

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513846

基于量热法的宽范围频率激磁磁性 元件损耗测量研究*

汪晶慧^{1,2}, 林爽¹, 范鹏¹, 黄福宾¹, 陈为¹

(1. 福州大学电气工程与自动化学院 福州 350108; 2. 福建省新能源发电与电能变换重点实验室 福州 350108)

摘要:当利用电气测量法测量高达100 MHz 频率激励的磁性元件损耗时,高频寄生参数将导致非常大的测量误差。利用量热法测量超高频激励磁性元件损耗,封闭式量热法的误差来源于比热容的确定,以及热量散失和附件热量。通常采用定标量热法消除封闭式量热法的测量误差。传统定标量热法以直流功率为标准校验功率-温升($P-\Delta T$)关系,直流功率定标量热法的误差来源于定标过程和测量过程的环境不一致,其中连接导线的直流等效电阻和交流等效电阻的差值导致的测量误差,随着激励频率的增加而增加。提出交流功率定标量热法测量超高频激励磁性元件损耗,以交流功率为标准校验 $P-\Delta T$ 关系,定标过程和测量过程的激励频率相同,消除连接导线损耗不一致导致的测量误差。交流功率定标量热法的误差来源于高频寄生参数对测量的影响。基于定标量热法测量原理和测量误差的详细分析,且提出解决方案,搭建磁性元件损耗测量平台,编制上位机测量界面,实现自动化测量。最后,以可精确获取损耗的空心电感作为感性被测件,验证定标量热法测量平台可精确测量100 MHz 频率以内正弦波激磁磁性元件损耗。

关键词: 磁性元件损耗;定标量热法;超高频;损耗测量

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 losses measurement of magnetic component with wide-range frequency excitation based on calorimetric method

Wang Jinghui^{1,2}, Lin Shuang¹, Fan Peng¹, Huang Fubin¹, Chen Wei¹

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou 350108, China)

Abstract: When measuring the losses of magnetic component excited at frequencies up to 100 MHz using electrical measurement methods, the high-frequency parasitic parameters can lead to significant measurement errors. The calorimetric method is utilized to measure the losses of magnetic component under ultra-high-frequency excitation in this paper. The errors of the closed calorimetric method stem from the determination of specific heat capacity, heat dissipation, and heat from accessories. Typically, the calibration calorimetric method is employed to eliminate the measurement errors of the closed calorimetric method. Traditional calorimetric method uses direct current (DC) power as a standard to verify the power-temperature rise ($P-\Delta T$) relationship. The errors of the DC power calibration calorimetric method arise from inconsistent environmental conditions between the calibration and measurement processes, particularly the difference between the DC and AC equivalent resistance of connecting wires, which causes measurement errors that increase with the excitation frequency. This paper proposes an alternating current (AC) power calibration calorimetry method for measuring the losses of magnetic components under ultra-high-frequency excitation. By using AC power as a standard to verify the $P-\Delta T$ relationship, and ensuring the same excitation frequency during both calibration and measurement, this method eliminates measurement errors caused by inconsistent of connecting wire losses. The remaining measurement errors in this approach mainly result from the influence of high-frequency parasitic parameters. Following a detailed analysis of the principles and error sources associated with the calibration-based calorimetric method, corresponding solutions are proposed. A measurement platform for magnetic component loss

收稿日期:2025-03-21 Received Date: 2025-03-21

* 基金项目:国家自然科学基金(51777036)项目资助

evaluation is constructed, and an upper computer measurement interface is developed to enable automated measurement. Finally, an air-core inductor with accurately measurable losses is used as the inductive device under test. Experimental results verify that the calibration calorimetric measurement platform can accurately measure the losses of magnetic components excited by sinusoidal waves within the frequency range of 100 MHz.

Keywords: losses of magnetic component; calibration calorimetric method; ultra-high-frequency; losses measurement

0 引言

多核处理器广泛用于电子设备中, 给其供电的集成电压调节器 (integrated voltage regulator, IVR) 的工作频率高达数十兆赫兹, 英特尔的 Haswell 和 Broadwell 处理器中 IVR 的工作频率甚至高达 140 MHz。IVR 中必不可少的磁性元件具有高频和高效的特性, 其损耗的精确测量对于 IVR 的优化设计和热设计非常重要。而超高频 (几十兆赫兹) 激磁磁心损耗的测量是业内的难点^[1-2]。

磁心损耗测量方法主要分为电气测量法和非电气测量法。电气测量法主要有交流功率法和直流功率法。交流功率法是采样双绕组磁性元件的原边激磁电流和副边感应电压, 两者乘积在一个周期内的平均值即为磁心损耗。由于电路中寄生参数的存在, 当利用交流功率法测量高阻抗角磁性元件磁心损耗和超高频激磁磁性元件磁心损耗时, 将产生非常大的测量误差^[3]。直流电压源经逆变电路输出脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 波电压施加给磁性元件, 通过测量直流电压源输出功率获得 PWM 波电压激磁磁性元件损耗, 即为直流功率法。直流功率法利用高精度直流电压表和直流电流表获得损耗, 测量精度不受磁性元件阻抗角影响, 但其逆变电路损耗是直流功率法主要误差来源。文献[4]利用空心电感定标校验逆变电路损耗, 以提高直流功率法测量精度。当激磁频率高达数十兆赫兹时, 直流功率法测量系统中的寄生参数将产生非常大的测量误差。

利用电气测量法测量超高频激磁磁性元件磁心损耗时, 高频寄生参数产生的测量误差无法规避。非电气测量法主要是量热法, 将磁性元件放置于装有热工质的绝热容器中, 给磁性元件施加激励, 利用温度传感器测量磁性元件损耗导致的热工质温升获取磁性元件损耗。理论上其测量精度不受寄生参数影响, 是业内公认最精确的损耗测量方法。量热法已经广泛应用于电力电子中^[5], 常用于测量磁性元件^[6-8]、电容^[9]、开关半导体^[10-12]、功率变换器^[13-15]和电机^[16-18]的功率损耗。

传统量热法主要分为开放式量热法和封闭式量热法。开放式量热法通常利用空气作为热工质, 其测量系统简单, 但空气性能易受环境温度、压力和湿度的影响。因此, 开放式量热法测量精度较低, 通常用于大功率电机损耗测量^[19-20]。平衡量热法^[21]和双室量热法^[16]无需测

量空气密度和流速, 提高了开放式量热法的测量精度, 但两个测量容器之间存在热泄漏和温度梯度等问题^[22-23]。文献[17]利用外部加热补偿消除两个测量容器的热梯度, 然而因为热惯性, 其控制精度有待商榷。

封闭式量热法^[24-27]是利用液体作为热工质, 液体热工质的质量和比热容稳定且较易测量, 其测量精度高于开放式量热法^[14]。文献[5]通过增加封闭式冷却系统和自动计算机控制, 实现对温度的精准控制, 从而提高了测量精度。然而, 封闭式冷却系统中需要液体热工质、热交换器以及高精度温度控制系统, 这使得测量系统复杂且昂贵。文献[28]提出瞬态量热法, 利用测量过程温度与时间的曲线获得热阻和热容, 从而获得被测件损耗。然而, 该测量系统影响因素众多, 很难获得准确的热阻和热容。

基于传统定标量热法, 详细分析直流定标量热法测量原理和误差来源, 提出交流定标量热法测量超高频 (高达 100 MHz) 激磁磁性元件损耗, 实现基于量热法的宽范围频率激磁磁性元件损耗测量。详细分析超高频激磁磁性元件损耗测量的误差来源并提出解决方案, 最后建立测量平台, 并利用上位机和下位机的通信实现自动化测量。最后利用损耗可精确测量的感性被测件空心电感验证测量精度。

1 直流功率定标量热法

1.1 封闭式量热法

封闭式量热法的测量精度较高, 适用于小功率测量, 其测量原理如图 1 所示。将被测件置于装有热工质的绝热容器中, 激励源通过连接铜导线给被测件施加激励, 用绝热性能良好的聚苯醚 (polyphenylene ether, PPE) 泡沫作为容器的封口。利用温度传感器测量热工质的温升 ΔT , 被测件能量 W 的计算如式 (1) 所示。

$$W = c \cdot m \cdot \Delta T \quad (1)$$

式中: c 是热工质的比热容; m 是热工质的质量。

封闭式量热法测量平台的误差来源主要有 3 种: 热量散失、额外热量及热工质比热容和质量的确定。其中热量散失有传导、辐射、对流 3 种形式。封闭式量热法的容器为绝热罐, 罐内和罐外的热辐射和热对流非常小, 激励源与被测件的连接将导致传导散热。通常利用搅拌磁子消除热工质的热梯度, 搅拌磁子与绝热罐底部摩擦产生损耗, 引入额外热量。绝热罐内不仅热工质吸收热量,

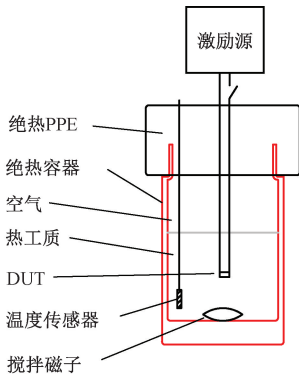


图 1 传统量热法原理

Fig. 1 Principle of traditional calorimetric method

被测件、搅拌磁子、剩余空气和绝热罐壁均吸热, 仅利用热工质比热容和质量计算被测件损耗将导致测量误差。

热量散失和附加损耗引起的测量误差可以有效减小, 但难以完全消除, 通常采用定标量热法有效消除封闭量热法的测量误差^[27]。

1.2 直流功率定标量热法

定标量热法引入定标电阻作为标准热源, 其原理如图 2 所示。

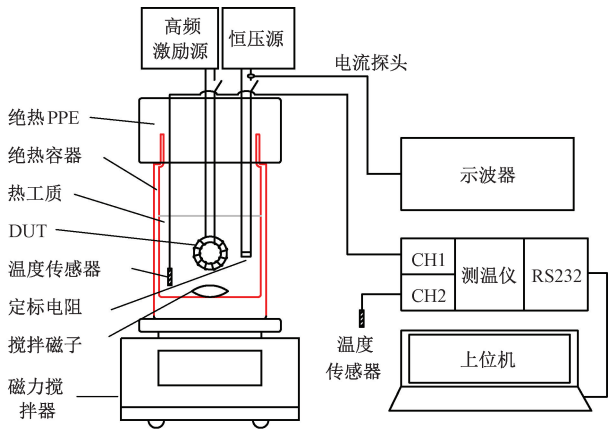


图 2 定标量热法原理

Fig. 2 Principle diagram of calibration calorimetric method

将被测磁性元件和温度系数小的定标电阻置于绝热容器中, 绝热容器内装有液体热工质, 对定标电阻施加一定时间的直流功率 P , 待温度稳定后利用温度传感器获得热工质温升 ΔT , 改变直流功率值重复实验, 即可获取功率-温升曲线, 其函数关系如式 (2) 所示。而后, 给磁性元件施加所需激励, 测得热工质温升, 由定标测得的功率-温升曲线即可获得磁性元件损耗。若定标过程与测量过程环境一致, 则定标量热法可消除传统封闭量热法的测量误差。

$$P = k_1 \cdot \Delta T + k_2 \quad (2)$$

式中: k_1 和 k_2 是与测量系统相关的待定系数。

1.3 直流功率定标量热法测量系统

基于定标量热法测量原理搭建的测量平台如图 3 所示。定标过程, 恒压源给定标电阻施加直流激励, 而测量过程, 则由高频激励源给被测件施加所需激励。磁力搅拌器带动绝热容器中的搅拌磁子转动, 减小热工质内的热梯度。连接测温仪的两个温度传感器分别测量热工质温度和环境温度。利用电流探头和示波器采样激励电流。上位机与测温仪以及下位机通信实现自动化测量。

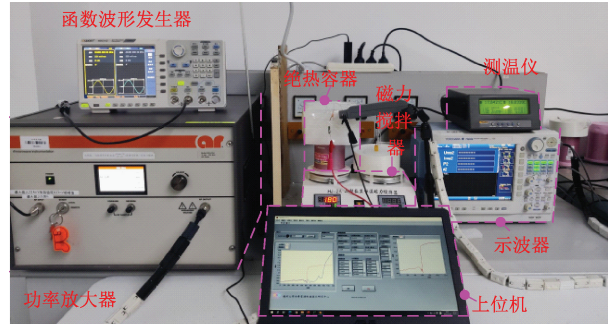


图 3 直流功率定标量热法测量平台

Fig. 3 DC power calibration calorimetric method measurement platform

采用象印焖烧杯作为绝热容器, 其绝热性能优良。利用二甲基硅油作为热工质, 二甲基硅油化学性质稳定, 电气绝缘性好, 热稳定性好, 沸点高达 180°C 。利用 Fluke 1529 测温仪作为测量终端, Fluke 5611T 作为温度传感器, 其分辨率为 0.0001°C , 测量精度可达 0.01°C 。

利用软件 LabVIEW 编制上位机人机交互界面, 通过与 Fluke 1529 通信实现自动化测量, 如图 4 所示。人机交互界面包含 3 个部分: 1) 串口通信模块, 通过 RS232 通信实现数据传输; 2) 温度监测模块, 实时监测绝热容器内热工质温度和绝热容器外环境温度, 并绘制曲线; 3) 测量数据模块, 测量数据为实时数据的处理结果。

1.4 误差分析

若测量过程的环境与定标过程的环境一致, 定标量热法可消除传统封闭量热法的测量误差。因此, 直流功率定标量热法的误差来源有: 定标时与测量时绝热容器内容物不一致; 定标时与测量时热量散失和附加热量不一致; 被测件损耗等效电阻阻值与定标电阻阻值不相等。

1) 定标时与测量时绝热容器内容物不一致

若测量过程绝热容器中不放置定标电阻, 定标过程绝热容器中不放置磁性元件。测量时的等效比热容 c_{th} 计算如式 (3) 所示。

$$c_{th} = \frac{c_{\text{热工质}} \cdot m_{\text{热工质}} + c_{\text{磁元件}} \cdot m_{\text{磁性元件}}}{m_{\text{总}}} \quad (3)$$

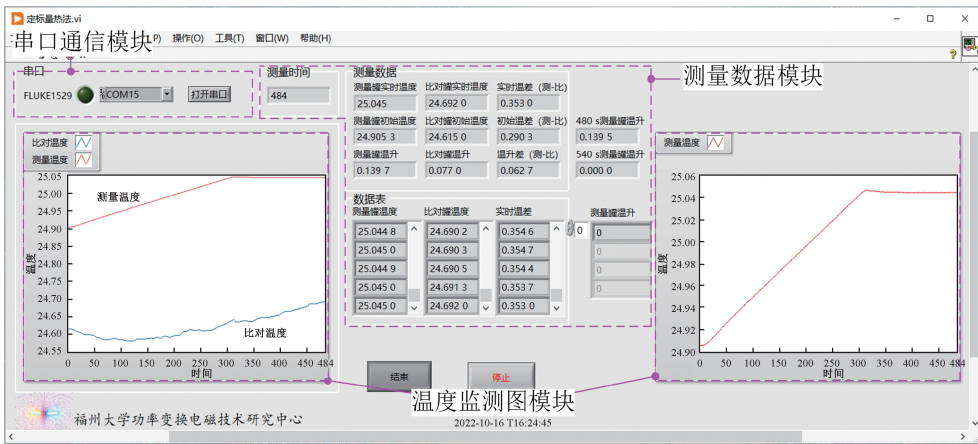


图4 人机交互界面

Fig. 4 Human computer interaction interface

式中： $c_{\text{热工质}}$ 是二甲基硅油比热容，为 $1.03 \times 10^3 \text{ J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$ ； $c_{\text{磁性元件}}$ 是磁性元件比热容； $m_{\text{热工质}}$ 是二甲基硅油质量，其质量为 280 g ； $m_{\text{磁性元件}}$ 是磁性元件质量； $m_{\text{总}}$ 为热工质与磁性元件质量总和。定标电阻为贴片电阻，质量为 0.04 g ，其在工作时的吸热可忽略。则定标时与测量时绝热容器内容物不一致引起的相对误差 Δ_1 如式 (4) 所示。

$$\Delta_1 = \frac{c_{\text{热工质}} \cdot m_{\text{热工质}} - c_{\text{th}} \cdot m_{\text{总}}}{c_{\text{th}} \cdot m_{\text{总}}} \quad (4)$$

若被测磁性元件是贴片电感，其质量很小，则 Δ_1 约为 0；若被测件是标准环磁性元件，其质量为 24 g ，比热容为 $0.8 \times 10^3 \text{ J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$ ，则 Δ_1 为 -6.24% 。因此，在测量体积和重量较大被测件损耗时，定标时也应绝热容器中放置不施加激励的被测件。

2) 定标时与测量时热量散失和附加热量不一致

由于绝热容器的不完全绝热，绝热容器内部与外界环境仍存在热交换，而搅拌磁子的摩擦热导致额外的能量。若定标时与测量时环境温度和风速不一致，则热量散失和附加热量将不一致，从而导致测量误差。

量热法测量平台放置在封闭空间内，利用空调调节环境温度，使温度保持一致。每次开始测量前预先监测绝热容器环境，被测件和定标电阻未加激励，搅拌器不工作和搅拌器工作时，绝热容器内热工质温升控制在小于 $\pm 0.002^\circ\text{C}/10 \text{ min}$ 时方可开始实验。则定标过程和测量过程由环境不一致导致的热工质温升最大误差为 $0.004^\circ\text{C}/10 \text{ min}$ 。因此，当被测件损耗为 100 mW 时，施加激励 5 min ，则温升约为 0.08°C ，由热量散失和附加热量不一致引起的最大相对误差为 2.5% 。

3) 被测件损耗等效电阻阻值与定标电阻阻值不相等

直流定标过程，连接直流源和定标电阻的铜导线的等效电阻为直流电阻 $R_{\text{winding-dc}}$ 。而损耗测量过程，连接激励源和被测件的铜导线的等效电阻为交流电阻 $R_{\text{winding-测}}$ 。

两者不相等。此外，铜导线部分在绝热罐内，部分在绝热罐外。绝热罐内外的热交换不一致导致 $R_{\text{winding-dc}}$ 和 $R_{\text{winding-测}}$ 的获取非常困难。

通常被测件损耗等效电阻阻值与定标电阻阻值不相等。损耗相同，则流经被测件的激磁电流有效值 $I_{\text{测}}$ 与流经定标电阻的直流电流 $I_{\text{定}}$ 不相等。因此，定标过程铜导线损耗与测量过程铜导线损耗不同，将产生测量误差。

测量时绝热容器的热工质温升等于定标时绝热容器内的热工质温升，则损耗相等，如式 (5) 所示。

$$I_{\text{测}}^2 \cdot (R_{\text{winding-测}} + R_{\text{eq}}) = I_{\text{定}}^2 \cdot (R_{\text{winding-dc}} + R_{\text{定}}) \quad (5)$$

被测件损耗真值 $P_{\text{真}}$ 与测量值 $P_{\text{测}}$ 如式 (6) 所示，则相对误差 Δ_2 如式 (7) 所示。

$$\begin{cases} P_{\text{测}} = I_{\text{定}}^2 \cdot R_{\text{定}} \\ P_{\text{真}} = I_{\text{测}}^2 \cdot R_{\text{eq}} \end{cases} \quad (6)$$

$$\Delta_2 = \frac{P_{\text{测}} - P_{\text{真}}}{P_{\text{真}}} =$$

$$\frac{R_{\text{winding-测}}}{n \cdot R_{\text{定}}} \cdot \left(1 - \frac{n \cdot R_{\text{定}} + R_{\text{winding-测}}}{R_{\text{定}} + R_{\text{winding-dc}}} \cdot \frac{R_{\text{winding-dc}}}{R_{\text{winding-测}}} \right) \quad (7)$$

式中： R_{eq} 是磁性元件损耗等效电阻； $R_{\text{定}}$ 是定标电阻。令 R_{eq} 与 $R_{\text{定}}$ 的比值为 n ，测量装置的铜导线长为 58 mm 、线径为 0.59 mm ，则计算的 $R_{\text{winding-dc}}$ 为 $3.658 \text{ m}\Omega$ ， $R_{\text{定}}$ 为 10Ω 。根据式 (7) 绘制相对误差 Δ_2 与 n 和激磁频率 f 的关系，如图 5 所示。从图中可知：激磁频率 f 相同， Δ_2 随着 n 的增加而减小； n 相同， Δ_2 随着 f 的增加而增加；当激磁频率为 5 MHz 时， $n = 5.19$ ，相对误差为 0。

若测量 100 MHz 正弦波激磁的贴片电感损耗，其等效电阻 R_{eq} 在 $0.1 \sim 0.2 \Omega$ 之间。铜导线的交流电阻计算值 R_{ac} 为 $83 \text{ m}\Omega$ 。要使相对误差 Δ_2 为 0 时，则 n 应为 22.69 ，定标电阻应选取 $4.41 \text{ m}\Omega$ 。若取定标电阻为 0.1Ω ， $n = 1$ 时，测量相对误差为 76.54% 。因此，直流功

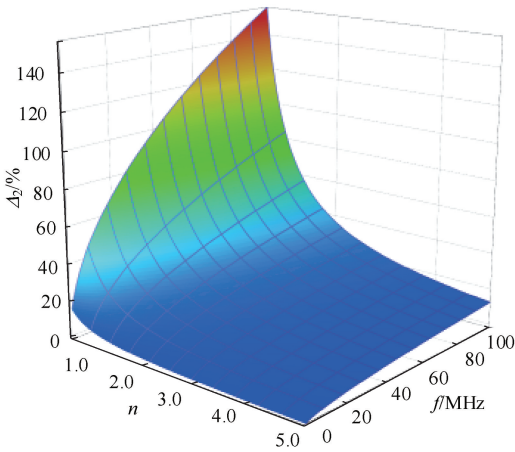


图 5 Δ_2-n-f 误差关系图

Fig. 5 Δ_2-n-f error relationship diagram

率定量热法测量超高频磁性元件损耗时误差非常大。基于直流功率定标量热法进一步提出交流功率定标量热法测量超高频(5~100 MHz)磁性元件损耗。

2 交流功率定标量热法原理和测量平台

导线的交流等效电阻与激励频率密切关联,提出交流功率定标量热法消除直流定标量热法的测量误差,从而拓宽定标量热法的可测量频率范围,最高可达 100 MHz。

交流功率定标量热法的测量原理如图 6 所示。装有热工质的绝热容器中放置定标电阻和被测件。在一定时间内给定标电阻施加高频正弦激励,获得热工质稳定后的温升。施加不同激励重复实验,即可获得某个频率的功率-温升曲线,如式(2)所示。在相同的工况下,给被测磁性元件施加相同频率的激励,测得温升,进而通过功率-温升曲线获得磁性元件损耗。

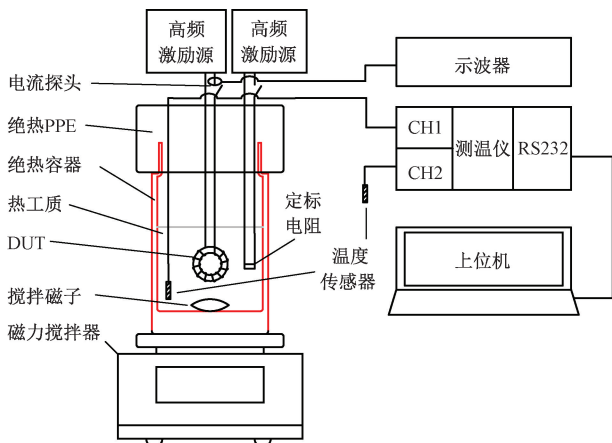


图 6 交流功率定标量热法原理

Fig. 6 Principle diagram of AC power calibration calorimetric method

建立的交流功率定标量热法测量平台如图 7 所示,函数发生器经功率放大器产生超高频正弦波施加给定标电阻或者被测件。利用上位机人机交互界面控制开关的开通和关断,并且实时监控温度。利用带宽为 1 GHz 的示波器采样超高频电流。



图 7 交流功率定标量热法测量平台

Fig. 7 AC power calibration calorimetric method measurement platform

3 交流功率定标量热法误差分析

当给被测件施加超高频(达 100 MHz)正弦波激励时,测量装置的寄生参数将严重影响测量精度。其中包括:测量电路寄生参数,电流探头寄生参数,泄露磁场切割金属的附加损耗,磁性元件损耗等效电阻阻值与定标电阻阻值不一致。

3.1 测量电路寄生参数

给被测件施加超高频激励时,连接被测件和高频激励源的 2 根平行导线的寄生参数有寄生电感 L_{wind} 、寄生电容 C 和交流等效电阻 $R_{wind,ac}$ 。考虑寄生参数的测量电路等效电路如图 8 所示。图中 R 是被测件损耗等效电阻, L 是被测件电感感值。

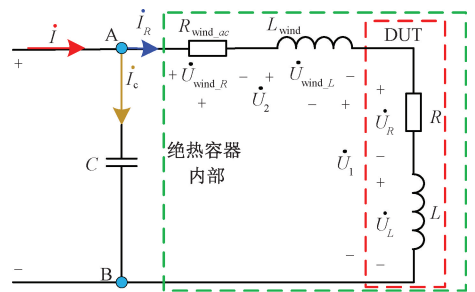


图 8 测量电路等效电路图

Fig. 8 Measurement circuit equivalent circuit diagram

1) 测量电路的交流等效电阻

给被测件施加高频交流激励,2 根导线之间既存在

集肤效应又存在邻近效应,其交流等效电阻随着频率的增加而增加。在绝热容器内的部分铜导线将产生额外涡流损耗。利用有限元软件 Ansys Maxwell 2 D 仿真获得导线间距与导线损耗关系,两导线线径为 0.59 mm,2 根导线长各为 1 m,施加正弦交流激励。绘制 P_w 与 a 的关系如图 9 所示,图 9 中 a 为导线表面间距(如图 10 所示)。从图中可知:随着 a 的增大,导线损耗变小;当 $a \geq 2.5$ mm 时,导线损耗趋于稳定。

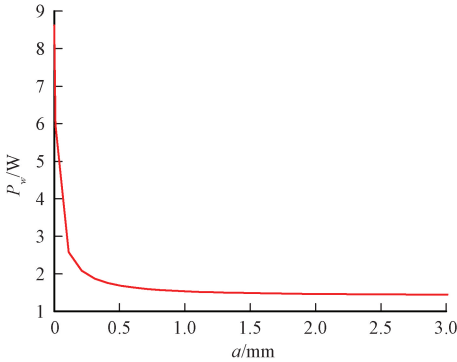


图 9 导线损耗 P_w -表面间距 a 仿真结果

Fig. 9 Simulation results of wire loss P_w spacing a

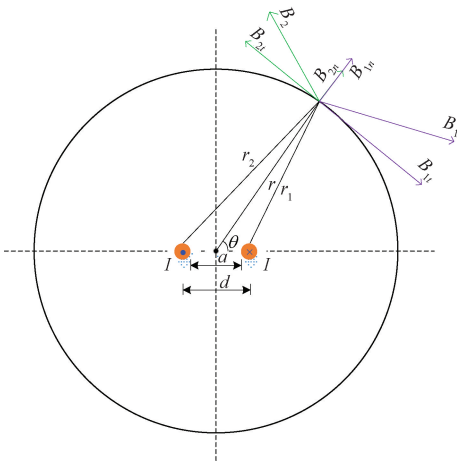


图 10 绝热容器内部俯视图

Fig. 10 Top view of the interior of the insulated container

流过交流电流的连接导线在周围介质中产生磁场,若磁场穿过导体(绝热容器壁),则会产生涡流损耗,从而导致测量误差。为降低磁场切割绝热容器壁带来的涡流损耗,将被测件固定在绝热容器中心位置,如图 10 所示。利用式(8)和(9)计算中心间距 d 的两根连接导线产生的切割绝热罐壁的磁通密度。

$$B_{mt} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot \left(r - \frac{d}{2} \cdot \cos \theta \right)}{2\pi \cdot \left[r^2 + \left(\frac{d}{2} \right)^2 - 2 \cdot r \cdot \frac{d}{2} \cdot \cos \theta \right]}$$

$$\frac{\mu_0 \cdot I \cdot \left(r + \frac{d}{2} \cdot \cos \theta \right)}{2\pi \cdot \left[r^2 + \left(\frac{d}{2} \right)^2 + 2 \cdot r \cdot \frac{d}{2} \cdot \cos \theta \right]} \tag{8}$$

$$B_{mn} = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi \cdot \sqrt{r^2 + \left(\frac{d}{2} \right)^2 - 2 \cdot r \cdot \frac{d}{2} \cdot \cos \theta}} \cdot \frac{\frac{d}{2} \cdot \sin \theta}{\left(r - \frac{d}{2} \cdot \cos \theta \right)} + \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi \cdot \sqrt{r^2 + \left(\frac{d}{2} \right)^2 + 2 \cdot r \cdot \frac{d}{2} \cdot \cos \theta}} \cdot \frac{\frac{d}{2} \cdot \sin \theta}{\left(r + \frac{d}{2} \cdot \cos \theta \right)} \tag{9}$$

式中: B_{mt} 为磁通切向分量; B_{mn} 为磁通法向分量; μ_0 为真空磁导率; I 为流过导线电流的有效值; r 为绝热容器中心到容器壁的距离; θ 为绝热容器中心与容器壁的夹角。从式(8)和(9)可知磁通密度与 2 根导线间距密切相关。

根据式(8)和(9),令激励电流峰值为 1 A,绘制绝热罐壁的磁通密度分布曲线,以及磁通密度与 d 的关系曲线,分别如图 11 和 12 所示。图 11 中,导线中心间距 d 为 3.09 mm(2.5 mm 加上 0.59 mm),从图 11 中可知:绝热罐壁的磁通密度法线分量最大在 θ 为 90° 和 270° 处,其值为 3.417×10^{-7} T;绝热罐壁的磁通密度切线分量最大在 θ 为 0° 、 180° 和 360° 处,其值为 3.426×10^{-7} T。图 12 中取 θ 为 90° 处的 B_{mn} , θ 为 0° 处的 B_{mt} ,从图 12 中可知:随着 d 的增大,绝热罐壁的磁通密度分布增大。

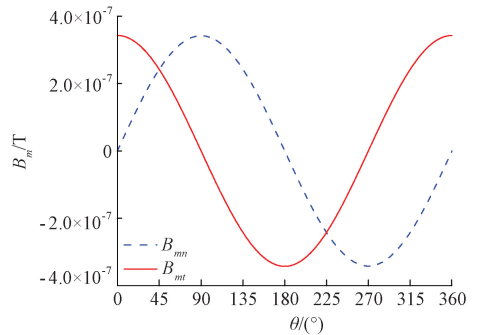


图 11 绝热罐壁的磁通密度分布

Fig. 11 Magnetic flux density distribution of insulated tank wall

绝热罐是由 304 不锈钢制成,其电导率 ρ 为 1.45×10^6 S/m,壁厚 b 为 0.3 mm。分别利用式(10)和(11)计算感应电压幅值。

$$U_{mt} = 2\pi \cdot f \cdot A_e \cdot B_{mt} \tag{10}$$

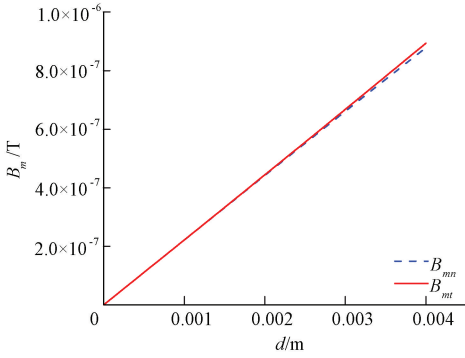


图 12 绝热罐壁的磁通密度与导线间距关系
Fig. 12 Relationship between magnetic flux density of insulated tank wall and wire spacing

$$U_{mn} = 4 \cdot 2\pi \cdot f \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} r \cdot h \cdot B_{mn}(\theta) d\theta \quad (11)$$

式中: h 是绝热罐中与导线平行的高度。利用式 (12) 和 (13) 计算绝热罐的等效电阻。

$$R_t = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{2\pi \cdot r}{A_e} \quad (12)$$

$$R_n = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{b}{2\pi \cdot r \cdot h} \quad (13)$$

式中: R_t 为切向电阻; ρ 为电导率; A_e 为绝热罐中与导线平行的表面积; R_n 为法向电阻。计算 1 A 激磁电流峰值产生的高频磁通密度切割绝热罐壁的损耗分别为: 切向损耗是 8.371×10^{-8} W, 法向损耗是 3.389×10^{-8} W。

综上所述, 建立的交流功率定标量热法平台中连接导线的表面间距 a 为 2.5 mm, 导线的交流损耗最小, 其产生的磁通密度切割绝热罐壁的损耗也非常小。

2) 测量电路的寄生电感和寄生电容

当利用数字示波器采样激磁电压或者电流, 连接导线的寄生参数将会导致采样误差。绝热罐内铜导线长度为 40 cm, 线径为 0.59 mm, 图 8 中的 L_{wind} 为 212.57 nH, 激磁频率为 50 MHz 的 R_{wind_ac} 为 0.405 Ω , 激磁频率为 100 MHz 的 R_{wind_ac} 为 0.569 Ω 。利用式 (14) 计算寄生电容 C 。

$$C = \frac{\pi \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{d}{r_{导线}}\right)} \quad (14)$$

式中: ε_r 是甲基硅油相对介电常数, 为 2.72; ε_0 是真空介电常数; $r_{导线}$ 是铜导线半径。则寄生电容为 1.183 pF。

若是采样激磁电压 u_1 , 由于寄生参数的存在, 实际测量的是 u 。根据图 8 绘制其相量图, 如图 13 所示, 则电压测量相对误差 Δ_U 由式 (15) 计算。

$$\begin{cases} \Delta_U = \left(\frac{\cos \varphi_1}{R \cdot \cos \varphi_2} \cdot (R + R_{wind_ac}) - 1 \right) \cdot 100\% \\ \cos \varphi_1 = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \\ \cos \varphi_2 = \frac{R + R_{wind_ac}}{\sqrt{(R + R_{wind_ac})^2 + (\omega L + \omega L_{wind})^2}} \end{cases} \quad (15)$$

式中: φ_1 为被测件阻抗角; φ_2 为 u 和 i_R 的夹角。若被测件的电感为 2 nH, 交流等效电阻为 0.5 Ω , 当激磁频率为 50 MHz, Δ_U 为 8 295.6%; 激磁频率为 100 MHz 时, Δ_U 为 9 868.7%。

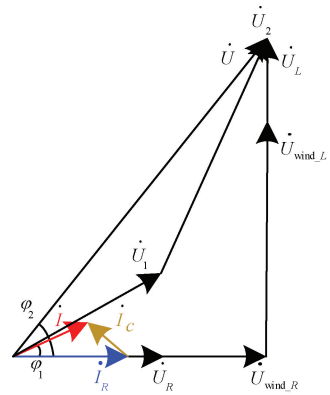


图 13 考虑导线间分布电容的相量图
Fig. 13 Phasor diagram considering the distributed capacitance between the wires

若是采样激磁电流 i_R , 实际测量的是 i 。则电流测量相对误差 Δ_I 计算如式 (16) 所示。

$$\begin{cases} \Delta_I = \left(\sqrt{(\cos \varphi_2)^2 + (\sin \varphi_2 - |Z_{总}| \cdot \omega \cdot C)^2} - 1 \right) \cdot 100\% \\ \cos \varphi_2 = \frac{R + R_{wind_ac}}{|Z_{总}|} \\ \sin \varphi_2 = \frac{\omega L + \omega L_{wind}}{|Z_{总}|} \\ |Z_{总}| = \sqrt{(R + R_{wind_ac})^2 + (\omega L + \omega L_{wind})^2} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $Z_{总}$ 为总等效阻抗。根据式 (16) 绘制 Δ_I 与 $f \cdot L$ 的关系, 如图 14 所示。从图 14 中可知: 感值相同, Δ_I 随 f 的增加而增加; f 相同, Δ_I 随被测件感值 L 的增加而增加。若被测件电感为 2 nH, 交流等效电阻为 0.5 Ω , 当激磁频率为 50 MHz 时, Δ_I 为 -2.5%; 激磁频率为 100 MHz 时, Δ_I 为 -10%。

综上所述, 高频电路寄生参数给激磁电流采样带来较小测量误差。利用高精度数字示波器采样激磁电流分析被测磁性元件损耗。

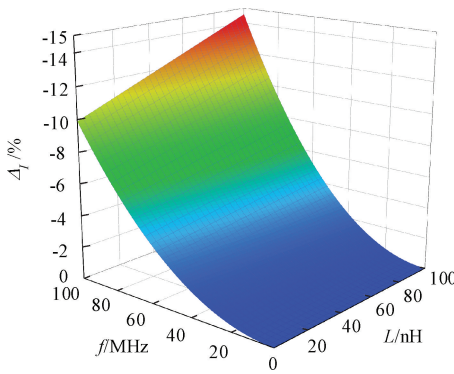


图14 导线间分布电容引起 Δ_f 与 f, L 的关系

Fig. 14 The relationship between Δ_f and f, L caused by the distributed capacitance between the wires

3.2 电流探头寄生参数

电流探头与示波器的连接线的示意图如图15所示,同轴线缆与线缆1、2之间存在寄生电容,线缆1和2之间存在寄生电容。寄生电容的存在将导致超高频电流采样误差。线缆2(负端)与同轴线缆外表面连接,故仅需考虑线缆1与同轴线缆的寄生电容。本文利用加套铁氧体磁环的方法减小线缆1与同轴线缆之间的容性阻抗,提高电流测量精度,如图7所示。

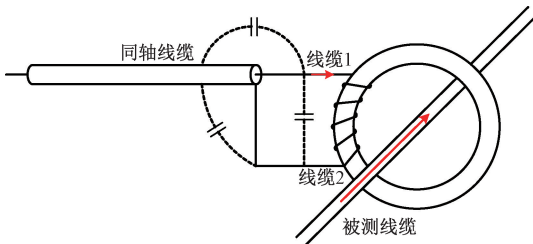


图15 电流探头等效电路

Fig. 15 Current probe equivalent circuit diagram

3.3 磁性元件损耗等效电阻与定标电阻不等

当磁性元件损耗等效电阻与定标电阻不等时,要使两者损耗相等,则流经两者的电流不相等。因此,定标时连接导线损耗与测量时连接导线损耗不相等,从而导致测量误差。

测量时绝热容器的热工质温升等于定标时绝热容器内的热工质温升,则两者损耗相等,如式(17)所示。

$$I_{测}^2 \cdot (R_{ac2} + R_{eq}) = I_{定}^2 \cdot (R_{ac1} + R_{定}) \quad (17)$$

式中: R_{ac1} 为定标时导线交流损耗等效电阻; R_{ac2} 为测量时导线交流损耗等效电阻。利用式(6)可获得损耗测量相对误差 Δ_3 , 如式(18)所示。

$$\Delta_3 = \frac{P_{测} - P_{真}}{P_{真}} = \frac{R_{ac2} \cdot R_{定} - R_{ac1} \cdot R_{eq}}{R_{eq} \cdot (R_{定} + R_{ac1})} \quad (18)$$

交流功率定标量热法中,定标的激磁频率与测量的

激磁频率一致,则 R_{ac1} 与 R_{ac2} 相等,均为 R_{ac} , 则式(18)可简化为式(19)。

$$\Delta_3 = \frac{R_{ac} \cdot (R_{定} - n \cdot R_{定})}{n \cdot R_{定} \cdot (R_{定} + R_{ac})} \quad (19)$$

由式(19)可知,当 $n=1$ 时,相对误差为0。当激磁频率为100 MHz时,根据式(19)绘制 Δ_3 与 n 以及定标电阻阻值 $R_{定}$ 的关系,如图16和17所示。从图16、17中可知:当 $n \leq 1$ 时, Δ_3 随着 n 的增大而减小,而 $n \geq 1$ 时, Δ_3 随着 n 的增大而增大;当 $n \leq 1$ 时, Δ_3 随着定标电阻 $R_{定}$ 的增大而减小,而 $n \geq 1$ 时, Δ_3 随着定标电阻 $R_{定}$ 的增大而增大。

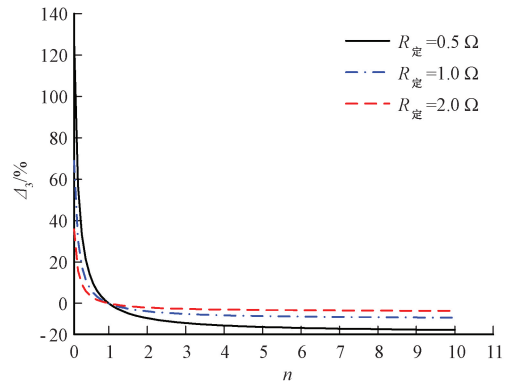


图16 100 MHz时相对误差 Δ_3 与 n 曲线

Fig. 16 Relative error Δ_3 versus n curve at 100 MHz

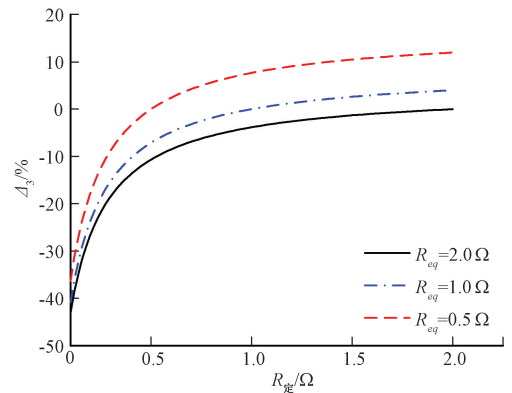


图17 100 MHz时相对误差 Δ_3 与 $R_{定}$ 曲线

Fig. 17 Relative error Δ_3 and $R_{定}$ curve at 100 MHz

4 实验验证

利用阻值误差为1%的精密电阻作为定标电阻,如图18所示。定标电阻的温度系数为100 ppm/°C,其频率特性良好,激磁频率在0~100 MHz范围内阻值无明显变化。

给定标电阻分别施加直流激励、频率为20、50、75和

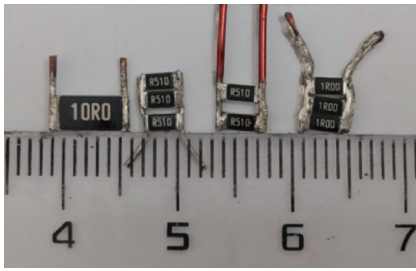


图 18 定标电阻

Fig. 18 Calibrated resistor

100 MHz 正弦波激励 300 s, 测得其温升 ΔT , 利用电流探头采集激励电流计算功率 $P_{\text{计算}}$ 。功率与温升的数学模型如式(2)所示, 利用最小二乘法拟合其待定系数, 如表 1 所示。

表 1 定标模型参数

Table 1 Parameters of model calibration

频率/MHz	定标电阻/ Ω	k_1	k_2
0	10.000	1.754 52	-0.015 59
20	0.184	0.962 42	-0.007 56
50	0.250	0.747 70	-0.005 37
75	0.250	0.626 98	-0.004 45
100	0.313	0.634 11	-0.003 72

4.1 感性负载精度验证

利用感性负载空心电感作为被测件, 验证定标量热法测量感性负载的测量精度。空心电感损耗仅是具有线性性质的绕组损耗, 利用高精度阻抗分析仪可精确测量其高频交流等效电阻, 从而获得损耗。

绕制截面积为矩形的磁环空心电感 L_{air1} , 如图 19 所示, 物理尺寸参数如表 2 所示。空心电感的磁导率为真空磁导率, 存在磁场泄露。在超高频时, 泄露磁场切割被测件附近连接导线等金属, 将产生涡流损耗, 从而导致测量误差。因此, 绕制带返回匝的截面积为矩形的磁环空心电感 L_{air2} 为被测件^[29], 验证超高频正弦波激磁感性负载损耗测量精度, 试样如图 20 所示, 物理尺寸参数如表 3 所示。

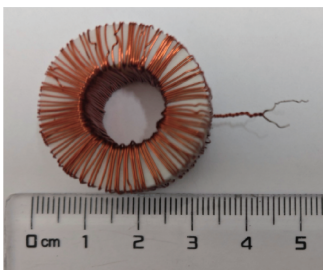


图 19 空心电感 L_{air1} 实物

Fig. 19 Physical picture of air inductor L_{air1}

表 2 空心电感 L_{air1} 参数

Table 2 Air inductor L_{air1} parameters

参数	数值	参数	数值
外径 OD/mm	27.30	A_e/mm^2	76.40
内径 ID/mm	14.12	l_e/mm	61.00
高 h/mm	12.02	$R(5 \text{ MHz})/\Omega$	9.15

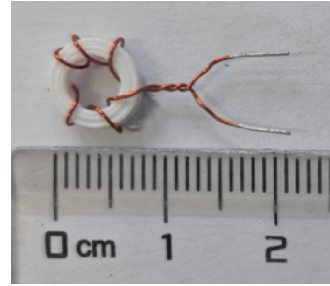


图 20 带返回匝空心电感 L_{air2}

Fig. 20 Air inductor L_{air2} with return turn

表 3 空心电感 L_{air2} 参数

Table 3 Air inductor L_{air2} parameters

参数	数值	参数	数值
外径 OD/mm	8	A_e/mm^2	2.945
内径 ID/mm	5	l_e/mm	20
高 h/mm	2	$R(100 \text{ MHz})/\Omega$	0.242 293

给 L_{air1} 施加 5 MHz 正弦波激励, 利用定标量热法测量其损耗, 将其与计算损耗 $P_{\text{计算1}}$ 比较, 相对误差 Δ_4 如图 21 所示。从图 21 中可知: 利用建立的定标量热法测量装置测量 5 MHz 正弦波激磁感性被测件损耗 (100 ~ 500 mW), 最大相对误差为 10.93%。

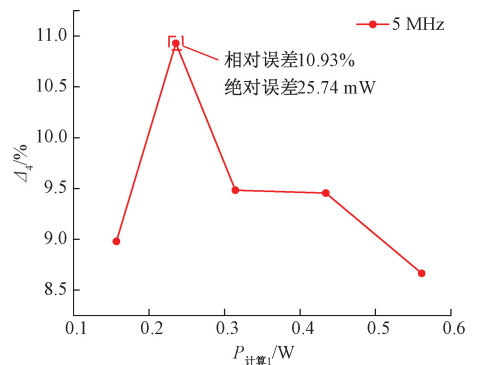


图 21 5 MHz 正弦波激励空心电感误差

Fig. 21 Error of a 5 MHz sinusoidal wave-excited air inductor

给 L_{air2} 施加超高频正弦波激励 (频率分别为 20、50、75 和 100 MHz), 利用定标量热法测量其损耗, 将其与计算损耗 $P_{\text{计算2}}$ 比较, 相对误差 Δ_5 如图 22 所示。从图 22 中可知: 利用建立的定标量热法测量超高频激磁磁性元件损耗, 在 150 mW 以内, 最大相对误差为 -10.16%。

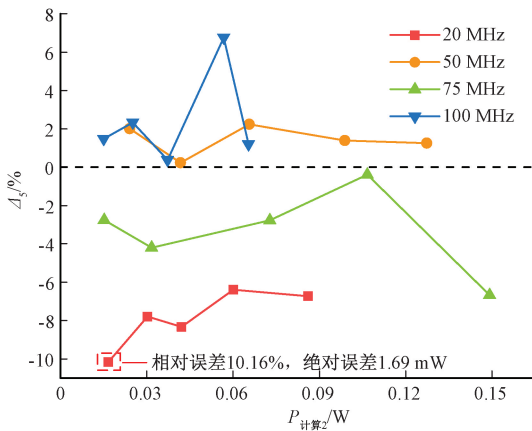


图 22 空心电感测量误差

Fig. 22 Measurement error curve of air inductor

4.2 正弦波激磁磁性元件损耗测量

在超高频功率变换器中,磁性元件体积小、感量低且损耗小,以 1608 10 nH 电感为被测件,利用搭建的定标量热法测量其损耗,电感如图 23 所示。

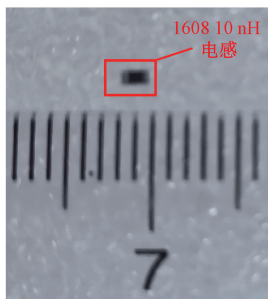


图 23 10 nH 电感

Fig. 23 10 nH inductor

给 10 nH 电感施加频率分别为 20、50、75 和 100 MHz 的超高频正弦波激励,测量不同激励电流的损耗,结果如

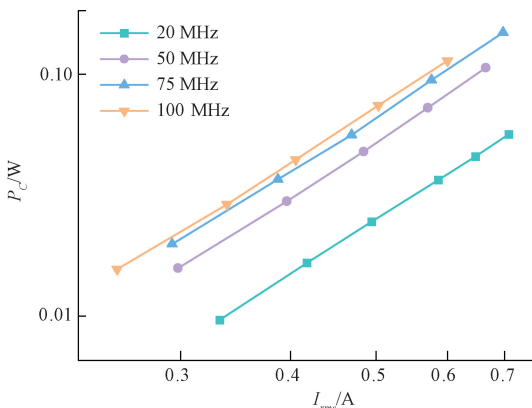
图 24 磁性元件损耗 P_C 与电流 I_{rms} 曲线Fig. 24 Curve of magnetic component losses P_C and current I_{rms}

图 24 所示。从图 24 中可知,频率相同,磁性元件损耗 P_C 随电流有效值 I_{rms} 的增大而增加;电流 I_{rms} 相同,磁元件损耗随着频率的增加而增加。

5 结 论

利用定标量热法测量超高频激磁磁性元件损耗,定标量热法利用可精确测量的直流功率定标校验测量过程中的附加损耗和热量散失,消除传统量热法测量误差。详细分析直流功率定标量热法的测量误差,其主要来源于测量过程环境与定标过程环境的不一致,其中连接导线直流电阻与高频交流电阻的不相等导致的测量误差无法消除,并且随着激磁频率的增加而增加。直流功率定标量热法可精确测量直流激励损耗,以及 5 MHz 频率以内的高频激励损耗。

本研究提出交流功率定标量热法拓宽定标量热法的可测量频率范围。交流功率定标量热法利用可精确测量的交流功率定标,消除连接导线等效电阻导致的测量误差。其测量误差主要来源于测量装置的寄生参数,文中详细分析了寄生参数对测量精度的影响,并提出解决方案。交流功率定标量热法可测量 100 MHz 频率以内的高频激励损耗。

基于定标量热法的详细分析,搭建了测量平台,利用可精确测量损耗的空心电感验证其测量精度,在直流至 100 MHz 激磁频率范围内,50~500 mW 内,最大相对误差为 10.93%。

参考文献

- [1] 王伟健,李鑫,张文雅. 高效率全桥 LLC 谐振变换器参数设计研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(24): 1-11.
WANG W J, LI X, ZHANG W Y. Research on parameter design of high efficiency full bridge LLC resonant converters [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(24): 1-11.
- [2] 童军,王颖,豆冲,等. 高频高效的 LLC 谐振变换器研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(15): 1-6.
TONG J, WANG Y, DOU CH, et al. Research on high frequency and high efficiency LLC resonant converter [J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(15): 1-6.
- [3] 汪晶慧,肖俊涛,陈为. 电感电压部分补偿交流功率法测量磁心损耗研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(1): 282-292.
WANG J H, XIAO J T, CHEN W. Research on measuring magnetic core loss by the inductor voltage partial compensation AC power method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(1): 282-292.

- [4] 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.
- [5] HANSEN P, BLAABJERG F, MADSEN K D, et al. An accurate method for power loss measurements in energy optimized apparatus and systems[C]. EPE'99: European Conference on Power Electronics and Applications, 1999.
- [6] NI SH, ZHU H L, NEUZIL P, et al. A compact mems chip for a rapid and highly accurate picoliter calorimetry[C]. 2020 IEEE 33rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2020: 1006-1009.
- [7] ISHIKURA Y, IMAOKA J, NOAH M, et al. Core loss evaluation in powder cores: A comparative comparison between electrical and calorimetric methods[C]. 2018 International Power Electronics Conference, 2018: 1087-1094.
- [8] PAPAMANOLIS P, KRISMER F, KOLAR J W. Minimum loss operation of high-frequency inductors[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2018: 1756-1763.
- [9] HASEGAWA K, OMURA I. Calorimetric power-loss measurement of a high-power film capacitor with actual ripple current generated by a PWM inverter[C]. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2018: 4688-4691.
- [10] IERO D, DELLA CORTE F G, FIORENTINO G, et al. A calorimetry-based measurement apparatus for switching losses in high power electronic devices[C]. 2016 IEEE International Energy Conference, 2016: 1-5.
- [11] ROGERS D J, BRUFORD J, RISTIC-SMITH A, et al. A comparison of the hard-switching performance of 650 V power transistors with calorimetric verification[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2023, 4: 764-775.
- [12] ROTHMUND D, BORTIS D, KOLAR J W. Accurate transient calorimetric measurement of soft-switching losses of 10 kV SiC mosfets and diodes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5240-5250.
- [13] MAVROMATAKIS A, MANOS K, ANTONOPOULOS A. Calorimetric evaluation of soft-switching mechanisms in MOSFET-based converters[C]. 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2024: 7122-7128.
- [14] DA CRUZ J R A, CORREIA W B, JUNIOR D D S O, et al. Design of a double-jacket closed-type calorimeter for power loss measurement of power electronic devices[C]. 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference, 2023: 1-5.
- [15] SUN CH, SHI ZH G, SHI L, et al. Measurement of LVDC customer-end inverter efficiency by calorimetry method[C]. 2019 IEEE Sustainable Power and Energy Conference, 2019: 2708-2712.
- [16] JALILIAN A, GOSBELL V J, PERERA B S P, et al. Double chamber calorimeter (DCC): A new approach to measure induction motor harmonic losses[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(3): 680-685.
- [17] BRADLEY K J, FERRAH A, MAGILL R, et al. Improvements to precision measurement of stray load loss by calorimeter[C]. 9th International Conference on Electrical Machines and Drives, 1999: 189-193.
- [18] KÄRKKÄINEN H, AARNIOVUORI L, NIEMELÄ M, et al. Direct-on-line synchronous reluctance motor efficiency verification with calorimetric measurements[C]. 2018 XIII International Conference on Electrical Machines, 2018: 171-177.
- [19] NAIR D G, DARYABIN S, JANNASCH S, et al. Design of water-cooled calorimeter for electric motor's power loss measurement[C]. 2018 XIII International Conference on Electrical Machines, 2018: 1142-1148.
- [20] AARNIOVUORI L, KOSONEN A, NIEMELÄ M, et al. Applicability of an open-and balance-type calorimeter to VSC loss measurement[C]. 16th European Conference on Power Electronics and Applications, 2014: 1-8.
- [21] KARKKAINEN H, AARNIOVUORI L, NIEMELA M, et al. Induction motor efficiency verification using a balance-type calorimeter equipped with a mass flow meter[C]. 20th European Conference on Power Electronics and Applications, 2018: 1-10.
- [22] SANLIALP M, MOLIN C, SHVARTSMAN V V, et al. Modified differential scanning calorimeter for direct electrocaloric measurements[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2016, 63(10): 1690-1696.
- [23] BAHOLO B, MELLOR P H, HOWE D, et al. An automated calorimetric method of loss measurement in electrical machines[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1994, 133(1-3): 433-436.
- [24] WANG J H, FAN P, LIN SH, et al. Comparative calorimetric method for magnetic component losses measurement with high frequency[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,

2024, 12(5): 5112-5122.

- [25] 叶建盈, 李睿, 汪晶慧, 等. 在线温度跟踪的量热法测量装置[J]. 南昌大学学报(工科版), 2022, 44(2): 192-199.
- YE J Y, LI R, WANG J H, et al. Calorimetric measurement device for temperature tracking in real time[J]. Journal of Nanchang University(Engineering & Technology), 2022, 44(2): 192-199.
- [26] SIMPSON N, HOPKINS A N. An accurate and flexible calorimeter topology for power electronic system loss measurement [C]. 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2017: 1-6.
- [27] 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]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2012, 31(4): 6-9, 14.
- [28] PAPAMANOLIS P, GUILLOD T, KRISMER F, et al. Transient calorimetric measurement of ferrite core losses up to 50 MHz[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2548-2563.
- [29] 苏达毅, 汪晶慧, 陈为. 环形空心电感的设计与优化[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2021, 49(2): 188-195.
- SU D Y, WANG J H, CHEN W. Design and optimization of annular air core inductor[J]. Journal of Fuzhou University (Natural Science Edition), 2021, 49(2): 188-195.

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.



林爽, 2023年于厦门理工学院获得学士学位, 现为福州大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子高频磁技术。

E-mail: 230127102@fzu.edu.cn

Lin Shuang received his B.Sc. degree from Xiamen University of Technology in 2023. He is currently a M.Sc. candidate at Fuzhou University. His main research interest includes power electronic high frequency magnetic technology.



范鹏, 2024年于福州大学获得硕士学位。现工作于上能电气股份有限公司, 主要研究方向为电力电子高频磁技术。

E-mail: 1576433601@qq.com

Fan Peng received his M.Sc. degree from Fuzhou University in 2024. Now he is working at Sineng Electric Co., Ltd. His main research interest includes power electronic high frequency magnetic technology.



黄福滨, 2023年于福州大学获得硕士学位。现工作于台达电子企业管理(上海)有限公司, 主要研究方向为电力电子高频磁技术。

E-mail: 1006405814@qq.com

Huang Fubin received his M.Sc. degree from Fuzhou University in 2023. Now he is working at Delta Electronics Enterprise Management (Shanghai) Co., Ltd. His main research interest includes power electronic high frequency magnetic technology.



陈为, 1987年和1990年于福州大学获得硕士、博士学位。主要研究方向是电力电子高频磁技术、电磁干扰(EMI)调试及解决方案、无线功率传输等等。

E-mail: chw@fzu.edu.cn

Chen Wei received his M.Sc. and Ph.D. degrees from Fuzhou University in 1987 and 1990, respectively. His research interests include power conversion, high-frequency magnetic technology, EMI debug and solution, wireless power transfer, etc.