

积分式高压大电流互感器的 基本原理和实验研究

胡 昌 信

(中国科学院力学研究所)

摘要 本文提出了电流互感器的开路运行方式。利用积分电路得到了被测电流的实用计算公式,为工频和脉冲高压大电流的测量提供了一个新方法。该互感器体积小、重量轻、使用频带较宽。文中给出了参数选择原则、实验特性曲线和照片。

目前在电流互感器的研究中,不论是用作测量的或是用作保护的,得出的都是原、副边电流与匝数成反比的关系,然后进行精度分析,这是人们公认的行之有效的方法。本文则从另外一条途径对电流互感器的原理进行分析,导出了原、副边电流所应满足的基本关系式,它包括了现有互感器的原理。同时,利用积分电路也可以测量电流,这就为高压大电流的测量提供了一个新方法。应该指出,这种方法不仅可以测量工频电流,而且可以测量单次脉冲电流。这在电力系统、等离子体研究、强流脉冲放电、固体和气体脉冲激光器的研究中都是很重要的电流测量手段,因而具有相当广泛的应用范围。

一、电流互感器的基本关系式

为分析简单起见,我们取原边只有1匝、即高压母线式电流互感器作为例子,显然,其结果可以推广到原、副边具有任意匝数的情况。积分式电流互感器的原理图如图1。被测大电流 I 通过导电铜杆 AB , AB 是串接在线路中的,这就是互感器的原边。 M 是圆镯状的均匀磁介质,相对磁导率为 μ 。圆镯中心轴线处的半径为 r ;截面为圆形,半径为 r_1 ,截面面积 $S=\pi r_1^2$ 。副边线圈均匀绕在 M 上,总匝数为 N ; $a'b'$ 是引出端,相距很近,使螺绕环成为封闭的。副边负载是外接电阻 R 与电容 C 的串联。设由于电磁感应在 C 的两端感应出电压 U ,通过得到的关系可换算出被测电流 I 的数值,这就达到了电流测量之目的。

为使所得的公式能应用于正弦电流和更一般的单次脉冲电流的测量,以下讨论均采用瞬时值。设螺绕环水平放置,通过 AB 的电流 I 垂直向下经过圆镯的中心,则在磁介质 M 内激起磁场,设在轴线处产生的磁场强度为 H ,如图1所示。 I 和 H 都随时间变化,频率为50赫,故当副边电路连通时,感生电流 i 所产生的磁场是力图阻止激磁电流产生的磁场的变化

本文于1981年7月20日收到。

的, 由此可决定 i 的方向。当原边电流 I 向增加的方向变化时, i 的方向如图 1 所示。副边感应电动势 e 的大小为:

$$e = - \frac{d\psi}{dt} \quad (1)$$

ψ 是通过螺绕环所包围的横截面积的磁感应通量。根据磁芯材料的不同, ψ 与原边电流 I 具有不同的曲线关系, 在一般情况下, 这种函数关系是比较复杂的。为分析简单起见, 我们只考虑电流互感器的两种极限运行状态。

副边短路运行状态。这是互感器的通常运行状态, 此时原、副边电流所产生的磁通近乎相互抵消, 激磁安匝数甚小, 磁芯自然运行在非饱和的线性区, μ 是常数。

副边开路运行状态。这是本文所研究的运行状态, 此时副边电流极小, 原边电流 I 所产生的磁通近乎就等于激磁磁通, 因此磁芯有可能运行在饱和区。但在实际使用时, 我们将激磁安匝数限定在饱和安匝数以下, 或采用空心线圈, 作了这样的实际限制后, 即使互感器运行于开路状态, 磁芯的磁导率也近于常数。

这样, 不论互感器副边是短路运行还是开路运行, 磁通 ψ 与电流 I 均呈线性关系, 迭加原理可以应用于原、副边磁通。按照定义:

$$\psi = N \int \vec{B} \cdot d\vec{S} = N \mu_0 \mu \int \vec{H} \cdot d\vec{S} \quad (2)$$

式中, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米, 是真空磁导率; \vec{B} 是磁介质中的磁通密度; \vec{H} 是磁场强度, $d\vec{S}$ 是面积元。若磁芯选择为环状, 则矢量符号可以去掉。对于长导电杆 AB 来说, 在与其轴相距 r 处的磁场强度 H 为

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (3)$$

即 H 与 r 成反比。为了简化计算, 在设计线圈时需使磁介质轴线与 AB 的距离 r 远大于截面半径 r_1 , 则近似可将整个螺绕环线圈内的磁场强度 H 视为处处相等, 且等于轴线处的场强, 于是,

$$\psi = N \mu_0 \mu \frac{I}{2\pi r} \int dS = \frac{NS\mu_0\mu}{2\pi r} I \quad (4)$$

将式 (4) 代入式 (1) 得:

$$e = - \frac{NS\mu_0\mu}{2\pi r} \frac{dI}{dt} = - \frac{L}{N} \frac{dI}{dt} \quad (5)$$

式中,

$$L = \mu L_0; \quad L_0 = \frac{N^2 S \mu_0}{2\pi r} \quad (6)$$

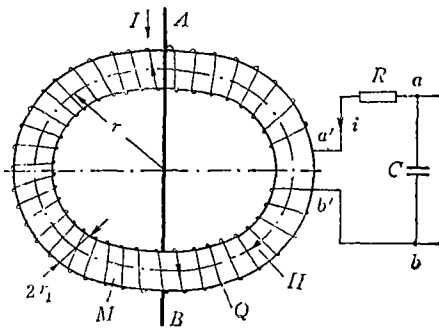


图 1 积分式高压大电流互感器原理图

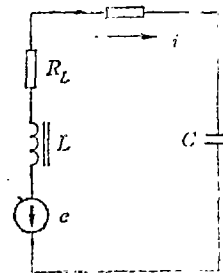


图 2 电流互感器等效电路图

L_0 为螺绕环空心线圈的电感量, L 为有磁芯时的电感量。

互感器副边的等效电路如图 2。 R_L 为线圈导线的直流电阻, L 为线圈电感, R 和 C 分别为外接电阻和电容。由克希霍夫第二定律:

$$e + (R + R_L)i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = 0$$

得
$$\frac{L}{N} \frac{dI}{dt} = (R + R_L)i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = 0 \quad (7)$$

式 (7) 即为电流 I 和 i 所应满足的微分方程式, 既适用于正弦电流, 也适用于单次脉冲电流。在一般情况下不能求得式 (7) 的精确解析解, 但在某些简化条件下可求得其近似解。

(1) 若将图 2 中的 C 短路、 R 取得很小, 这就相当于互感器的短路运行状态。设处理的是角频率为 ω 的正弦电流的测量, 若满足条件

$$(R + R_L) \ll \omega L \quad (8)$$

即
$$(R + R_L)i \ll L \frac{di}{dt} \quad (9)$$

则式 (7) 等号右端的第一项即电阻压降可忽略, 于是式 (7) 的解为:

$$I = Ni \quad (10)$$

这是熟知的普通电流互感器的公式, 现稍作讨论。

当满足简化条件式 (8) 时, 可以得到简单的式 (10)。但是一般说来, 式 (8) 只有在一定频率以上时才能得到很好满足, 即使外加电阻 R 很小也罢。以我们绕制的实际互感器而论, 实测数据为: 线圈的直流电阻 $R_L = 2.0$ 欧姆, 电感 $L = 12.4$ 毫亨, 在工频 50 赫时 $\omega L = 3.9$ 欧姆。 R_L 与 ωL 相差不到一倍, 故式 (8) 的不等式不能很好满足。因此, 在这种情况下不能得到简单的式 (10), 而应以下式计算原、副边电流之间的关系:

$$\frac{L}{N} \frac{dI}{dt} = (R + R_L)i + L \frac{di}{dt} \quad (11)$$

普通电流互感器之所以产生误差, 其原因从本质上来说, 是由于式 (8) 没有得到很好的满足。实际情况也是如此, 我们对自制的线圈的频率响应作了测量, 结果如图 3。纵坐标采用副边相对电流值 K , 如果将 K 由 1 下降至 0.707 定义为该线圈的频响范围, 则该线圈适于测量正弦电流的频率约为 400 赫至 4.5 兆赫, 显然用这样的互感器测量 50 赫电流, 如利用式 (10) 计算和刻度, 误差是很大的。

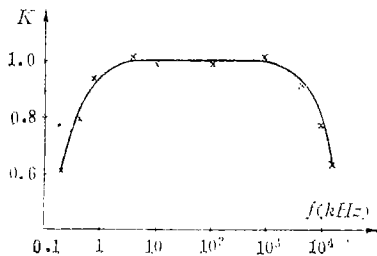


图 3 互感器 ($I = Ni$) 频率响应曲线

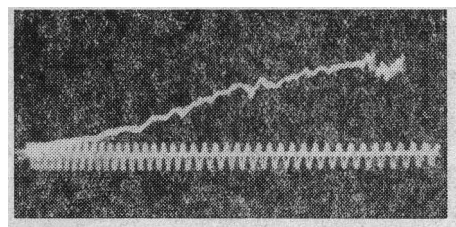


图 4 冷阴极电子枪总发射电流波形

目前生产的普通电流互感器, 若要提高精度, 应朝减小线圈自身的电阻和负载电阻方面去考虑, 或者采用高 μ 值材料, 选取适当的额定安匝数以增加线圈电感。

(2) C 短接, 如果原边不是 1 匝而是 n 匝, 显然式 (11) 相应变为:

$$\frac{nL}{N} \frac{di}{dt} = (R + R_L) i + L \frac{di}{dt} \quad (12)$$

对于正弦电流, 两边乘以折合阻抗

$$\left(\frac{N}{n}\right)^2 Z_1 = Z_2 \quad (13)$$

Z_1 和 Z_2 分别为原、副边阻抗, 则

$$\frac{NL}{n} \frac{dU_1}{dt} = (R + R_L) U_2 + L \frac{dU_2}{dt} \quad (14)$$

U_1 和 U_2 分别为原、副边电压。当满足式 (8) 时, 式 (14) 等号右端第一项可忽略, 得

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n}{N} \quad (15)$$

式 (14) 和 (15) 也是普通变压器所应满足的关系式。

(3) 应该指出, 由于式 (8) 在一定的频率以上能很好满足, 这样的互感器可以用来正确测量短脉宽的单次脉冲大电流。利用式 (10) 可由示波器上拍得的电流 i 的波形 (即电阻 R 两端的电压波形) 照片得到单次脉冲放电电流 I 的波形。实测结果如图 4, 上面是脉冲电流波形, 下面是时标, 标准振荡频率为 11.5 兆赫, 因此每个波形的周期是 0.087 微秒。经过标定, 全脉宽为 2.8 微秒, 电流峰值为 13 千安。将这一数值与理论计算进行比较之后, 认为测量结果是可靠的。

处于短路运行状态的电流互感器, 其激磁电流甚小。线圈自身直流电阻和小负载电阻对感抗 ωL 起了旁路作用, 因此由磁芯材料的相对磁导率所引起的非线性测量误差可以忽略不计, 这正是我们用带磁芯的线圈测量单次脉冲大电流的依据。

二、积分式高压电流互感器的基本原理和参数选择原则

由于在工频 50 赫时式 (8) 条件难以得到很好满足, 迫使我们放弃式 (8) 的假定, 回到式 (7) 来。既然线圈的直流电阻和外接电阻不能减得更小, 于是可以采用相反的假定, 即在感兴趣的频率范围内同时满足如下两个简化条件:

$$(R + R_L) \gg \omega L \quad (16)$$

$$(R + R_L) \gg 1/\omega C \quad (17)$$

这样式 (7) 等号右端的电感压降和电容压降比电阻压降小得多, 式 (7) 简化为:

$$\frac{L}{N} \frac{dI}{dt} = (R + R_L) i \quad (18)$$

即

$$I = \frac{N(R + R_L)}{L} \int i dt \quad (19)$$

原边电流 I 与副边电流 i 的积分成正比。实际上, 由图 2 可看出, 外接的 R 和 C 正好就是一个简单的积分电路, 所以可断定, 由 C 两端测出的电流积分就真实反映了 I 的大小, 因为

$$\int i dt = CU \quad (20)$$

U 是电容器两端的电压, 于是式 (19) 变为

$$I = \frac{N(R+R_L)C}{L} U = GU \quad (21)$$

式中

$$G = \frac{N(R+R_L)C}{L} \quad (22)$$

叫做等效导纳。式(21)就是积分式电流互感器的基本关系式。当选定合适的额定安匝数使磁芯运用在非饱和区时, μ 可认为是常数, 原边电流 I 与副边电容器 C 上的电压成正比, 比例系数 G 在一定范围内与频率和电流值的大小无关, 也是一个常数。

应该指出, 式(21)不仅可用来测量包括工频在内的正弦电流, 也可测量脉宽在毫秒级的单次脉冲放电电流, 只要被测电流脉冲的频谱在由式(16)和(17)所限定的范围以内。实际上式(16)决定了被测频率的上限, 而式(17)决定其下限。

下面叙述积分式电流互感器的参数选择原则。

1. 磁芯尺寸和性能的选择

由式(3), 磁芯中某点磁场强度 H 的大小与该点距中心的距离 r 成反比, 只有在 $r \gg r_1$ 的情况下, 才能用轴线处的平均磁场强度代之, 以简化分析。因此, 磁芯尺寸的选择原则是在一定的截面情况下, 选择外径较大者, 以满足 $r \gg r_1$ 条件。

对磁芯性能的要求: 一是要满足被测频率范围; 二是应考虑式(16)和(21), μ 值大会影响被测电流上限频率的提高, 但在一定的被测电流值时, 此时电容器两端的电压较高, 即测量灵敏度较高; 三是磁芯材料的饱和磁通密度 B_s 应尽可能高, 以便测量更大电流而不饱和。

我们选取的磁芯是 MXO-1000型圆筒状锰锌铁氧体, 初始磁导率为1000, 饱和磁通密度为3200高斯, 使用频率为1兆赫以下。尺寸是外径60毫米, 内径40毫米, 截面为圆形, r 为25毫米, r_1 为5毫米。

副边测量线圈的参数是: 用35号铜线在包有衬纸的磁芯上均匀地绕 $N=110$ 匝, 实测导线直线电阻为 $R_L=2.0$ 欧姆, 线圈电感量为 $L=12.4$ 毫亨, 在工频50赫时, 感抗 $\omega L \approx 3.9$ 欧姆, 比导线直流电阻仅约大一倍。

2. 积分电路电阻、电容参数的确定

设被测电流的上、下限频率分别为 ω_h 和 ω_l , 则频率上限时的感抗和下限时的容抗分别为:

$$X_L = \omega_h L = 2\pi f_h L \quad (23)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega_l C} = \frac{1}{2\pi f_l C} \quad (24)$$

积分式电流互感器的基本假定条件是式(16)和(17), 据此, 在一定的误差范围内可以假定:

$$R + R_L = (8 \sim 10) \times 2\pi f_h L \quad (25)$$

$$R + R_L = (8 \sim 10) \times \frac{1}{2\pi f_l C} \quad (26)$$

若选定被测正弦电流的频率范围是30赫至15千赫, 则频率上限时的感抗 X_L 为1168欧姆, 由式(25)选取 $R=10$ 千欧。然后再由式(26)决定 C 值, 取 $C=4.7$ 微法, 则 $X_C=1129$ 欧姆。于是, 在被测电流的频率上下限或任何中间频率上, 式(16)和(17)均得到满足。

3. 额定安匝数的选定

由磁芯材料的饱和磁通密度 $B_s = 3200$ 高斯和磁导率 $\mu = 1000$, 可得饱和磁场强度为:

$$H_s = B_s / \mu = 3.2 \text{ 奥斯特} = 32 \text{ 安匝/厘米}$$

由式 (3) 可得饱和安匝数为 502.6 安匝。对于母线式电流互感器, 原边只有 1 匝, 故饱和安匝数与饱和电流值在数值上相同。

测量工频正弦电流时, 为了保证精度, 可选额定安匝数为 100~200。对于单次脉冲电流的测量可选为 500 安匝, 因为测量时要借助于示波器照相, 并对电流值进行标定, 此时的标定误差会掩盖磁芯的微小非线性误差, 故可将被测电流扩大, 用到饱和安匝附近。

当被测电流更大时, 可采用更大直径和具有更高饱和磁通密度的磁芯。如被测电流特别大, 磁芯不可避免地会出现饱和, 此时灵敏度的高低已不成为问题, 可将磁芯改为用有机玻璃等材料作芯子, 仅起骨架作用, 相当于空气芯电流互感器, 则不论多大电流也不会出现饱和现象, 用这样的互感器, 原则上可以测量电力系统高达 $10^4 \sim 10^6$ 安培的短路大电流或其他特大电流值。

三、积分式电流互感器的电特性和外形结构

1. 频率响应

作为电流互感器, 其频响曲线如图 5。如将相对电流值 K 下降到 0.707 和上升到 1.41 的频率范围定义为该互感器的频响范围, 则它的可测频率为 10 赫至 15 千赫, 基本上包括了声频范围。对 50 赫工频, K 值十分接近于 1。若增大 R 或 C , 频响曲线会相应展宽。

2. $U=F(I)$ 的线性实验

理论上式 (21) 应为直线, 实验结果如图 6 和图 7。图 6 是工频电流的测量结果, 由于实验所用电源不能输出 50 安培以上的电流, 更大的电流是由脉冲放电产生的。图 7 是单次脉冲放电的测量结果, 放电电流幅值可达 500 安培。图 6 的横座标是工频电流有效值, 纵座标是输出电压的有效值。图 7 的横座标是脉冲放电电流幅值, 纵座标的电压也是幅值。

由这两个图可见, 在所测定的范围内, 电流与电压的关系是一条很好的直线, 符合式 (21) 的规律, 证明用积分原理测量工频和脉冲电流是可行的。

3. 波形比较

从 10 赫到 10 千赫用信号发生器、50 赫时用工频电流源, 对互感器作了波形失真测量。将互感器的原边接至电源, 将双线示波器的 A 线接到互感器副边电容器的两端, B 线直接接到

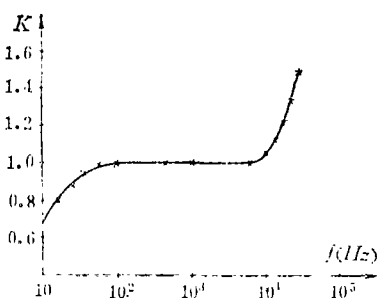


图 5 互感器 ($I = GU$) 频响曲线

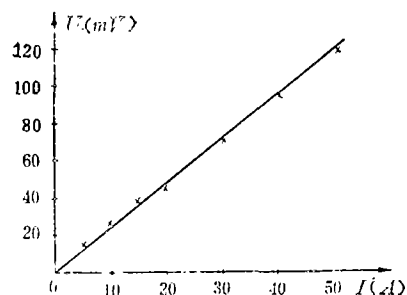


图 6 工频电流的 $U = F(I)$ 曲线

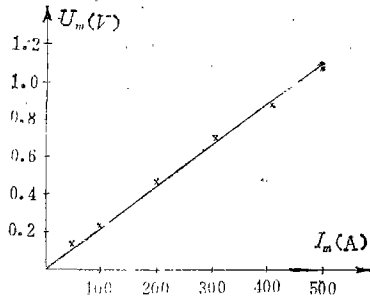


图7 脉冲放电情况下 $U_m = F(I_m)$ 曲线

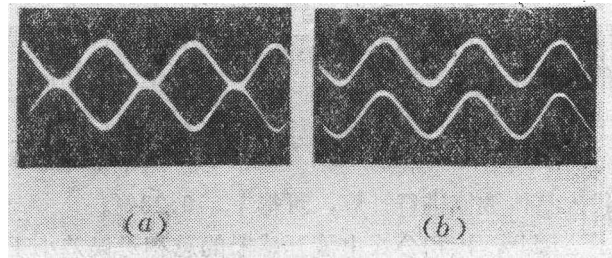


图8 积分式电流互感器的波形失真测量，上部是通过互感器后的电流波形，下部是直接测得的电流波形
(a) 相差 180° ， (b) 同相

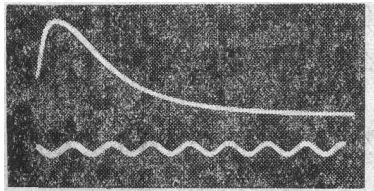


图9 长脉冲放电电流波形

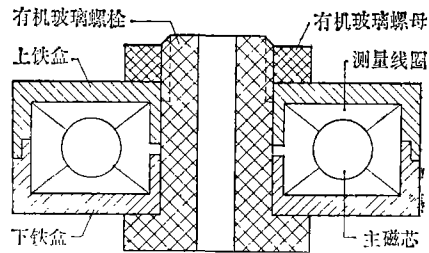


图10 积分式电流互感器外形结构略图

电源的输出端，比较通过互感器后的波形变化。由拍得的照片看，两波形是十分相似的。现将50赫工频电流的对比结果给出，如图8。由图可见，由电容器两端的电压波形是能够正确反映被测电流波形的。波形失真的大小可由式(16)和(17)条件来控制。

图9是幅值为500安培的脉冲电流波形；下部正弦波是时标，频率为1000赫，即每个波形的周期是1毫秒。放电持续时间约为3毫秒。

4. 外形结构

略图如图10。主要由三部分构成：主体磁芯和绕在其上的测量线圈；上下不锈钢屏蔽盒，用来屏蔽外界电磁场的干扰；有机玻璃螺栓和螺母，起绝缘和紧固作用。被测高压大电流通过导电杆AB由绝缘螺栓中心流过。

四、误差分析和计算

用积分原理测量工频和脉冲大电流的误差主要来自两个方面：一是磁芯的尺寸，由 $r \gg r_1$ 引起的设计误差；二是关系式(16)和(17)的满足程度。现分述如下。

1. 由磁芯尺寸引起的误差

由于受手头现有磁芯规格所限，所选磁芯尺寸是 $r=25$ 毫米、 $r_1=5$ 毫米， $r=5r_1$ 。本来在距导电杆AB的不同距离上磁场强度是不同的，而公式中都以平均半径 r 处的值代之，使得整个截面中不均匀的磁场强度被均匀化了，这就势必引入误差。严格的理论分析和数值计算给出（将另有专文论述），这样引入的相对误差 e_1 小于0.5%。

2. 由积分电路参数的有限引入的误差

在理想情况下,若 ωL 及 $1/\omega C$ 均为零,则将式(7)简化为式(18)不会产生误差。但实际上互感器副边各阻抗之间的关系满足不等式(16)及(17),这样,按照图2等效电路和电工理论,在测量某一频率的电流时将引入误差。据分析,在测量50赫工频电流时引入的相对误差 ε_2 为:

$$\varepsilon_2 = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L - 1/\omega C}{R + R_L} \right)^2} - 1 \quad (27)$$

代入具体数值进行计算,可得 $\varepsilon_2 = 0.23\%$ 。

因此,该积分式电流互感器的总相对误差小于1%。

五、几点结论和讨论

(1) 由基本理论推导出的式(7)是电流测量的一般微分方程式。由式(8)简化条件得到式(10),可作高频正弦电流或短脉冲电流的测量,被测电流通过感生电流表示。由式(16)和(17)简化条件得式(21),可作低频(包括工频)正弦电流和长脉冲电流的测量,被测电流通过电容器两端的电压来表示。两种方法之间有一定带宽的衔接区(见图3和图4)。

(2) 利用所介绍的原理,可以制成积分式电流互感器,用以测量工频高压大电流。改写式(21):

$$U = \frac{\mu L_0}{N(R + R_L)C} I = \frac{1}{G} I = \alpha I \quad (28)$$

比例系数 α 可叫做灵敏度因数或偏转因数。我们绕制的互感器,其 $\alpha = 2.4$ 毫伏/安培。因此可将现有的高阻电压表按电流值刻度后与互感器副边电容器并联,来测量工频正弦电流;也可以将电容器两端的交流电压通过交直流变换器变成直流电压,加到直流数字电压表上,以直接用数字显示被测电流值。

(3) 积分原理可能为工频和脉冲大电流的测量研究提供一个新的途径。由式(28)可见, α 可以做得很小,故特别适于测量大电流。当然采取适当措施也可以测量小电流。

参 考 文 献

- [1] В. М. Барзюлович, Высоковольтные Трансформаторы Тока, Госэнергоиздат, Москва, 1956, 7—44.
- [2] J. M. Anderson, Rev. Sci. Instrum., 42, 7(1971), 915—926.
- [3] 庄斗南等, 激光, 7, 8(1980), 62.

Fundamental Principle and Experimental Study of Integrated High Voltage-High Current Transformer

Hu Chang-xin

ABSTRACT

This paper describes an open-circuited-operation mode of the current transformer. A practical calculation formula for the measured current has been derived. Since this method offers a rather lower sensibility in a wide frequency band for high precise measurement, it is especially suitable for the measurement of high current with power frequency. The principles for selecting the electric parameters and some experimental characteristic curves are also given. This transformer can be used for the measurement of the waveform of pulse current too.