

# 新型小损耗角磁心磁化特性脉冲测量法

苏达毅, 汪晶慧, 陈为

福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108

**摘要:** 针对小损耗角和高饱和磁通密度的金属磁粉心的磁化特性难以测量的问题, 本文提出新型脉冲测量法, 预置偏置电压的电容器通过RLC振荡放电给被测磁性元件施加脉冲激磁电压, 利用磁导率为真空磁导率的空心电感为标准磁性元件消除传统脉冲测量法的数值微分误差。在详细分析新型脉冲测量法的测量原理及误差来源的基础上建立测量系统。利用阻抗分析仪法验证其能够精确测量小损耗角金属磁粉心的磁化特性。

**关键词:** 小损耗角, 脉冲法, 磁特性测量, 磁导率测量

## Improved Pulse Measurement Method For Magnetization Characteristic Of powder core

Su Dayi, Wang Jinghu, Chen Wei

Fuzhou University, Fuzhou 350108

**Abstract:** Compared with the method of large signal alternating current and impedance analyzer, the pulse method can be used to measure the magnetization characteristics of the magnetic field in a larger range without causing the temperature rise of the measured magnetic parts. However, due to the differential operation in the process of obtaining the magnetization characteristics, it will bring about large numerical differential error. In this paper, a new pulse measurement method is proposed. On the basis of the original pulse measurement circuit, the numerical differential error of the traditional pulse measurement method is eliminated by connecting a hollow inductor in series in the RLC oscillation circuit and replacing the original differential operation with ratio operation. An experimental platform was established and verified, which proved that the improved method can accurately measure the magnetic characteristics of small-loss angular cores.

**Keywords:** Small loss angle, pulse measurement method, measurement of magnetic properties, permeability measurement

## 0 引言

软磁材料广泛应用于功率变换器的磁性元件中, 其包括粉心磁性材料(粉材), 铁氧体磁性材料(块材), 非晶磁性材料(带材)。其中粉心磁性材料中的金属磁粉心是将金属粉末颗粒与绝缘介质混合压制而成的一种复合磁材料, 具有高饱和磁通密度、小损耗角、良好的直流偏磁特性和良好的温度稳定性等特点, 广泛用作功率变换器中的储能电感、差模电感、变压器等磁性元件的磁心<sup>[1-2]</sup>。金属磁粉心的磁化特性具有非线性性质, 受应力, 温度, 频率,

饱和程度影响。不同饱和程度下的电感值或磁导率即增量电感或增量磁导率, 其精确测量对功率变换器的优化设计非常重要。

现有磁化特性测量方法中, 有大信号交流法、阻抗分析法法和脉冲测量法。大信号交流法通过对被测磁性元件(DUT)施加高频交流信号, 采样被测磁性元件的副边感应电压和原边激磁电流, 分别计算磁通密度 $B$ 和磁场强度 $H$ <sup>[3-4]</sup>, 进一步能够计算出电感值、磁导率。日本岩崎公司生产的B-H分析仪IWATSU SY-8218就是基于大信号交

流法的测量仪器。但利用大信号交流法测量低磁导率、高饱和磁通密度的磁粉心的磁化特性时,一方面需要造价非常的高频大功率激励源;另一方面,长时间的大功率交流励磁会导致磁心过热,影响测量结果。

阻抗分析法通过测量磁性元件阻抗串联模型或并联模型中的等效电感获得磁化特性。英国 WAYNE KERR 公司生产的高精度阻抗分析仪是现今行业内公认的最精确的测量仪器。但是阻抗分析仪测量的是小信号激励下的磁化特性,若直接用于非线性软磁材料的大信号工况将产生很大误差。也可利用外加直流偏磁源的阻抗分析仪测量直流偏磁的磁化特性<sup>[5]</sup>如图 1,但在测量低磁导率和高饱和磁通密度的金属磁粉芯时,需要施加很大的直流偏磁才能获得完整的磁化特性,这将使磁心过热,影响测量结果,甚至损坏被测磁性元件。并且宽带宽的直流偏磁源非常昂贵。

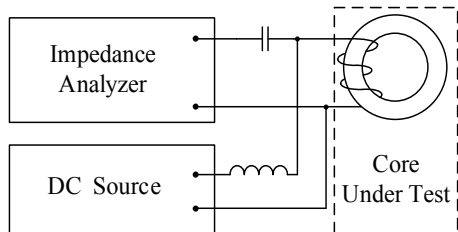


图 1 阻抗分析仪法

脉冲测量法利用 RLC 振荡电路中电容短时间的放电过程,产生脉冲激励施加在被测磁性元件上,采样磁性元件上的副边感应电压和激励电流获得磁心的磁化特性。文献[6]提出利用脉冲法绘制磁滞回线,由于脉冲激励时间非常短暂且脉冲幅值大,故能够在不造成温升的前提下绘制完整的迟滞回线,且脉冲测量法测试平台容易搭建,适合在实际工程中应用<sup>[6-12]</sup>。然而,由于其在获得增量电感或增量磁导率时涉及微分运算,将引入非常大的数值微分误差。

本文基于传统脉冲测量法,利用具有线性性质的空心电感采样消除传统脉冲测量法的微分误差,提出新型脉冲测量法测量金属磁粉心磁化特性,利用叠加直流偏磁的高精度阻抗分析仪验证其测量精度。

## 1 脉冲测量法

脉冲测量法原理图如图 2 所示。C 是储能电容;DUT

是被测电感,采用双绕组绕制;开关 SW<sub>1</sub> 负责储能电容 C 充电的开通与关断;SW<sub>2</sub> 负责储能电容 C 放电的开通与关断;R<sub>1</sub> 是限流电阻;R<sub>2</sub> 是 RLC 回路中的杂散电阻,由导线电阻、被测电感绕组电阻、开关导通电阻组成。

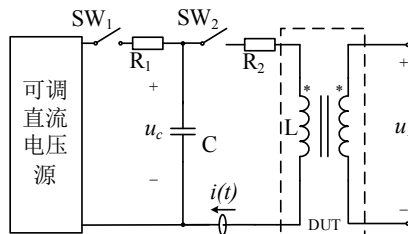


图 2 脉冲测量法原理图

实验中,首先闭合 SW<sub>1</sub> 并断开 SW<sub>2</sub>,直流电压源通过限流电阻 R<sub>1</sub> 给储能电容 C 充电至所需电压值,之后断开 SW<sub>1</sub> 并同时闭合 SW<sub>2</sub>,电容 C 通过电感 L 和杂散电阻 R<sub>2</sub> 振荡放电。振荡放电过程电路方程见公式(1):

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + R_2 C \frac{du_c}{dt} + u_c = 0 \quad (1)$$

其特征根见公式(2):

$$p_{1,2} = -\frac{R_2}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R_2}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (2)$$

当储能电容 C、杂散电阻 R<sub>2</sub>、被测磁件 L 满足公式(3):

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

则公式(2)的两个根 p<sub>1</sub>、p<sub>2</sub> 为一对共轭复数,此时 RLC 二阶电路为衰减振荡放电过程。当电感未饱和时,激励电流 i 和被测电感副边电压 u 可表示为公式(4)

$$\begin{cases} i(t) = \frac{U_0}{\omega L} \cdot e^{-\delta t} \sin(\omega t) \\ u(t) = -\frac{U_0 \sqrt{\delta^2 + \omega^2}}{\omega} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin(\omega t - \theta) \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\omega = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2}$ ,  $\delta = R/2L$ ,  $\theta = \arctan(\omega/\delta)$ , U<sub>0</sub> 表示储能电容的充电电压。电压电流波形如图 3 所示,改变储能电容容值大小,可以改变振荡频率,其关系见公式(5)

$$f_s = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \cdot (2\pi)^{-1} \quad (5)$$

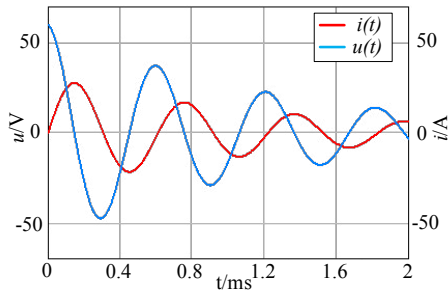


图3 电压电流振荡波形

采样原边电流  $i(t)$  和副边电压  $u(t)$ , 利用公式 (6) 和 (7) 得到被测磁性元件的增量电感和增量磁导率, 利用公式 (8) 得到磁场强度, 即可绘制  $L_{\Delta}$ -H、 $\mu_{\Delta}$ -H 曲线。

$$L_{\Delta} = \frac{u_1(t) \cdot dt}{di(t)} \quad (6)$$

$$\mu_{\Delta} = \frac{L_{\Delta} \cdot l_e}{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e} \quad (7)$$

$$H = \frac{N \cdot i(t)}{l_e} \quad (8)$$

式中:  $N$  是被测电感的匝数;  $A_e$  是磁心有效截面积;  $l_e$  是磁心的有效磁路长度。

脉冲测量法脉冲放电时间短, 脉冲电压幅值大, 因此可测量被测磁性元件较宽范围磁场强度的磁化特性, 且不会因为温升而影响测量结果。但由于公式 (6)、(7) 涉及微分运算, 且其中的电压与电流值是通过数字式采集设备对实验波形的离散采样获得, 若直接利用原始采样波形进行数据处理则会产生很大的计算误差。其误差的具体表现形式为舍入误差和截断误差。

舍入误差源自数字式采集仪器有限的 AD 转换精度位数。有限的 AD 转换精度无法完全准确的反应每个时刻的真实值。将式 (6) 写成微分形式见公式 (9):

$$L_{\Delta} = \frac{u_1(t) \cdot \Delta t}{i(t) - i(t + \Delta t)} \quad (9)$$

实验中, 使用采样率为  $5 \times 10^7$  的示波器进行采样, 两次采样间隔中采集到的电流  $i(t)$  和  $i(t + \Delta t)$  十分接近甚至完全相等的情况十分常见, 此时计算出的增量电感将趋于无穷大, 这将造成计算结果的严重失真, 且采样步长  $\Delta t$  越

小, 失真越严重。

截断误差主要来源于将采集到的离散数值进行连续函数运算。由于数字式采集设备只能采集到离散数值, 使用离散数值替代实际情况下的连续函数必然带来误差。显然, 采样步长  $\Delta t$  越小, 采样点数越多, 截断误差对测量结果的影响越小。选择采样率高的示波器可以有效减小截断误差。

因此无法实现同时优化舍入误差和截断误差。市场上的数字采集设备往往具备较高的采样率, 已经能将截断误差控制在较小的值, 而舍入误差往往无法避免, 造成实验结果失去意义。

## 2 新型脉冲测量法

新型脉冲测量法原理图如图 4 所示。相比于传统脉冲测量电路, 新型脉冲法测量法在 RLC 振荡回路中串连一空心电感  $L_0$ , 图中  $M_1, M_0$  分别为被测电感与空心电感的互感。

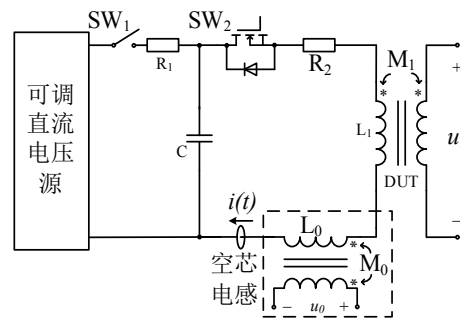


图4 新型脉冲测量法原理图

流经被测电感  $L_1$  与空芯电感  $L_0$  的电流为同一电流  $i$ , 分别采样被测电感  $L_1$  与空芯电感  $L_0$  的副边电压  $u_0(t)$  与  $u_1(t)$ , 二者与电流  $i$  的关系见公式 (10) 和公式 (11)。

$$u_0(t) = M_0 \cdot \frac{di}{dt} \quad (10)$$

$$u_1(t) = M_1 \cdot \frac{di}{dt} \quad (11)$$

由式 (10) 和 (11) 可得公式 (12):

$$M_1 = M_0 \cdot \frac{u_1(t)}{u_0(t)} \quad (12)$$

因为采用双绕组并绕的绕线方式, 有磁心的被测电感的漏感非常小, 其互感系数趋近于 1, 在原副边匝比为 1:1 的情况下, 原副边电压相等, 即互感  $M_1$  与感值  $L_1$  相等。

但空芯电感即使采用双绕组并绕的绕制方式仍存在较大漏感,即  $M_0$  与  $L_0$  不相等。因此 (12) 式可改写为公式 (13):

$$L_1 = M_0 \cdot \frac{u_1(t)}{u_0(t)} \quad (13)$$

由于公式 (13) 不涉及微分运算,因此消除了传统脉冲测量法由于微分计算产生的舍入误差。新型脉冲测量法的实质是利用了空心电感的线性性质(空芯电感磁导率是不随激励变化而变化的真空磁导率  $\mu_0$ ),利用比值运算替代原有的微分运算,从原理上消除了脉冲测量法的微分误差。进一步利用公式 (14) 计算增量磁导率  $\mu_\Delta$ 。

$$\mu_\Delta = \frac{M_0 \cdot u_1(t) \cdot I_c}{u_0(t) \cdot N^2 \cdot A_c} \quad (14)$$

### 3 误差分析

#### 3.1 采样误差

实验中利用两个探头分别采样被测电感的副边感应电压  $u_1(t)$  和空心电感的副边感应电压  $u_0(t)$ ,因为探头的不同步和引接线、探头、电感寄生参数等引起的相位偏移  $\Delta\theta$  将产生测量误差。将两个探头测得的电压值表示为公式(15):

$$\begin{cases} u_1(t) = U_1 \sin(\omega t) \\ u_0(t) = U_0 \sin(\omega t + \Delta\theta) \end{cases} \quad (15)$$

由式 (13) 可知,相位误差  $\Delta\theta$  产生的测量误差  $\Delta$  可表示为:

$$\Delta = \left| \left( \frac{\sin(\omega t)}{\sin(\Delta\theta + \omega t)} - 1 \right) \right| \times 100\% \quad (16)$$

不同相位误差  $\Delta\theta$  的测量误差如图 5 所示。可见当  $\omega t$  接近 0 或  $\pi$  时,即使微小的  $\Delta\theta$  也会产生很大的测量误差。

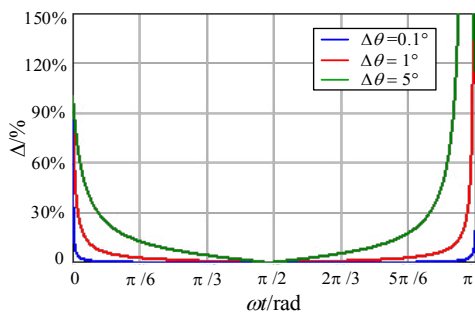


图 5 相位误差对测量精度的影响

为了验证两个电压探头不同步带来的相位误差,本文采用的横河 PX8000 功率分析仪的两个电压探头同时采样信号发生器产生的 50kHz 正弦波信号,采样波形图如图 6 所示。为能够清楚表示两波形相位关系,两探头使用不同量程。两波形的相位差为  $0.18^\circ$ 。因此,只要不在电流为峰值(电压为零)附近取值,则因为电压探头间相位误差带来的测量误差非常小。

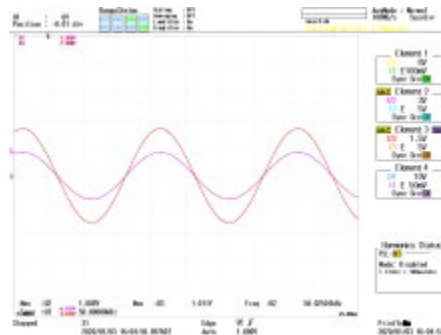


图 6 电压探头之间的相位误差

同理,电流探头与电压探头之间也存在相位偏移,可通过同时测量一无感电阻上电压、电流以判断该偏移大小。此项偏移较小,且其仅影响磁场强度  $H$  与增量参数之间的对应关系,故该误差可忽略。

#### 3.2 磁心损耗等效电阻产生的测量误差

图 7 是新型脉冲法测量电路的高频等效电路图。其中,  $L_1$ 、 $L_0$ ,  $L_{k1}$ 、 $L_{k0}$  分别表示被测电感和空芯电感的激磁电感和漏感。 $R_c$  表示磁芯损耗等效电阻; $R_{w1}$  和  $R_{w2}$  分别表示被测电感原副边绕组等效电阻; $R_{w0}$  表示空芯电感绕组的等效电阻; $C_p$  和  $C_s$  表示被测电感原边和副边的寄生电容; $C_{ps}$  表示原副边绕组耦合电容,也称之为共模有效电容。图 8 是利用阻抗分析仪测量 NPS130060 绕制的被测电感的频谱特性。被测磁性元件的自谐振频率为 2.9552MHz。由于采用双绕组并绕的绕线方式,因此可认为  $C_p$  与  $C_s$  相等。根据谐振频率可求得  $C_p = C_s = 9.305\text{pf}$ 。若忽略漏感  $L_{k1}$  和等效电阻  $R_{w1}$ ,则被测电感和寄生电容  $C_p$ 、 $C_s$  的并联电抗可表示为公式 (17)

$$X = \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 (C_p + C_s)} = j\omega L_{eq} \quad (17)$$

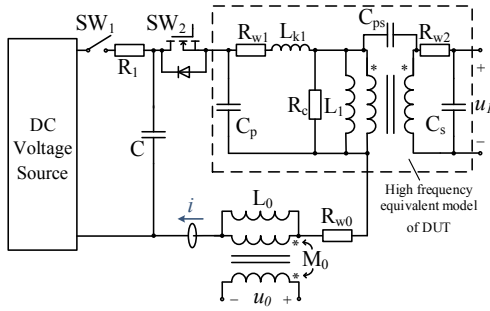


图7 测量电路高频等效模型

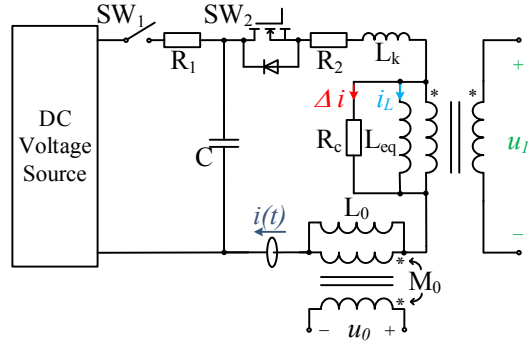


图9 高频等效电路简化模型

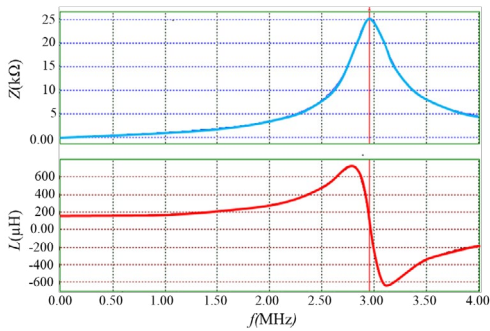


图8 被测磁心频谱特性

$L_{eq}$  表示并联之后的等效电感；低频情况下， $C_p$ 、 $C_s$  对实验结果的影响可忽略；高频情况下，实验测得的  $L_{eq}$  与实际电感  $L_1$  不相等，造成误差。同理，空心电感也存在寄生电容，高频下对互感产生影响，故需要在对应频率下测量空芯电感的互感值。

通过上述分析及公式 (17)，将图 7 简化为图 9，进一步分析寄生电容  $C_p$ 、 $C_s$  以及磁芯损耗电阻  $R_c$  对实验结果的影响。因为  $R_c$  的分流作用，流过  $L_{eq}$  的激励电流不等于采样电流  $i$  而带来测量误差。 $R_c$  与  $L_{eq}$  的并联总阻抗  $Z_c$  可以表示为公式 (18)。

$$\dot{Z}_c = \frac{R_c \cdot \omega^2 L_{eq}^2}{R_c^2 + \omega^2 L_{eq}^2} + j \frac{R_c^2 \cdot \omega L_{eq}}{R_c^2 + \omega^2 L_{eq}^2} \quad (18)$$

设被测电感的副边电压  $u_1$  与激励电流  $i$  之间相位差为  $\varphi$  (磁心阻抗角)，则此时  $R_c$  可表示为公式 (19)：

$$R_c = \omega L_{eq} \cdot \tan \varphi \quad (19)$$

流过  $R_c$  的分流电流  $\Delta i$  可表示为公式 (20)：

$$\Delta i = \frac{j\omega L_{eq}}{R_c + j\omega L_{eq}} \cdot i = \frac{j\omega L_{eq}}{\omega L_{eq} \cdot \tan \varphi + j\omega L_{eq}} \cdot i \quad (20)$$

根据公式 (20) 可知阻抗角值越小， $\Delta i$  越大。各向量之间的关系如图 10 所示。

$$\begin{cases} i_L(t) = \sqrt{2} |i| \cos(\Delta\varphi) \sin(\omega t) \\ i(t) = \sqrt{2} |i| \sin(\omega t + \Delta\varphi) \\ u_1(t) = \sqrt{2} |i| \omega L_{eq} \cos(\Delta\varphi) \cos(\omega t) \\ u_0(t) = \sqrt{2} |i| \omega M_0 \cos(\omega t + \Delta\varphi) \\ \frac{u_1(t)}{u_0(t)} = \frac{\cos(\Delta\varphi) \cos(\omega t)}{\cos(\omega t + \Delta\varphi)} \cdot \frac{L_{eq}}{M_0} \end{cases} \quad (21)$$

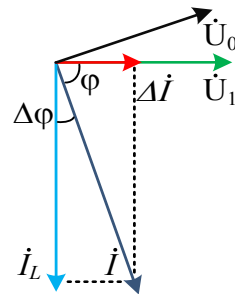


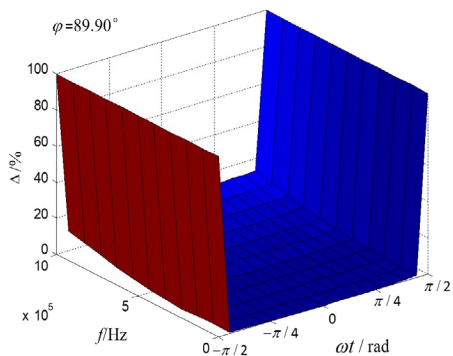
图10 向量图

式 (21) 是根据图 8 所示的向量图列出的各向量表达式，其中  $\Delta\varphi = 90^\circ - \varphi$ 。从而可以得到磁心损耗等效电阻  $R_c$  带来的测量误差的表达式如公式 (22) 所示：

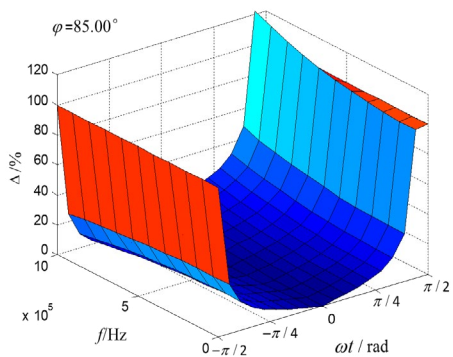


$$\Delta = \left| \frac{u_1(t)/u_0(t) - L_1/M_0}{L_1/M_0} \right| = \left| \frac{\cos(\Delta\varphi) \cdot \cos(\omega t)}{\cos(\omega t + \Delta\varphi)} \cdot \frac{1}{1 - \omega^2 L_1 (C_p + C_s)} - 1 \right| \times 100\% \quad (22)$$

阻抗角为  $89.90^\circ$  和  $85.00^\circ$  磁心随频率和  $\omega t$  变化的误差曲面分别如图 11a 和图 11b。可见, 当磁心阻抗角为  $89.90^\circ$ , 误差仅在电流峰值附近有较大值。在 1MHz 以内,  $C_p$  和  $C_s$  对实验结果影响极小, 误差随频率的增加仅有小幅上升。而当阻抗角为  $85.00^\circ$  时, 整体误差均较大。常见的金属磁粉心的阻抗角  $\varphi$  为  $89.50^\circ \sim 89.95^\circ$ , 铁氧体磁心的阻抗角为  $80^\circ \sim 86^\circ$ 。因此, 利用新型脉冲测量法测量磁粉心磁化特性时, 当频率远离谐振频率且不在电流峰值点附近取值, 由寄生电容  $C_p$ 、 $C_s$  和磁心损耗等效电阻  $R_c$  引起的测量误差可忽略。



(a)



(b)

图 11 高频寄生参数对测量精度的影响

$C_{ps}$  产生的共模干扰将产生测量误差。为减少  $C_{ps}$  对测量的影响, 本文采用图 12 所示测量电路, 采样图中所示电压  $u_0$  和  $u_3$ ,  $u_0$  和  $u_3$  的差值即是被测电感  $L$  的副边感应电压。根据文献 [13] 可知, 原副边绕组之间结构电容和共模有效电容的关系如公式 (23) 所示。被测电感与空芯电感原副边匝数比均为 1:1, 静点短接后  $C_{ps}$  两端电位差为零。因此即使原副边之间存在结构电容, 但共模有效电容  $C_{ps}$  为零。

$$C_{ps} = \frac{1}{2} C_0 \left( \frac{U_p - U_s}{U_p} \right) \quad (23)$$

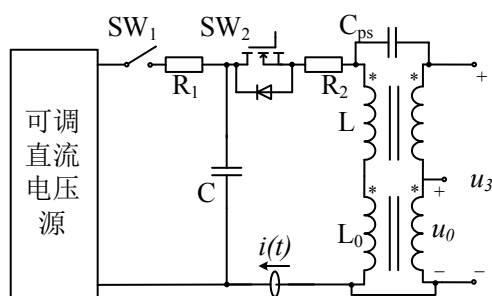


图 12 减小共模干扰的测量电路

式中,  $C_{ps}$  表示共模有效电容,  $C_0$  表示结构电容,  $U_p$  表示原边动点电位,  $U_s$  表示副边动点电位。

#### 4 精度验证

根据测量原理建立测量系统如图 13 所示, 包括开关触发电路板, 其利用继电器作为开关  $SW_1$ , MOSFET 管与快恢复二极管反向并联作为开关  $SW_2$ , 利用 stm32 单片机控制其开通与关断; 使用高采样精度的功率分析仪 PX8000 采样电流与电压; 使用辅助电源为单片机供电; 利用可调直流电源给储能电容充电。

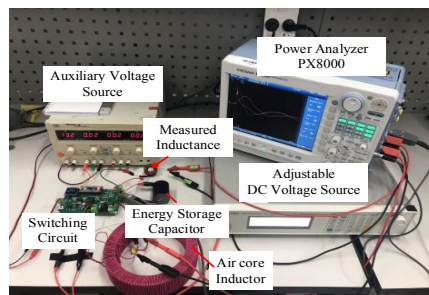


图 13 改进的脉冲测量法实验平台

为了验证新型脉冲测量法的测量精度, 本文以 NPS130060 和 TMFS270026 铁硅铝磁粉心为试样, 利用新型脉冲测量法测量其磁化特性, 并与业内公认精度最高的阻抗分析法进行比较。被测磁心采用 0.59mm 漆包线绕制, 其具体参数见表 1。

表 1 电感参数

(NPS130060 铁硅铝磁粉芯)

参数	$A_c/\text{mm}^2$	$l_c/\text{mm}$	$\mu_{\text{初始}}$
数值	64.789	78.75	60
参数	N/匝	$L_{\text{初始}}/\mu\text{H}$	
数值	50	155.89	

(TMFS270026 铁硅铝磁粉芯)

参数	$A_c/\text{mm}^2$	$l_c/\text{mm}$	$\mu_{\text{初始}}$
数值	69.714	62.84	26
参数	N/匝	$L_{\text{初始}}/\mu\text{H}$	
数值	40	45.751	

图 14 是原边激励电流、被测电感的副边电压和空芯电感的副边电压波形。

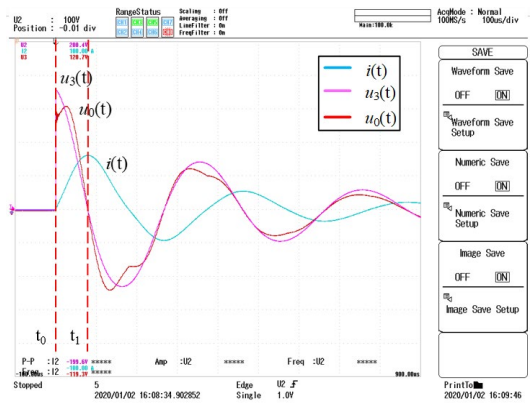


图 14 实验中电压、电流波形

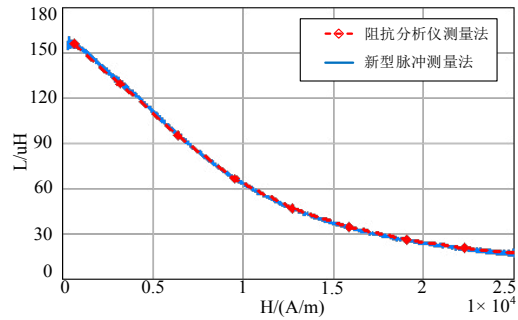
取图 13 中  $t_0 \sim t_1$  时间内的电压、电流数据, 利用公式 (8)、(13) 和 (14) 获得被测电感的  $L_{\Delta}$ -H 曲线及  $\mu_{\Delta}$ -H 曲线。利用 WAYNE KERR 的叠加直流偏磁源的阻抗分析仪测量试样在不同偏置电流的感值, 为避免温升对测量结果的影响, 均在被测电感冷却至室温后再进行下一个直流偏置点的测量, 小信号激励频率为 10kHz。

新型脉冲测量法与阻抗分析法测量两种铁硅铝磁粉心得到的  $L_{\Delta}$ -H、 $\mu_{\Delta}$ -H 曲线对比图如图 15 和图 16 所示。实验中, 阻抗分析仪叠加直流偏置电流最大值为 40A (磁场强度 H 达到  $2.5 \times 10^4 \text{A/m}$ ), 且测试过程中已经产生十分严重的温升。在图 16 中可以看出脉冲测量法具备更大

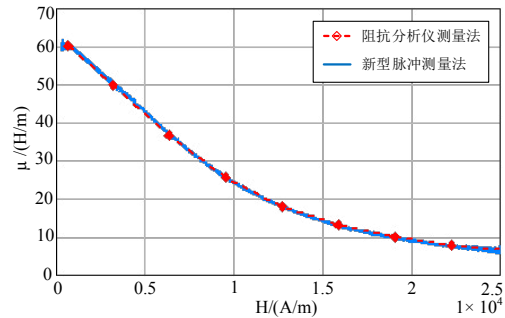
的测量范围 (磁场强度 H 达到  $3.5 \times 10^4 \text{A/m}$ )。

脉冲测量法在测量磁粉心磁化特性过程中产生的温升可利用公式 (24) 计算。其中, W 表示被测磁性元件吸收的总能量 (J), C 表示磁心的比热容 ( $\text{J}/\text{kg} \cdot ^\circ\text{C}$ ), m 表示磁心质量 (kg),  $\Delta T$  表示温度变化量。普通铁硅铝磁粉心的比热容约为  $0.506 \times 10^3 \text{J}/\text{kg} \cdot ^\circ\text{C}$ , 则使用  $47 \mu\text{f}$  的电容充电 120v 后, 测试 0.03kg 的磁粉心, 仅造成  $0.022^\circ\text{C}$  的温升。

$$W = C \cdot m \cdot \Delta T \quad (24)$$

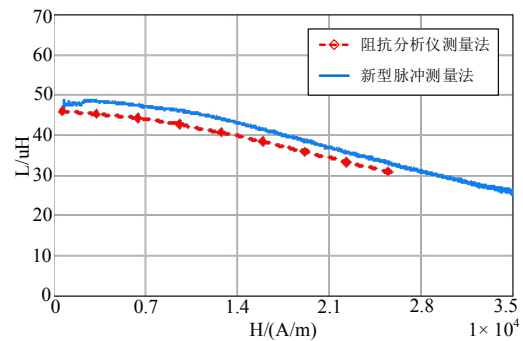


(a)  $L_{\Delta}$ -H 曲线

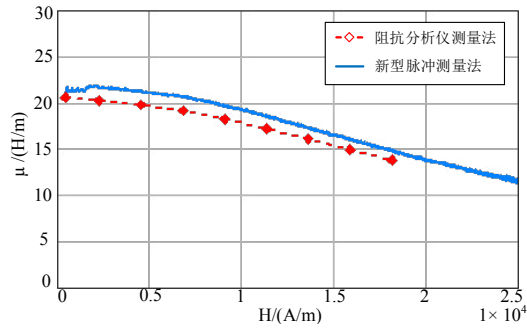


(b)  $\mu_{\Delta}$ -H 曲线

图 15 阻抗分析法与新型脉冲法测量结果对比 (NPS130060 磁粉芯)



(a)  $L_{\Delta}$ -H 曲线



(b)  $\mu$ -H 曲线

图 16 阻抗分析法与新型脉冲法测量结果对比  
(TMFS270026 磁粉芯)

不同电流偏置下, 新型脉冲测量法测得两种磁粉心增量电感值的相对误差如表 2 所示, 最大误差分别为 4.509% 和 7.813%。表明新型脉冲测量法能够精确测量低磁导率、低损耗角磁粉心磁心的化磁特性。并且简捷、快速, 且能够在不造成温升的前提下测量磁心完整的磁化特性。

表 2 直流偏置法与改进脉冲法的电感量测量数据  
(NPS130060 铁硅铝磁粉芯)

$i/A$	$H/(A/m)$	$L_{改进脉冲法} / \mu H$	$L_{直流偏置法} / \mu H$	相对误差 (%)
1	$0.063 \times 10^4$	154.52	156.01	0.955
5	$0.317 \times 10^4$	125.95	129.25	2.553
10	$0.635 \times 10^4$	97.42	95.28	-2.246
15	$0.952 \times 10^4$	67.07	66.56	-0.766
20	$1.27 \times 10^4$	46.88	46.92	0.0853
25	$1.587 \times 10^4$	33.64	34.20	1.637
30	$1.904 \times 10^4$	25.41	26.11	2.681
35	$2.222 \times 10^4$	19.79	26.11	3.085
40	$2.539 \times 10^4$	15.861	16.61	4.509

(TMFS270026 铁硅铝磁粉芯)

$i/A$	$H/(A/m)$	$L_{改进脉冲法} / \mu H$	$L_{直流偏置法} / \mu H$	相对误差 (%)
1	$0.063 \times 10^4$	46.042	45.92	0.266
5	$0.318 \times 10^4$	48.43	45.3	6.909
10	$0.637 \times 10^4$	47.419	44.25	7.162
15	$0.954 \times 10^4$	45.213	42.77	5.712
20	$1.273 \times 10^4$	43.568	40.75	6.915
25	$1.591 \times 10^4$	41.4	38.4	7.813
30	$1.91 \times 10^4$	38.72	35.93	7.765
35	$2.228 \times 10^4$	35.8	33.38	7.25
40	$2.546 \times 10^4$	33.16	30.94	7.175

## 5 结论

在测量磁心磁化特性的方法中, 大信号交流法在较高频率下无法大范围测量低磁导率磁粉心的磁化特性; 叠加直流偏置的阻抗分析法具有较大的磁场强度测量范围, 但易造成磁件温升甚至损坏磁件, 并且需要非常昂贵的宽带宽的直流偏置源。传统的脉冲测量法虽然具有不易损坏被测磁性元件和较大磁场强度测量范围的优点, 但在获得增量参数时存在微分运算, 将产生很大的测量误差。本文提出了新型脉冲测量法, 详细分析了其工作原理和误差来源, 并搭建了实验平台, 利用业内公认的阻抗分析法验证了其精度。新型脉冲测量法可以精确地测量大磁场强度激励下磁粉心的磁化特性, 并且简单快捷。

## 参考文献

- [1] 湛永钟, 潘燕芳, 黄金芳, 梁江, 王肖铮. 软磁材料应用研究进展 [J]. 广西科学, 2015, 22(05):467-472.
- [2] 赵占奎, 邓娜, 管朝, 王明罡. 高性能软磁材料的研究进展 [J]. 长春工业大学学报 (自然科学版), 2012, 33(05):521-528.
- [3] 张宇光. 一种自动测绘磁导率曲线的方法 [J]. 兵工自动化, 2015, 34(08):65-67.
- [4] Chen L, Wang Y, Liu C, et al. Measurement of magnetic properties of soft magnetic composite materials at high frequencies and high flux densities[C]// 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2017.
- [5] 杨文广. 平波电抗器增量电感的测量 [J]. 高压电器, 2002(05):5-7.
- [6] Tellini B, Giannetti R, Robles G, et al. New method to characterize magnetic hysteresis in soft ferrites up to high frequencies[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2006, 55(1):311-315.
- [7] Fuchang L, Yi L, Xibo F, et al. Study on a Magnetic Switch for Pulsed Power Conditioning System[J]. IEEE TRANSACTIONS ON PLASMA SCIENCE, 2012, 40(4):1183-1189.
- [8] 张东东, 严萍, 王珏, 周媛, 邵涛.  $\mu s$  级脉冲激励下磁开关磁心磁特性 [J]. 高电压技术, 2009, 34(01):87-92.
- [9] 韩毅博, 刘毅, 刘思维, 林福昌. 环形磁心脉冲磁化特性测量分析 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16):4239-4246.



- [10] Choi J, Namihira T, Sakugawa T, et al. Simulation of 3-Stage MPC Using Custom Characteristics of Magnetic Cores[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2007, 14(4):1025-1032.
- [11] Burdt R, Curry R D. Magnetic core test stand for energy loss and permeability measurements at a high constant magnetization rate and test results for nanocrystalline and ferrite materials[J]. Review of Scientific Instruments, 2008, 79(9):094703.
- [12] 张丽萍, 陈为, 汪晶慧. 饱和电抗器脉冲磁化特性测量分析[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2017, 45(05):663-667.
- [13] 陈庆彬, 陈为. 开关电源中变压器共模传导噪声抑制能力的评估方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18):73-79+180.

### 作者简介

苏达毅 男, 1996年生, 硕士研究生, 主要研究方向: 电力电子高频磁技术。

E-mail: 1156455299@qq.com

汪晶慧 女, 1975年生, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 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 (通信作者)

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

### 上接163页

结果在现阶段可视为对于共模电感应用的唯一可靠的验证手段。一个完整的感值与退磁电流/磁链的关系也可在图3中找到, 并且磁感应强度的变化与磁场强度变化的对应关系也可根据给定的磁芯几个尺寸和绕组排布得出, 可参考图4。

在退磁过程中差分电感与电流的对应关系也非常重要。在此方案中, 在第一个电流峰值处, 测量的不确定性由于剩磁的原因可以被忽略, 并且也使得不同材料的直接比较成为可能。

器件的饱和特性也是设计者和使用者较为关注的特性, 尤其是该器件在饱和状态和峰值电流出的损耗情况, 该饱和和电感值可由此计算:

$$L_{\text{sat}} = (\tau/\pi)^2 / C$$

其中,  $\tau$  是电流的脉冲宽度;  $C$  是储能电容的容值; 而饱和状态下电流脉冲的频率可按此计算  $f_{\text{sat}} = 1/2\tau$  [7]。

值得一提的是, 由  $dB/dt$  决定的在不同放电电压下的磁芯的弛豫损耗也可以进一步地研究。与激励条件(比如频率和磁感应强度)解耦的非线性弛豫损耗与时间窗口有较强的对应关系, 尤其是当  $dB/dt$  接近于 0 时并且此时电流会达到在半个正弦周期里的峰值。

### 结论

拥有高相对磁导率和高居里温度的纳米晶带材制成的纳米晶磁芯, 凭借其制造过程的多样性日渐收到设计者的青睐。然而传统的小信号测量方法难以满足其在不同条件下

的测量需要。在本文中, 测量的难点已被强调, 并且 Bs&T pulse 提供了一种对设计者和制造商来讲均可靠的测量验证方法。在最终应用时, 进一步的测量分析可由客户根据需要自由调整, 并且由相应的 Bs&T pulse micro (<100V) 和 Bs&T pulse macro (<100kV) 的解决方案分别适配。

### 参考文献

- [1] Magnetic Materials Hilzinger Chapter 17
- [2] V144 <https://vacuumschmelze.de/Assets/144-01-V%281%29.pdf>
- [3] Hanna Curve reloaded with Bs&T-pulse March Bodopower Yi Dou, JC Sun
- [4] Über die Wirbelstromverzögerung magnetischer Schaltvorgänge W. Wolann and H.Kaden Zeitschrift f. techn. Physik 1932
- [5] Dynamische Hystereschelifen von Rechteck-Ferriten Frequenz Bd. Stegmeier 17 1963
- [6] The Growth of magnet. domains J. Bishop and P. Williams 1977
- [7] Simulation of 3 staged MPC using customer characteristics of magnetic core J. Choi 2007
- [8] Design of powder core inductor H. Skarrie 2001