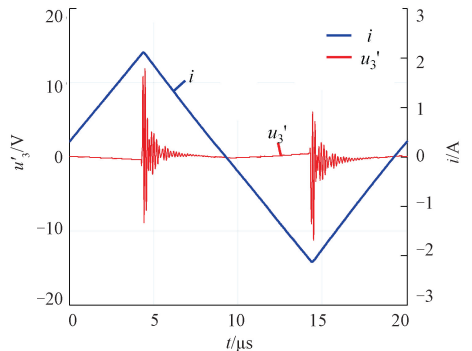
(a) The mutual inductance of the air-core inductor is 13.25 μH



(b) 空芯电感互感值为60.64 μH

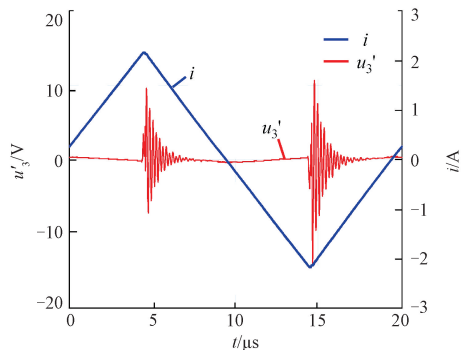
(b) The mutual inductance of the air-core inductor 60.64 μH

图14 电感电压部分补偿交流功率法电压和电流波形
Fig. 14 Voltage and current waveforms of the inductor voltage partial compensation AC power method



(a) 空芯电感互感值为13.25 μH

(a) Mutual inductance of the air-core inductor 13.25 μH



(b) 空芯互感值为60.46 μH

(b) Mutual inductance of the air-core inductor 60.46 μH

图15 电感电压部分补偿交流功率法的电压和电流波形
Fig. 15 Voltage and current waveforms of the inductor voltage partial compensation AC power method

结果已经严重失真。将电感电压补偿交流功率法完全补偿时的损耗曲线作为标准,得到电感电压部分补偿交流功率法的相对误差曲线如图 16(b) 所示。由图 16(b) 可知,当补偿空芯电感互感值分别为 13.25 和 60.64 μH 时,利用电感电压部分补偿交流功率法测量金属磁芯电感磁心损耗的最大相对误差分别为 10.6% 和 9.8%,具有较高精度。

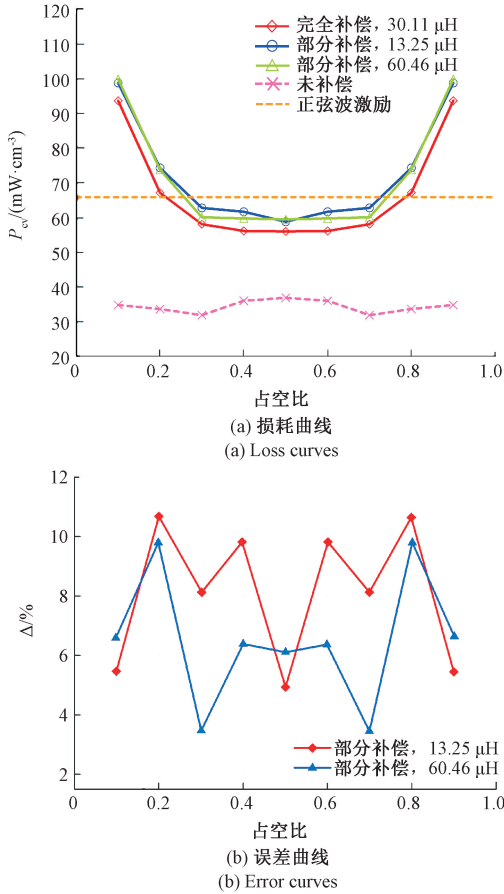


图 16 电感电压部分补偿交流功率法精度验证

Fig. 16 Accuracy verification of the inductor voltage partial compensation AC power method

4 误差分析

4.1 测量仪器精度不足造成的误差

测量仪器的测量误差有相位误差和幅值误差。在上小节中已经详细分析了相位误差的 3 个来源 ($\Delta\theta_i$ 、 $\Delta\theta_1$ 、 $\Delta\theta_2$) 对实验结果的影响,利用电感电压部分补偿交流功率法可以消除电流相位误差 $\Delta\theta_i$ 对实验结果的影响。实验中采用 YOKOGAWA 公司的 PX8000 高精度功率分析仪进行数据采样,其具有用于模数 (ADC) 转换的 12 位分辨率。利用 PX8000 中的“de-skew”功能减小电压探头

产生的电压相位误差 $\Delta\theta_1$ 、 $\Delta\theta_2$ 。

综上,电感电压部分补偿交流功率法可以有效抑制相位误差对实验结果的影响。

4.2 高频寄生参数造成的误差

该测量电路的高频寄生参数主要有:被测电感与空芯电感原副边之间的耦合电容 C_{ps} ,也称之为共模有效电容;原边的匝间电容 C_p ; C_s 是副边的匝间电容并联电压探头技术电容的总电容。考虑寄生电容的测量电路原理如图 17 所示。

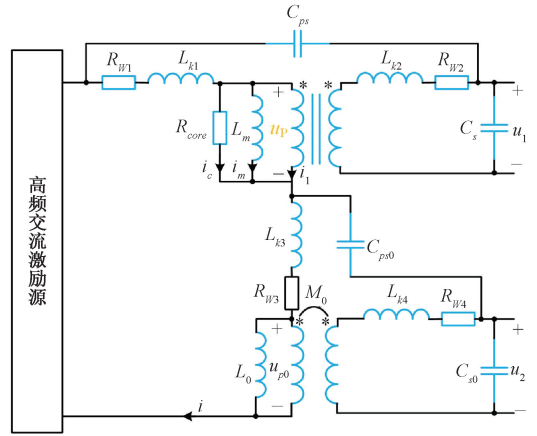


图 17 考虑寄生电容时的测量电路原理

Fig. 17 Principle of the measurement circuit when parasitic capacitances considered

图 17 中, i_c 表示流过磁心损耗等效电阻 R_{core} 的电流; i_m 表示流过激磁电感 L_m 上的电流; i_1 表示流过变压器模型原边的电流; u_p 表示变压器模型原边电压。由于高频寄生电容 C_s 的存在,被测电感的副边并非完全开路,流过 C_s 的电流将在副边漏感 L_{k2} 和绕组电阻 R_{w2} 上产生电压降,造成测量电压 u_1 与原边实际电压 u_p 不相等,从而产生误差。为了分析高频寄生电容 C_s 对测量结果的影响,假设实际磁心损耗为 P_a ,测量得到的磁心损耗为 P_m ,则测量误差 Δ 可表示为:

$$\Delta = \frac{P_m - P_a}{P_a} \quad (23)$$

其中,实际磁心损耗 P_a 可表示为:

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_p \cdot i_c dt = U_p \cdot I_c \cdot \cos(0^\circ) \quad (24)$$

原边总电流 I 可表示为:

$$I = I_c + I_m + I_1 \quad (25)$$

被测电感副边电压 u_1 与变压器原边电压 u_p 之间的关系可表示为:

$$\dot{U}_1 = \frac{-j \frac{1}{\omega C_s}}{j\omega L_{k2} + R_{w2} - j \frac{1}{\omega C_s}} \cdot \dot{U}_p \quad (26)$$

则测量的磁心损耗 P_m 可表示为:

$$P_m = \operatorname{Re} | \dot{U}_1 \cdot \dot{I}^* | = \operatorname{Re} | \dot{U}_1 \cdot (\dot{I}_c^* + \dot{I}_m^* + \dot{I}_1^*) | = \operatorname{Re} | \dot{U}_1 \cdot (\dot{I}_c^* + \dot{I}_m^*) | \quad (27)$$

$$\dot{U}_1^* \cdot (\dot{I}_c^* + \dot{I}_m^*) = \frac{-j \frac{1}{\omega C_s}}{j\omega L_{k2} + R_{\omega 2} - j \frac{1}{\omega C_s}} \cdot$$

$$\dot{U}_p \cdot \left[\dot{I}_c^* + \left(\frac{R_{core} \cdot \dot{I}_c}{j\omega L_m} \right)^* \right] \quad (28)$$

若被测磁芯是磁粉芯,则各参数满足式(29)。则由 C_s 导致的测量误差如式(30)。可以看出,要减小测量误差须减小漏感和绕组损耗等效电阻。

$$\begin{cases} R_{core} \gg \omega L_m \\ R_{w2}, \omega L_{k2}, \omega L_m \ll \frac{1}{\omega C_s} \end{cases} \quad (29)$$

$$\Delta_s = \frac{P_m - P_a}{P_a} \approx \frac{R_{w2} \cdot R_{core} \cdot C_s}{L_m} + \omega^2 L_{k2} C_s \quad (30)$$

C_{ps} 的存在同样将导致被测电感的副边流过电流,在副边漏感 L_{k2} 和绕组等效电阻 R_{w2} 上产生电压降,导致测量电压 u_1 与变压器实际原边电压 u_p 不相等。如被测件是金属磁粉芯,则各参数满足式(31),则由 C_{ps} 导致的测量误差可表示为式(32)。从中可以看出,要减小测量误差须减小原边和副边的漏感和原副边的绕组损耗等效电阻。

$$\begin{cases} R_{core} \gg \omega L_m \\ R_{w1}, R_{w2}, \omega L_{k1}, \omega L_{k2}, \omega L_m \ll \frac{1}{\omega C_{ps}} \end{cases} \quad (31)$$

$$\Delta_{ps} = \frac{P_m - P_a}{P_a} \approx - \frac{R_{core} C_{ps}}{L_m^2} \cdot (R_{w1} L_{k2} + R_{w2} L_{k1}) \quad (32)$$

同理,在空芯电感中也存在高频寄生电容 C_{s0} 和 C_{ps0} ,使得空芯电感副边有电流流过,造成测量电压 u_2 与空芯变压器原边电压 u_{p0} 不相等。电路各参数满足式(33),则由 C_{s0} 和 C_{ps0} 造成的测量误差 Δ_{s0} 与 Δ_{ps0} 可分别表示为式(34)和(35)。从中可以看出:要减小测量误差须减小漏感、原副边的绕组损耗等效电阻和寄生电容。

$$\begin{cases} R_{w1}, R_{w2}, \omega L_{k1}, \omega L_{k2}, \omega L_m \ll \frac{1}{\omega C_{s0}} \\ R_{w1}, R_{w2}, \omega L_{k1}, \omega L_{k2}, \omega L_m \ll \frac{1}{\omega C_{ps0}} \end{cases} \quad (33)$$

$$\Delta_{s0} \approx - C_{s0} \cdot k \cdot \left(\frac{R_{w4} R_{core}}{L_m} + \omega^2 L_{k4} \right) \quad (34)$$

$$\Delta_{ps0} \approx - \frac{k \cdot R_{core} \cdot C_{ps0}}{L_m^2} \cdot (R_{w4} L_{k3} + R_{w3} L_{k4}) \quad (35)$$

综上所述,被测电感和空芯电感的高频寄生电容均将造成测量误差。由式(30)、(32)、(34)和(35)可知,

测量误差与漏感和绕组等效电阻有关。由于被测电感采用双股并绕的绕线方式,因此其漏感 L_{k1} 、 L_{k2} 很小;因为被测电感匝数较小,且绕组采用利兹线,绕组等效电阻 R_{w1} 、 R_{w2} 较小;被测电感绕组仅是一层绕制,高频寄生电容也较小,产生的测量误差较小。而由于空芯电感的磁导率为真空磁导率,即使使用双股并绕的绕线方式,依然存在较大的漏感,且其匝数较多,绕组等效电阻较大。因此,空芯电感上的高频寄生电容将对测量结果产生较大影响。

5 结 论

金属磁粉芯具有高饱和磁通密度、高品质因数和小损耗角的特点,利用现有的传统交流功率法难以测量其磁心损耗,本文针对这一问题提出了电感电压部分补偿交流功率法以精确测量金属磁粉芯的磁心损耗。该方法通过引入补偿系数 k 以改变无功分量大小,使得当空芯电感互感值与被测电感自感值不匹配时仍然能够达到理想的补偿效果。本文搭建了电感电压部分补偿交流功率法测量平台,分别测量金属磁粉芯在 50 kHz 频率正弦波和矩形波激励下的损耗曲线。当补偿空芯电感的互感值为 13.25 μH 和 60.64 μH 时,正弦波激励下电感电压部分补偿交流功率法最大相对误差分别为 16.69% 和 13.54%;矩形波激励下,最大相对误差分别为 10.6% 和 9.8%。验证了电感电压部分补偿交流功率法在不同空芯电感互感值补偿情况下均能够精确测量高阻抗角的金属磁粉芯的磁心损耗。

参考文献

- [1] 徐振方,王雷,胡丙辉. 基于双电压环控制的三相 SVPWM 逆变设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(3): 161-167.
- XU ZH F, WANG L, HU B H, et al. Three phase SVPWM inverter design based on dual-voltage-loop control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(3): 161-167.
- [2] ZHENG R, ZHANG G Y, LYU W H, et al. Research on solar simulation system for test of solar radiation measuring instrument[J]. Instrumentation, 2017, 4(1): 3-11.
- [3] ARAGHCHINI M, CHEN J, DOAN N V, et al. A technology overview of the powerchip development program[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,

- 2013, 28(9): 4182-4201.
- [4] MARXGUT C, MUHLETHALER J, KRISMER F, et al. Multiobjective optimization of ultraflat magnetic components with PCB-integrated core [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3591-3602.
- [5] HOU D, SU Y, LI Q, et al. Improving the efficiency and dynamics of 3D integrated POL[C]. Power Electronics Conference and Exposition, 2015.
- [6] SU Y, LI Q, LEE F C, et al. Planar inductor structure with variable flux distribution-A benefit or impediment? [C]. Power Electronics Conference and Exposition, 2015.
- [7] YAN Y, NGO K T, HOU D, et al. Effect of sintering temperature on magnetic core-loss properties of a NiCuZn ferrite for high-frequency power converters[J]. Journal of Electronic Materials, 2015, 44(10): 3788-3794.
- [8] DICK C P, POLAK C, WAFFENSCHMIDT E. Proposal of a figure of merit for the characterization of soft-magnetic shielding material used in inductive wireless power transmission systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 272-279.
- [9] 汪晶慧, 阳双婷, 陈为. 无/有直流偏磁的磁心损耗的测量与模型[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(3): 133-141.
- WANG J H, YANG SH T, CHEN W. Measurement and model of core loss without or with DC bias [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(3): 133-141.
- [10] 赵志刚, 郭莹, 刘佳, 等. 谐波激励条件下铁心损耗测量与计算[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(8): 162-168.
- ZHAO ZH G, GUO Y, LIU J, et al. Measurement and calculation of transformer core loss under harmonic excitation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(8): 162-168.
- [11] 赵志刚, 魏乐, 温涛, 等. 变压器铁心模型谐波磁损耗的计算与分析[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(11): 19-27.
- ZHAO ZH G, WEI L, WEN T, et al. Calculation and analysis of harmonic magnetic loss in transformer core model [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(11): 19-27.
- [12] 汪晶慧, 陈为. 超低损耗角磁芯损耗测量的量热计法[J]. 电工电能新技术, 2012, 31(4): 6-9, 14.
- WANG J H, CHEN W. Study of calorimetric method to measure loss of super low loss angle core [J]. New Technology of Electrical Engineering and Energy, 2012, 31(4): 6-9, 14.
- [13] 汪晶慧, 陈开宝, 陈为. 高精度磁心损耗测量的比对量热法[J]. 电工电能新技术, 2018, 37(4): 83-88.
- WANG J H, CHEN K B, CHEN W. Comparison calorimetry method to accurately measure core losses [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2018, 37(4): 83-88.
- [14] JALILIAN A, GOSBELL V J, PERERA B S P, et al. A new approach to measure induction motor harmonic losses [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(3): 680-685.
- [15] 汪晶慧, 陈为. 矩形波激励下磁芯损耗测量中绕组损耗的测量[J]. 南昌大学学报(工科版), 2012, 34(3): 279-282.
- WANG J H, CHEN W. Deduction of copper loss from core loss under square wave excitation [J]. Journal of Nanchang University (Engineering Science Edition), 2012, 34(3): 279-282.
- [16] 汪晶慧, 陈为. 超低损耗角磁心高频损耗测量方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 133-138.
- WANG J H, CHEN W. High frequency core loss measurement of low loss angle magnetic component [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 133-138.
- [17] 叶建盈, 陈为, 汪晶慧. PWM波及直流偏磁励磁下磁芯损耗模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2601-2606.
- YE J Y, CHEN W, WANG J H. Research on the core loss model under pwm wave and dc bias excitations [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2015, 35(10): 2601-2606.
- [18] 陈为, 杨向东, 汪晶慧. 脉宽调制波形励磁磁芯损耗的直流功率测量法[J]. 磁性材料及器件, 2014, 45(6): 41-45.
- CHEN W, XIANG Y D, WANG J H. Calibration model and method of DC power test scheme for high frequency core losses in power electronics [J]. Magnetic Materials and Devices, 2014, 45(6): 41-45.
- [19] LIM M H F, VAN W J D. Errors in electrical core loss

measurement for extremely small samples applicable to integrated converters [C]. Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2019: 1022-1026.

- [20] MU K M. High frequency magnetic core loss study [D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2013.
- [21] LANCAROTTE M S, GOLDEMBERG C, PENTEADO A A. Estimation of FeSi core losses under PWM or DC bias ripple voltage excitations [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(2): 367-372.
- [22] MU M, LI Q, GILHAM D J, et al. New core loss measurement method for high-frequency magnetic materials [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4374-4381.
- [23] MU M, LEE F C, LI Q, et al. A high frequency core loss measurement method for arbitrary excitations [C]. Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011: 157-162.

作者简介



汪晶慧 (通信作者) 1997 年、2000 年和 2012 年于福州大学获得学士学位、硕士学位、博士学位, 现为福州大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为电力电子高频磁技术、磁性元件电磁特性测量与模型研究。

E-mail: wjh@fzu.edu.cn

Wang Jinghui (Corresponding author) received her B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees all from Fuzhou University in 1997, 2000, and 2012, respectively. She is currently an associate professor at Fuzhou University. Her main research interests include power electronic high frequency magnetic technology and electromagnetic characteristic measurement and model study of magnetic elements.



肖俊涛, 2020 年于江西理工大学获得学士学位, 现为福州大学硕士研究生, 主要研究方向是电力电子高频磁技术。

E-mail: 645138025@qq.com

Xiao Juntao received his B. Sc. degree from Jiangxi University of Science and Technology in 2020. He is currently a master student at Fuzhou University. His main research interests include power electronic high frequency magnetic technology.



陈为, 1982 年于福州大学获得学士学位, 1990 年于福州大学获得硕士/博士学位, 现为福州大学教授、博士生导师, 主要研究方向是电力电子高频磁技术。

E-mail: chw@fzu.edu.cn

Chen Wei received his B. Sc. in 1982 and he received his M. Sc. and Ph. D. degrees all from Fuzhou University in 1990. He is currently a professor and Ph. D. Tutor at Fuzhou University. His main research interests include power electronic high frequency magnetic technology.