

磁阀式饱和电流互感器的理论研究

王程远, 陈幼平, 张 冈, 周祖德

(华中科技大学机械科学与工程学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 普通高压在线取能电流互感器(CT)在一次大电流状态下铁心饱和,二次绕组感应电势畸变为尖峰脉冲电压,饱和程度越深,脉冲宽度越窄,导致难以稳定获取较大功率的能量。笔者通过对饱和机理深入分析,揭示出普通CT饱和过程中铁心磁导率变化和一次电流变化失配是内在原因,并由此提出了铁心饱和控制方法——区间配合法。基于该方法,通过对磁阀式饱和CT的工作原理、数学模型、工作特性及实验分析,表明磁阀式饱和CT可以实现铁心饱和过程中CT有效磁导率变化与一次电流变化的配合特性,能够满足一次电流大于200A时1W功率电源的在线取能要求。

关键词: 磁阀; 饱和; 电流互感器; 在线取能

中图分类号: TM452.91; TM474

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2008)03-0203-05

Research on the Theory of Magnetic Valve Type Saturable Current Transformer

WANG Cheng-yuan, CHEN You-ping, ZHANG Gang, ZHOU Zu-de

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: The core of conventional current transformer used for on-line acquiring-energy in a high voltage measurement system is saturated under the condition of high-level primary current, and then spike pulse voltage is induced in secondary winding. The duration of pulse voltage becomes shorter with increasing core saturation. It is difficult in acquiring enough energy due to the short duration of pulse voltage. By analyzing magnetic saturation mechanism, it is found that the essential cause is attributed to the mismatch between the change of core permeability and the primary current during the core saturation. Therefore, a current-interval-match method for controlling the core saturation is presented. Based on this method, a novel magnetic valve type saturable current transformer was introduced. The analysis of its operation principle, mathematic model, operating characteristics and tests shows that, by using the magnetic-valve type saturable current transformer, the match characteristics between the changes of core effective permeability and primary current during core saturation may be achieved, and the requirements of 1W power supply for on-line acquiring-energy can be met when primary current value is over 200A.

Key words: magnetic-valve; saturation; current transformer; on-line acquiring-energy

0 引言

使用电流互感器(CT)直接从待测高压母线“在线取能”是有源型电子式电流互感器高压侧电路供电问题的理想解决方法。但是,电网母线电流动态变化范围从几安培到数十千安培,在如此之大的动态变化范围之内保证供电的稳定可靠是一个公认的技术难题^[1]。在小电流(1~100A)情况下,使用高初始磁导率的铁基微晶(初始磁导率为 $4\sim 8\times 10^4$)等新型磁性材料已可以实现在线取能;而在大电流情况下,CT铁心快速饱和,二次绕组感应出高达数千伏

的窄尖峰脉冲电压,既要做到高压防护又要获取足够能量,因此很难保证稳定可靠的电源供应。虽然增大铁心体积可以在一定程度上消除铁心饱和,但是,当母线电流过大而使铁心饱和时,脉冲电压能量较大,不利于吸收或耗散,铁心损耗也将增大,需考虑辅助散热措施,而且这也增大了电子式电流互感器传感头的体积与成本,不利于互感器小型化发展的需要。

目前,高压在线取能研究主要集中于铁心体积一定而母线电流为大电流时能量稳定获取问题的研究,主要采用的方案有分流、限流和稳流蓄能3种形式:

(1)增加辅助绕组分流^[2,3]。通过控制辅助绕组中的电流来控制磁路中的磁通,从而达到控制输出

收稿日期:2007-10-18; 修回日期:2008-01-04

基金项目:武汉市科技攻关计划项目(20041001005)。

作者简介:王程远(1970-),男,博士研究生,主要研究领域为电子式互感器及其在电力系统的应用。

恒定电压的目的。该方案启动电流大于 3 A,而且在大电流时辅助绕组电流较大,系统需要配合强制散热措施,因此,主要适用于母线稳态电流在 1 kA 范围内变化。

(2)利用无源元件高阻效应限流^[4]。在二次线圈输出端串入非线性无源器件组件,小电流时无源组件为零阻抗通流,大电流时为高阻抗限流,但是限流必然引起铁心磁饱和而产生高压尖峰脉冲。该方案启动电流降至 1 A 以下,母线电流在数十千安培范围内变化时,系统输出功率为数十毫瓦。

(3)利用平波电抗器稳流蓄能^[5]。利用平波电抗器抑制高压尖峰脉冲引起的电流快速增长,并储存一定能量在 CT 二次绕组感应电势为零时释放给电路。该方案样机启动电流约为 7 A,母线电流在 7 A~10 kA 范围内变化时,系统输出功率约为 0.625 W。

笔者采用速饱和 CT 和磁阀式饱和 CT 相结合,配合特殊的电路设计,以实现当母线电流在 1 A~20 kA 范围内变化时在线取能 CT 输出较大功率。使用速饱和 CT 实现小电流 (1 A~200 A) 时的在线取能,使用磁阀式饱和 CT 实现大电流 (200 A~20 kA) 时的在线取能。

1 普通 CT 的磁饱和特性分析

设普通 CT 的一次绕组匝数为 1,则其磁路方程为

$$\begin{cases} i_1 + Ni_2 = Hl \\ B = f(H) \\ \Phi = BA \end{cases} \quad (1)$$

式中, i_1, i_2 分别为一次电流和二次电流; Φ, B, H 分别为磁路磁通量、磁感应强度和磁场强度; N 为二次绕组匝数; A, l 分别为铁心的有效截面积和平均磁路长度。

为了方便地分析磁饱和特性,忽略对磁饱和特性影响较小的因素,作以下假设:①采用平均交流磁化曲线表征铁心的磁特性;②忽略负载效应,令二次绕组开路 ($i_2=0$)。

依据假设,由式(1)可得铁心的磁导率为

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{B}{i_1} l = \mu(i_1) l \quad (2)$$

式(2)中 $\mu(i_1) = B/i_1$ 。由式(1)、(2)可得

$$\Phi = \frac{\mu A}{l} i_1 = A \mu(i_1) i_1 \quad (3)$$

根据电磁感应定律可知,二次绕组感应电势为

$$\begin{aligned} e &= -N \frac{d\Phi}{dt} = -NA \cdot \left[\mu(i_1) \frac{di_1}{dt} + i_1 \frac{d\mu(i_1)}{dt} \right] = \\ & k \cdot \left[\mu(i_1) \frac{di_1}{dt} + i_1 \frac{d\mu(i_1)}{dt} \right] = e_i + e_\mu \quad (4) \end{aligned}$$

式(4)中, $k = -NA, e_i = k\mu(i_1) \frac{di_1}{dt}, e_\mu = k i_1 \frac{d\mu(i_1)}{dt}$ 。

设 $i_1 = \sqrt{2} I_m \sin \omega t$,代入式(4)可得

$$e_i = \sqrt{2} k \omega \mu(i_1) I_m \cos \omega t \quad (5)$$

$$e_\mu = k \omega I_m^2 \sin 2\omega t \cdot \frac{d\mu(i_1)}{di_1} \quad (6)$$

定义:微分磁导率 $\mu_d = d\mu/dH$ 。假设铁心材料为硅钢 DR530(以下分析中都采用该材料),其磁导率和微分磁导率与磁场强度的关系见图 1。

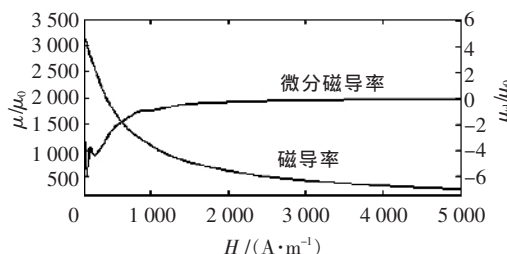


图 1 铁心磁导率和微分磁导率与磁场强度的关系曲线

由图 1 可知,当铁心磁饱和后,铁心磁导率单调下降,微分磁导率为负值,因此, e_i 和 e_μ 的方向相反。

若 $N=200, A=256 \times 10^{-6} \text{ m}^2, l=0.24 \text{ m}, I_m=200 \text{ A}, \omega=100\pi$, 则 e_i, e_μ 和 e 一个周期的变化曲线见图 2。从图 2 可以看出,铁心磁饱和过程中, e_i 余弦波形畸变,趋向零值方向,过零点附近曲线斜率减小,波形变平,这是由于铁心磁导率急剧下降所致;非零微分磁导率产生的电势 e_μ 进一步加剧了 e 的上述变化趋势,使 e 畸变为尖峰脉冲波形。

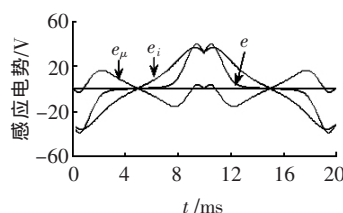


图 2 e_i, e_μ 和 e 一个周期的变化曲线

2 铁心磁饱和过程的控制方法

2.1 取能时间和取能电角度

设在线取能 CT 上一次电流 i_1 和二次绕组开路电压 u 的波形见图 3。

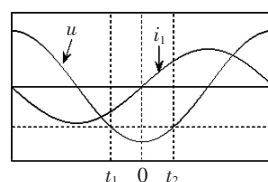


图 3 一次电流 i_1 和二次绕组开路电压 u 波形

在半周期内,当 $t \in [t_1, t_2]$ 时,二次绕组输出电压幅值 $|u|$ 大于电源电路要求的最小输入电压 U_0 ,则定义:

①取能时间 $T: T=2(t_2-t_1)$; ②取能电角度 $\theta: \theta=2\omega(t_2-t_1)$ 。考虑波形的对称性,令 $t=t_2$,则取能电角度为

$$\theta = 4\omega t \quad (7)$$

2.2 铁心磁导率与一次电流的配合特性

在 CT 结构参数一定时,为了保证规定的取能时间 T ,由式(5)、(6)可知,磁导率 μ 和微分磁导率 μ_{cl} 的变化需和 CT 一次电流有效值 I_m 的变化相配合。

设 $1/4$ 周期的取能电角度为 $\varphi=\omega t$,电源电路最小输入电压为 U_0 ,由式(4)~(6)可得

$$\sqrt{2} K \omega \cos \varphi \cdot I_m \mu(i_1) + K \omega \sin 2\varphi \cdot I_m^2 \frac{d\mu(i_1)}{di_1} = U_0 \quad (8)$$

将 $I_m = \frac{i_1}{\sqrt{2} \sin \varphi}$ 代入式(8),解之可得

$$\mu(i_1) = \frac{U_0 \tan \varphi}{K \omega} \cdot \frac{\ln i_1}{i_1} + \frac{c}{i_1} \quad (9)$$

式(9)中 c 为待定常数。将 $i_1 = \sqrt{2} I_m \sin \varphi$ 代入式(9)有

$$\mu(I_m) = \frac{U_0 \tan \varphi}{K \omega} \cdot \frac{\ln(\sqrt{2} \sin \varphi I_m)}{\sqrt{2} \sin \varphi I_m} + \frac{c}{\sqrt{2} \sin \varphi I_m} \quad (10)$$

例:设 $N=200, A=256 \times 10^{-6} \text{ m}^2, l=0.24 \text{ m}, I_m=100 \text{ A}, \omega=100\pi, U_0=5 \text{ V}, \varphi=\pi/4, \mu(100)=0.00256$,由式(10)可解得 $c=-1.1755$,代入式(10)得

$$\mu(I_m) = \frac{0.3108 \times \ln(I_m) - 1.1755}{I_m} \quad (11)$$

$\mu(I_m)$ 随 I_m 的变化曲线见图 4 中的曲线 3。

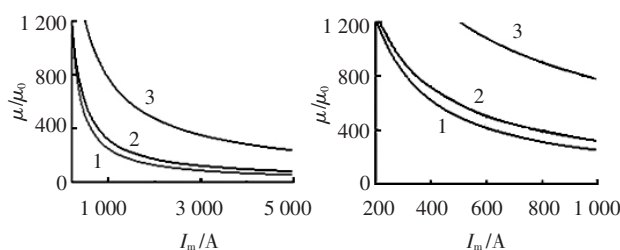


图 4 $\mu(I_m)$ 随 I_m 的变化曲线

对于上例中的 CT,图 4 中曲线 2 为硅钢 DR530 磁导率随 I_m 的变化曲线,曲线 3 为取能电角度为 $\pi/4$ 、电源电路最小输入电压为 5 V 时的磁导率随 I_m 变化的理想配合曲线。很明显,硅钢 DR530 在磁饱和过程中,其磁导率变化无法满足理想配合要求。因此,必须采用其他方法控制磁饱和过程中的磁导率变化。

普通 CT 由于铁心磁饱和导致磁导率急剧下降,造成 e_i 瞬时幅值降低,而非零微分磁导率产生电势 e_μ ,促使 e 瞬时幅值进一步降低,从而大大缩短了取能时间 T 。如果要降低 e_μ 对 e 的影响,则要求减小微分磁导率,也就是要减小磁导率随电流增大而下降的速率,尽量保持其恒定。

设 $N=200, A=256 \times 10^{-6} \text{ m}^2, l=0.24 \text{ m}, \omega=100\pi, U_0=5 \text{ V}, \varphi=\pi/4, e_\mu=0$,由式(5)可得

$$\mu(I_m) = \frac{0.3108}{I_m} \quad (12)$$

$\mu(I_m)$ 随 I_m 的变化曲线见图 4 中的曲线 1。对比曲线 1、3 可知,微分磁导率不为零对取能时间长短的影响很大。如果忽略非零微分磁导率产生的电势 e_μ ,则对于相同 I_m 和取能时间而言,铁心磁导率可以

适当降低。假设,当 $I_m=I_{m1}$ 时,控制铁心磁导率等于曲线 1 上相对应的磁导率;当 I_m 增大时保持恒定,直到 $I_m=I_{m2}$ 时和曲线 2 相交,则在 $I_m \in (I_{m1}, I_{m2})$ 时,取能时间都将大于规定要求。如图 4(b) 所示,当 $I_m \in (600, 800)$ 时,控制磁导率 $\mu(I_m)$,并保持基本恒定,取能电角度将大于 $\pi/4$ 。

综合以上分析可知,普通 CT 饱和过程中磁导率变化和一次电流变化失配导致了二次绕组感应电势畸变为尖峰脉冲电压。如果在铁心饱和过程中,划分若干电流区间,每个区间都控制磁导率变化使其与对应区间的电流变化相配合,则铁心在整个磁饱和过程中都将能够满足对取能时间的要求。

3 磁阀式饱和 CT 的工作原理

3.1 CT 磁路中的磁阀

如图 5 所示,设 CT 磁路中有一长度为 l_g 的小截面段,其面积为 $A_f (A_f < A)$ 。该小截面段铁心称为磁阀^[6],其工作状态可分为以下 3 种情况:

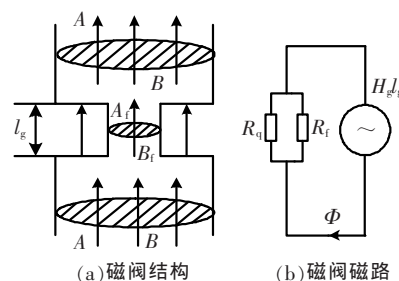


图 5 CT 磁路中的磁阀

(1) 当磁阀处于未饱和线性区时,磁阻很小,磁通几乎完全从中间通过,相当于磁阀门完全打开。

(2) 当磁阀完全饱和时,磁阻最大,相当于磁阀门完全关闭,此时的磁阀磁路相当于面积为 A 、长度为 l_g 的气隙。

(3) 在其他情况下,磁路磁通一部分通过面积为 $(A-A_f)$ 的气隙,另一部分通过磁阀。气隙磁阻为线性,磁阀磁阻为非线性,故此时的磁阀磁路相当于面积为 A 的非线性变长度气隙。

由此可见,磁阀磁路从磁阀未饱和到完全饱和的过程可以看作一个气隙长度从零到 l_g 非线性变化的过程。气隙不仅降低了 CT 磁路的有效磁导率,而且减小了微分磁导率,气隙越大,效果越显著^[7]。因此,可以用磁阀来控制 CT 磁路的有效磁导率。

3.2 磁阀式饱和 CT 工作原理

在普通 CT 磁路中设置磁阀即构成磁阀式 CT。如果通过磁阀调节在线取能 CT 磁路的有效磁导率,以满足和一次电流理想配合曲线的要求,则磁阀形状、截面积和长度的设计将非常复杂,从而导致加工困难。然而,如果要实现有效磁导率与一次电流间的区间配合特性,则对磁阀截面积和长度的设计及

加工来说要容易得多。因此磁阀式饱和 CT 采用有效磁导率与一次电流区间配合方法设计。

区间配合方法要求在铁心磁路中设置若干截面积和长度不等的磁阀。当磁路中的磁通量不足以使某一磁阀饱和时,该磁阀工作在线性区,磁阻很小,可以忽略;当磁路中的磁通量增大使其饱和时,磁阀磁阻迅速增大,此时该段磁阀相当于变长度的气隙,改变了磁路的有效磁导率。当磁路磁通量一定时,磁阀饱和与否由磁阀截面积决定。因此,可由磁阀的截面积来决定 CT 有效磁导率与一次电流的配合区间,由此时整个磁路中饱和的磁阀长度控制该区间内 CT 的有效磁导率。

由 n 段磁阀可决定 $(n+2)$ 段电流区间。在每个电流区间内,如果满足铁心有效磁导率与一次电流间的配合特性要求,则在整个一次电流范围内二次绕组感应电势都将满足对取能时间的要求。

4 磁阀式饱和 CT 的数学模型及计算

4.1 磁阀等效磁路的磁化曲线

磁阀磁路见图 5(b)。该磁路磁阻由气隙磁阻 R_g 和磁阀磁阻 R_f 并联组成,这给分析 CT 的数学模型带来不便,为此,将磁阀磁路转化为截面积为 A 、长度为 l_g 的等效磁路,确定其磁化曲线。

设等效磁路的磁场强度为 H_g ,等效磁路的磁感应强度为 B ,磁阀截面积为 A_f ,磁感应强度为 B_f ,饱和磁感应强度为 B_{fs} 。由磁阀式饱和 CT 的工作原理可知,磁阀的工作特性类似开关特性,因此,其 B_f-H_g 曲线可用小斜率理想曲线表示,见图 6(a)。

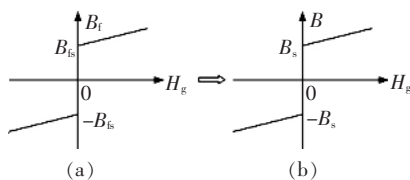


图 6 磁阀及其等效磁路的磁化曲线

磁阀等效磁路的磁化曲线为^[6]

$$H_g = \begin{cases} 0 & B \leq B_s = \frac{A_f}{A} B_{fs} \\ \frac{B - B_s}{\mu_0} & B > B_s = \frac{A_f}{A} B_{fs} \end{cases} \quad (13)$$

由式 (13) 可知,磁阀等效磁路的磁化曲线仍为小斜率曲线,见图 6(b),但其饱和磁感应强度比磁阀的饱和磁感应强度小 A_f/A 倍。

4.2 磁阀式饱和 CT 的数学模型

假设:①设置 n 个磁阀;②忽略磁阀磁路的边缘效应和漏磁;③忽略负载效应,令二次绕组开路($i_2=0$),则该磁阀式饱和 CT 的电磁方程为

$$\begin{cases} i_1 = \sqrt{2} I_m \sin \omega t \\ i_1 = Hl = H_{gl}l_{gl} + \dots + H_{gn}l_{gn} + H_1(l - l_{gl} - \dots - l_{gn}) \\ H_{gl} = f(B) \\ \dots \\ H_{gn} = f(B) \\ H_1 = f(B) \\ \Phi = BA \\ e = -N \frac{d\Phi}{dt} \end{cases} \quad (14)$$

式中: i_1 、 I_m 、 ω 分别为一次电流瞬时值、有效值和角频率; e 、 N 分别为二次绕组感应电势和匝数; Φ 、 H 、 B 分别为磁路磁通、磁场强度和磁感应强度; H_1 、 H_{gl} 、 \dots 、 H_{gn} 分别为铁心磁场强度和第 1、 \dots 、 n 个磁阀等效磁路磁场强度; A 、 l 分别为铁心有效截面积和平均磁路长度; l_{gl} 、 \dots 、 l_{gn} 分别为第 1、 \dots 、 n 个磁阀等效磁路长度。

磁阀等效磁路磁化曲线采用如图 6(b) 所示的小斜率曲线,铁心的磁化曲线采用交流磁化曲线。

4.3 磁阀式饱和 CT 数学模型的计算

磁阀式饱和 CT 数学模型的计算任务是已知一次输入电流 $i_1(t)$,求二次绕组开路电势 $e(t)$ 。由于磁路为非线性,所以无法得出 $e(t)$ 的显性表达式,可采用数值计算方法求解。步骤如下:①用三次样条插值方法分别求取磁阀和铁心 $B-H$ 曲线^[6];②用迭代法求取一个周期的磁路磁通 $\Phi(t)$ ^[8];③用四阶龙格-库塔法求解二次绕组输出电势 $e(t)$ 。

5 磁阀式饱和 CT 的特性分析及实验

为分析简单,假定:①CT 磁路中设置两个磁阀;②铁心材料为 DR530,磁化曲线采用平均交流磁化曲线,见图 7 曲线 1;③磁阀等效磁路磁化曲线采用小斜率曲线,饱和磁感应强度分别为 0.5T 和 0.8T;④CT 磁路数学模型、假设条件和参数定义与式 (14) 相同;⑤有关参数为: $N=300$, $A=256 \times 10^{-6} \text{ m}^2$, $l=0.24 \text{ m}$, $l_{g1}=0.001 \text{ m}$, $l_{g2}=0.006 \text{ m}$, $\omega=100\pi$ 。

5.1 等效磁化曲线

根据数学模型和给定参数,用数值计算方法得到等效磁化曲线见图 7 中的曲线 2。曲线 3 为有限元软件的仿真曲线。

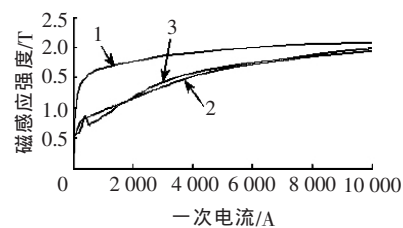


图 7 磁化曲线

图 7 表明:①磁阀改变了 CT 磁路的磁特性。磁阀既可以控制需要作用的一次电流区间,又可以控制

该区间内磁路磁感应强度随一次电流变化的斜率;②等效磁化曲线和仿真曲线基本吻合表明了磁阀式饱和 CT 的数学模型和算法是正确的和有效的。

5.2 工作特性

当一次电流有效值分别为 300、2 000、5 000 A 时,用数值计算方法得到二次绕组感应电势波形,见图 8 中的曲线 2。曲线 1 为无磁阀时二次绕组感应电势波形,图中 T 为取能时间。

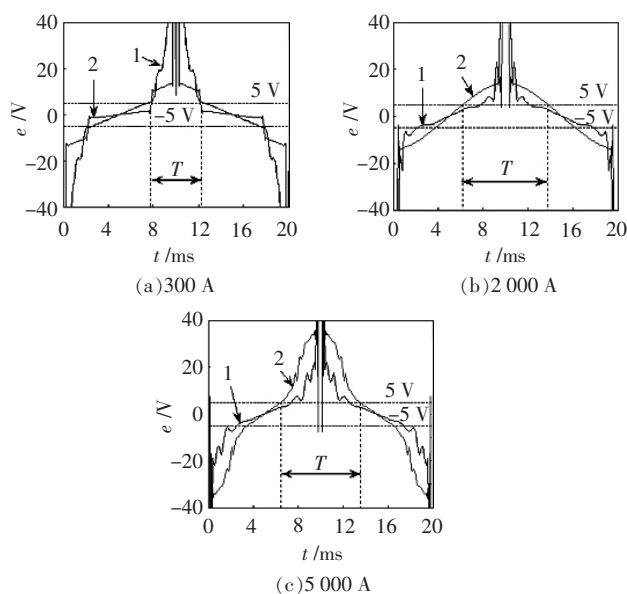


图 8 二次绕组感应电势波形

由图 8 可知,如果电源电路最小输入电压为 5 V,则当一次电流有效值为 300 A 时,二次绕组输出电势的取能时间大约只有 8 ms 左右,主要原因是饱和磁感应强度为 0.5T 的磁阀参数和 300 A 左右的一次电流区间配合不当所致。当一次电流有效值为 2 000 A 和 5 000 A 时,取能时间分别为 15 ms 和 12 ms 左右,说明饱和磁感应强度为 0.8T 的磁阀参数和 2 000 A 到 5 000 A 的一次电流区间配合较为恰当。

由此可得:①通过设置磁阀改变 CT 磁路特性,可以有效延长取能时间;②磁阀参数应和一次电流区间相配合。

5.3 实验

磁阀式饱和 CT 参数:铁心材料为 50W400,外径为 96 mm,内径为 64 mm,高为 16 mm;特殊结构的磁阀(沿 CT 圆周均匀分布)为 12 个;二次绕组匝数为 200。

受实验条件所限,一次电流最大为 7 000 A。当一次电流有效值分别为 300、700、3 000、7 000 A 时,用示波器观测二次绕组感应电势波形 e ,见图 9,图中 T 为取能时间。

由图 9 可知,如果电源电路最小输入电压为 5 V,当一次电流从 300~7 000 A 的范围内变化时,二次绕组输出电势的取能时间均可达到 12 ms 以上,而且波形变化较小,说明负载能力也较强。

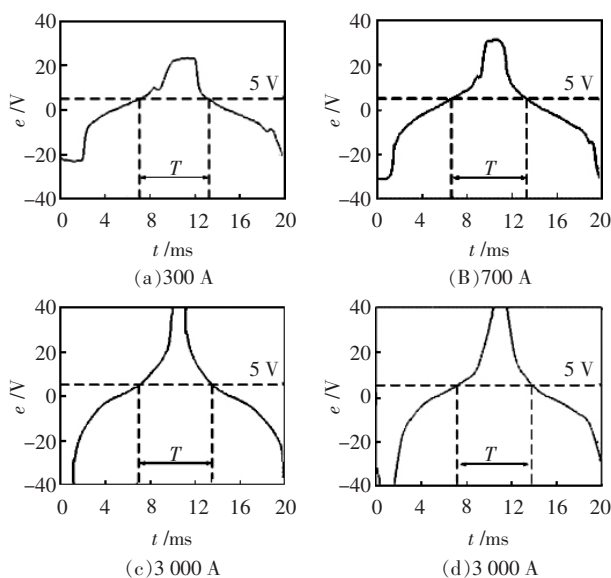


图 9 二次绕组感应电势波形

根据理论计算,该磁阀式饱和 CT 工作的一次电流动态变化范围内可达 200 A~20 kA。

6 结论

(1)普通 CT 饱和过程中磁导率变化和一次电流变化失配导致了二次绕组感应电势畸变为尖峰脉冲电压,缩短了取能时间。

(2)采用 CT 有效磁导率与一次电流区间配合方法可以满足 CT 饱和过程中对取能时间的要求。

(3)磁阀式饱和 CT 通过磁阀改变了 CT 磁路的磁特性。由磁阀的截面积来决定 CT 有效磁导率与一次电流的配合区间,由此时整个磁路中饱和的磁阀长度控制该区间内 CT 的有效磁导率。

(4)仿真和实验证明了磁阀式饱和 CT 数学模型的正确性和算法的有效性。

(5)实践表明,当一次电流大于 200 A 时,磁阀式饱和 CT 可以满足 1 W 功率电源对取能时间的要求,为在线取能找到了一个新的甚至很好的途径。

参考文献:

- [1] 罗承沐,张贵新,王 鹏. 电子式互感器及其技术发展状况[J]. 电力设备, 2007, 8(1): 20-24.
- [2] 李芙蓉, 陈永亭. 应用于光电式电流互感器的悬浮式电源的设计[J]. 继电器, 1999, 27(1): 40-42.
- [3] 李芙蓉, 朱小梅, 纪 昆,等. 一种应用于高电压侧测量系统中的电源[J]. 高电压技术, 2002, 28(3): 46-47.
- [4] 刘忠战. 电子式电流传感器高压侧自励源供电方法研究[J]. 高压电器, 2006, 42(1): 55-57.
- [5] 沙玉洲, 邱红辉, 段雄英,等. 一种高压侧自具电源的设计[J]. 高压电器, 2007, 43(1): 21-24.
- [6] 陈柏超. 新型可控饱和电抗器理论及应用 [M]. 武汉: 武汉水利电力大学出版社, 1999.
- [7] 王全保. 实用电子变压器材料器件手册 [M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2003.
- [8] 张冠生. 电器学[M]. 北京: 机械工业出版社, 1979.