

关于脉冲电流测量线圈若干问题的讨论

中国科学院力学研究所 胡昌信

本文详细推导了电流测量线圈的基本微分方程式，对比讨论电流测量的变比法和积分法，给出了幅频特性、实验结果、误差分析，最后指出了各自的特点和适用范围。

脉冲电流的测量在电力系统短路、高电压工程、高温等离子体和受控热核反应、强流脉冲放电、固体和气体脉冲激光器等领域的研究中都是很重要的基本测量手段。因此，先后提出了分流器法和测量线圈法。本刊对这两种方法曾经分别作了介绍和报导[1]—[3]，国外杂志和国内其它刊物亦有载文[4][5]，但在仔细阅读之余，觉得从原理公式到具体应用都有若干问题尚有讨论的必要。因此，本文不惮冒偶有重复之嫌，想针对所引资料中有关电流测量线圈的问题作一些归并，进行较为详细的讨论，并适时给出自己的研究结果，而将分流器的讨论留待以后。

一、脉冲电流测量线圈的基本原理

脉冲电流测量线圈，即罗高夫斯基线圈 (Rogowski Coil)，西方有的文献也叫皮尔逊线圈 (Pearson Coil)，其本质是一个原边只有一匝的电流互感器。但是由于被测脉冲电流的幅值大，脉宽窄，频谱丰富，故不能简单地将互感器直接应用于脉冲电流的测量，而必须作一些分析和假定。各作者使用的测量线圈基本上是一样的，其原理图如图1，左边是线圈本身，右边是外接负载电阻R和电容C串联或者是只接电阻R，依所根据的测量方式而异。为使讨论更具有普遍性，在线圈中加入了磁芯。

当被测电流I从导电棒AB中心轴线通过时，在磁芯M内激起磁场，强度为H，由于I和

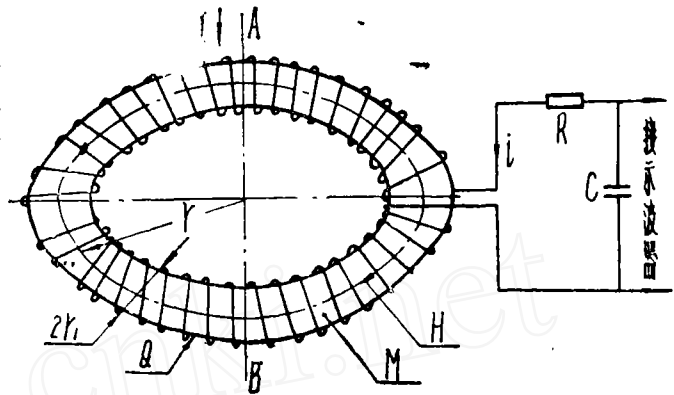


图1 脉冲电流测量线圈原理图

图中I—被测脉冲电流，H—磁场强度，i—感生电流
M—磁芯，Q—线圈，r—磁芯平均半径，
r₁—磁芯横截面半径，
AB是通过电流I的导电铜棒、串入放电回路中。

H均随时间变化，故当电路连通时，由感应电动势e产生一感生电流i，i所产生的磁场是力图阻止激磁电流I产生的磁场的变化的。当I向增加的方向变化时，i的方向如图1所示；如I向减小方向变化，则i的方向与图1所标方向相反。

由法拉第定律得感应电动势e

$$e = -d\psi/dt \dots \dots \dots (1)$$

ψ 是磁芯横截面中的磁感应通量，t是时间。根据磁芯材料的不同， ψ 与被测电流I具有不同的曲线关系。

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

N—测量线圈匝数， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米是真空导磁系数， μ —磁芯材料的相对导磁系数，dS是磁芯面积元。当导电棒AB足够长时，

在与其轴相距 r 处的磁场强度为

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

即 H 与 r 成反比。为了简化分析计算,需作如下三条假定,这些假定在具体设计线圈时必须满足。

(1) 磁芯选择为园环状,则 \vec{H} 向量与 \vec{ds} 的法线方向相一致,(2)式中的矢量符号可去掉。

(2) 必须这样选择磁芯尺寸:其平均半径 r 应远远大于其截面半径 r_1 ,即 $r \gg r_1$,这样在整个磁芯内的 H 可近似认为处处相等,且等于 r 处的场强。

(3) 磁芯是均匀磁介质, μ 仅随激励电流 I 的变化而变化,即 μ 与 I 有关因而也与时间 t 有关,而与面积元 ds 的位置选择无关。

作了上面三条假定后,将(2)、(3)式代入(1)式,得

$$e = -\frac{NS\mu_0}{2\pi r} \cdot \frac{d(\mu I)}{dt} = -\frac{L_0}{N} \left(\mu \frac{dI}{dt} + I \frac{d\mu}{dt} \right) \dots\dots\dots (4)$$

$$\text{式中 } L_0 = -\frac{N^2 S \mu_0}{2\pi r} \dots\dots\dots (5)$$

是空心测量线圈自感系数, $S = \pi r_1^2$ 是磁芯横截面积。

由图1得等效电路图2。由克希霍夫第二定律:

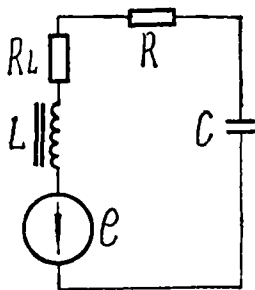


图2 测量线圈等效电路
图中: R_L 为线圈导线的直流电阻,
 L 为带磁芯的线圈电感,
 R, C 为外接负载。

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

$$\text{得 } -\frac{L_0}{N} \left(\mu \frac{dI}{dt} + \frac{Id\mu}{dt} \right) = (R + R_L)i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt \dots\dots\dots (6)$$

为了讨论加入磁芯后的更一般情况,不能将线圈电感 L 视为常量。为此,先应求得 L 的表达式,由电感定义:

$$L = \frac{d\psi_i}{di} = N\mu_0 \frac{d \int \vec{\mu} \vec{H}_i \cdot d\vec{s}}{di} \dots\dots\dots (7)$$

式中 ψ_i 和 H_i 分别为电流 i 流过线圈时在磁芯截面内产生的磁通量和在轴线处的磁场强度。对于 $r \gg r_1$ 的测量线圈,物理上又叫螺绕环,有

$$H_i = \frac{Ni}{2\pi r} \dots\dots\dots (8)$$

再次应用前面的三条假定,并将(8)代入(7),得

$$L = N\mu_0 \frac{d \left[\mu \frac{Ni}{2\pi r} S \right]}{di} = I_0 \frac{d(\mu i)}{di} = L_0 \left(\mu + \frac{d\mu}{di} i \right) \dots\dots\dots (9)$$

可见当导磁系数 μ 随电流变化时,线圈的电感并不简单地等于空心线圈电感与相对导磁系数 μ 的乘积。将(9)式代入(6)式

$$\frac{L_0}{N} \left(\mu \frac{dI}{dt} + \frac{Id\mu}{dt} \right) = \left(R + R_L + L_0 \frac{d\mu}{dt} \right) i + \mu L_0 \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt \dots\dots\dots (10)$$

(10)式是将感生电流 i 与被测放电电流 I 联系起来的最一般的微分方程式。由于存在非线性项 $d\mu/dt$,一般情况下不能求得(10)式精确的解,但在某些简化条件下,可以求得近似解,从而自然引出线圈的变比测量法和积分测量法,分别相应于电流互感器的短路运行和开路运行两种极限运行状态,这就把它们共同物理本质由公式(10)而联系起来。

1、变比测量法

变比法对应于电流互感器的短路运行状态。将等效电路图 2 中的外接电容 C 短路，由电阻 R 两端取信号送入示波器，如图 3 所示。R 在数值上应取得足够小，以满足

$$(R + R_L) \ll \omega L \dots\dots\dots (11)$$

$$\text{或 } (R + R_L)i \ll L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \dots\dots\dots (12)$$

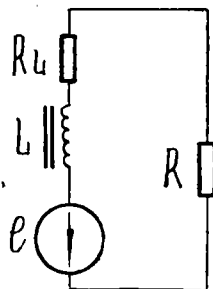


图 3 变比测量法等效电路

ω 是被测脉冲电流频谱中的下限角频率。在 (10) 式中右边略去电阻压降 $(R + R_L)i$ 项，C 又被短接，得

$$\begin{aligned} & L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \frac{\mu L_0}{N} \frac{di}{dt} \\ & = L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

这是一个整齐的微分方程式，不论 μ 随时间如何变化，恒有解

$$I = Ni = N \frac{V}{R} \dots\dots\dots (14)$$

V 是在示波器上测得的电阻 R 两端的电压。

(14) 式便是熟知的电流互感器的公式，由于电流之间的关系仅与匝数比有关，所以也叫变比测量法。讨论：

(1) 不等式 (11) 或 (12)，是变比测量法的充要条件。

(2) 若 (11) 式成立，线圈付边即处于短路运行状态。从物理上说，被测脉冲电流 I 所产生的主磁通量几乎全部被感生电流 i 所产生的磁通量所平衡，实际的激磁磁通量甚小，磁芯永远不会处于饱和状态。即 (14) 式与 μ 是否为常数无关。

2、积分式测量法

积分法对应于电流互感器的开路运行状态，计算公式亦可由 (10) 式简化而得，资料 [3] 和 [7] 讨论过积分法。在有些情况下，由于外接电阻 R 不能取得很小，或被测电流的角频率甚低，或采用空心线圈，都使 (11) 式不能得到满足，这时应回到 (10) 式和等效电路图 2，改作如下假定：即在感兴趣的频率范围内，同时满足

$$(R + R_L) \gg \omega L \dots\dots\dots (15)$$

$$(R + R_L) \gg \frac{1}{\omega C} \dots\dots\dots (16)$$

由于感抗和容抗均远小于电阻，故感抗压降和容抗压降可忽略，(10) 式或 (6) 式可写为

$$\frac{L_0}{N} \frac{d(\mu I)}{dt} = (R + R_L)i \dots\dots\dots (17)$$

解 (17) 式得

$$\mu I = \frac{N(R + R_L)}{L_0} \int i dt \dots\dots\dots (18)$$

从等效电路图 2 可见，外接 R 和 C 正好就构成一个简单的积分电路，接到示波器的电容 C 两端的电压就是感生电流 i 的积分

$$\int i dt = CV \dots\dots\dots (19)$$

V——电容器两端电压，于是 (18) 式变为

$$\mu I = \frac{N(R + R_L)C}{L_0} V \dots\dots\dots (20)$$

这便是用积分法测量脉冲电流的一般关系式。讨论：

(1) 利用 (20) 式的条件是假定 (15) 和 (16) 成立。

(2) 当被测脉冲电流的幅值不大时，可选用合适的额定安匝数，使磁芯运用在非饱和区。

$\mu = \text{const}$ ，则 (20) 式为

$$I = \frac{N(R + R_L)C}{\mu L_0} V \dots\dots\dots (21)$$

如被测电流较大，可以靠增加磁芯平均半径 r 来避免饱和。增加磁芯横截面的办法是不可取的。

(3) 如被测电流特别大, 单靠增加磁芯尺寸已不能满足对饱和的要求时, 则可采用空心线圈。其 $\mu \cong 1$, (21) 式为

$$I = \frac{N(R + R_L)C}{L_0} V \dots\dots\dots (22)$$

线圈尺寸决定后, L_0 由 (5) 式给出, 从原理上说, (22) 式可以测量任意幅值的长脉冲电流, (21) 式则用于测量较小幅值电流, 故 (21) 式和 (22) 式是用积分法测量脉冲电流时的实用计算公式。

二、参数选择原则、设计考虑和外形结构

1、磁芯尺寸和性能的选择

由式 (3) 和 (8), 磁芯中某点磁场强度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场强代之, 因此在截面大小一定的情况下, 宜选择外径较大者。

考虑磁芯性能时, 要作几方面的权衡: 首先要满足被测脉冲电流的频谱范围, 一般说来, 变比法宜于测量较高频率或微秒量级的窄脉宽, 而积分法则更适于测量较低频率或毫秒量级的长脉宽。其次应考虑磁芯材料 μ 值的大小, μ 值高会增加线圈的感抗, 使变比法的可测频率向低频延伸。对积分法, 由 (21) 式, 在被测电流 I 一定时, 可以增加输出电压, 即提高灵敏度, 但由 (15) 式, 它会影响被测电路上限频率的提高。第三是磁芯材料的饱和磁通密度 B_s 应尽可能高, 这一点对积分法特别重要, 以便测量更大电流而不饱和, 当用积分法测量幅值很大的长脉冲电流时, 最好选用不带磁芯的空心线圈, 如 (22) 式所指出的。

据此分析, 根据测量要求和实验室已有磁芯规格, 选取的磁芯是: MXO-1000型园筒状锰锌铁氧体, 初始导磁率为 $\mu_{r0} = 1000$, 饱和磁通密度 $B_s = 3200$ 高斯, 使用频率在兆赫以下, 磁芯截面为园形, 外径 60 毫米, 内径 40 毫米, 即 $r = 25\text{mm}$, $r_1 = 5\text{mm}$ 。线圈导线参数是: 用 35 号铜线在磁芯上包上衬纸后均匀地绕 $N = 110$ 匝, 实测导线直流电阻 $R_L = 2.0$ 欧, 线

圈电感量为 12.4 毫亨。

2、外电路负载电阻 R 和电容 C 的确定

对于变比法, C 被短接, 外接负载电阻 R 很小, 一般与 R_L 同数量级便可, 以满足不等式 (11)。在变比法中我们选定 $R = 2.35$ 欧, 既容易满足 (11) 式, 又可以在示波器上显示一定的电压幅度。

对于积分法, 应按不等式 (15)、(16) 来确定 R 和 C 的数值。选定 R 、 C 之前, 应对被测脉冲电流的频谱范围作出初步估计, 大致知道其基波频率和上下限频率范围。为了真实反映被测波形, 要求线圈频率响应能包括波形的上下限频率。设此二极限频率分别为 f_h 和 f_l , 则频率上限时的感抗和下限时的容抗分别为

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

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

积分法的基本假定是 (15) 和 (16) 式, 据此, 在一定的误差范围内可以假定

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

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

与变比法相比较, 积分法较适于测低频或长脉宽电流, 如电力系统的短路电流, 故被测频率范围选在声频已足够, 我们选定 $f_h = 15$ 仟赫, $f_l = 30$ 赫, 于是频率上限时的感抗:

$$X_L = 2\pi \times 15 \times 10^3 \times 12.4 \times 10^{-3} = 1168\Omega$$

由 (25) 式选取 $R = 10\text{k}\Omega$, 然后由 (26) 式可以决定频率下限 f_l 处的电容 C 值, 取 $C = 4.7 \mu\text{f}$, 则 $X_C = 1129\Omega$, 满足 (26) 式。积分电路的时间常数 $\tau = RC = 47\text{ms}$, 若电力系统短路电流的持续时间 T 在毫秒量级, 则 $\tau \gg T$, 满足对积分电路的要求。

3、线圈额定安匝数的确定

确定额定安匝数是为了避免用积分法时磁芯的饱和, 以决定每个具体线圈所能测的电流幅值大小。变比法不存在磁芯饱和问题, 最大可测电流由线圈的导线粗细或温升状况限制。由 $B_s = 3200$ 高斯和 $\mu_{r0} = 1000$, 得饱和磁场强度

$$H_0 = \frac{B_0}{\mu_{ra}} = \frac{3200}{1000} = 3.2 \text{ 奥斯特}$$

$$= 32 \text{ 安匝/厘米}$$

由式(3)得饱和安匝数:

$$2\pi r \cdot H_0 = 2\pi \times 2.5 \times 32 = 502.6 \text{ 安匝}$$

对于测量线圈,原边只有一匝,故饱和安匝数与饱和电流值在数值上相同,故此带磁芯的线圈用积分法可测的最大脉冲电流幅值约为500安。当被测电流超过500安时,应使用空心线圈,这样,原则上可以测量电力系统高达 10^5 安培的短路大电流或其它特大电流值。

以上谈了测量线圈参数和外电路参数的选择原则,在对线圈进行具体设计时,还有一些附加问题应予以考虑:

(1) 线圈的圈数要适当。用变比法测量时,应加入磁芯以减少线圈圈数。用积分法测量额定安匝数以下的较小电流时,也应尽可能采用带磁芯的线圈。线圈应当绕得适当均匀而稀疏。

(2) 测量线圈的绝缘。一般说,被测脉冲大电流都是由高压放电产生的,如果在高电位处进行测量,则要注意加强绝缘,防止沿着各种路径可能发生的闪络。

(3) 电磁屏蔽问题。资料[9]指出,大约只需0.3—0.5毫米厚的铁屏蔽层,就可以将高频干扰电磁场强度降低至1%以下。据此,将整个线圈放在不锈钢制成的上下屏蔽盒之间,使之与外界电磁场隔绝开。为了让电流I所产生的主磁通能不衰减地进入测量线圈,在上下屏蔽盒内壁的接合处开了一道槽(见图

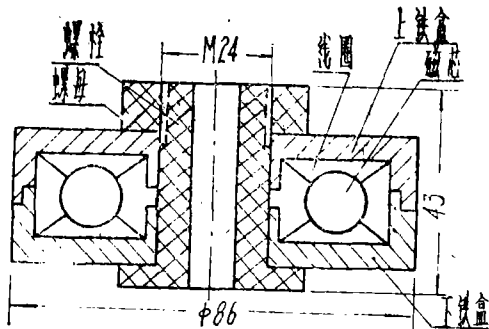


图4 测量线圈外形结构

4)。实际屏蔽盒的厚度远远超过了隔绝高频电磁场所要求的厚度,这是由机械强度和牢固程度决定的。

测量线圈的外形结构如图4所示,主要由三部分组成:主体磁芯和绕在它上面的线圈,上下不锈钢屏蔽盒,有机玻璃螺栓和螺母,起绝缘和固紧作用。被测脉冲电流流过导电棒AB从绝缘螺栓中心通过。

三、测量线圈的幅频特性和测量结果

为了更清晰地了解脉冲电流测量线圈两种不同测量方法的共同物理本质和特性差异,将变比法和积分法的幅频特性和波形测量结果对比给出,以帮助针对具体情况选择不同的测量方法。应该指出,我们实验用的是同一个线圈,只是由于测量方法的不同选用不同的外电路负载而已。

1、频率响应

测量线圈和外电路参数如(二)节所述。

变比法:实测频率响应曲线如图5。

纵坐标是相对电流变换系数K,横坐标是频率。理论上,测量线圈的下限频率由(11)式限定,上限频率由磁芯材料的极限使用频率、

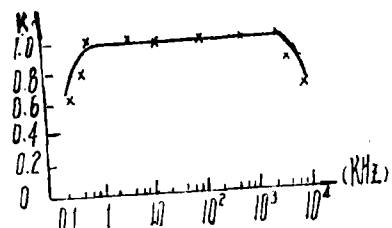


图5 变比法频率响应

引线电缆电容和线圈的分布电容共同决定。由图5可见,如果将K值下降至 $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$,定义为该线圈的频响范围,则此线圈所能测量的频率大致为从0.4kHz到4.5MHz。若要提高上限频率,应首先将锰锌铁氧体磁芯(MXO)改为镍锌铁氧体磁芯(NXO),后者使用频率可高达数百兆赫,其次是要减少引线电缆的长度。测量线圈本身的分布电容不大,小于 $20\mu\text{F}$,只有在上百兆以上的测量中才有必要

考虑它的影响。

积分法：实测频响曲线如图6，将K值下降至0.707和上升至1.41的频率范围定义为频响范围，则它的可测频率为10Hz至15kHz，基本上包括了声频范围，与(二)节的估计大体相符。若欲展宽频响曲线，则应增加积分电路时间常数RC。

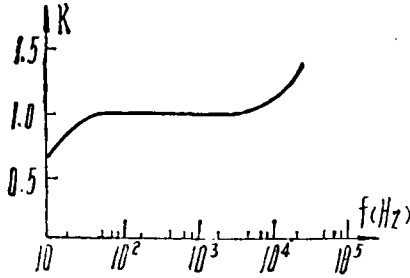


图6 积分法频率响应

应该指出，该线圈在30Hz时，K值十分接近于1，故积分式线圈亦可作为普通电流互感器用，以测量工频大电流，并且具有体积小、重量轻的优点。

2、振幅特性

变比法的振幅特性如图7。实验中，将电容器串一小电阻对导电棒AB放电，改变

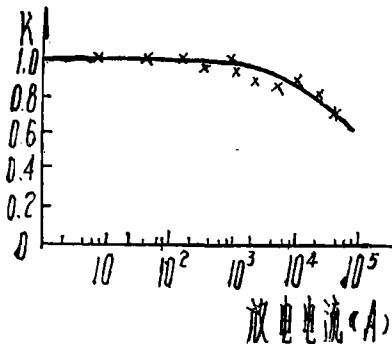


图7 变比法振幅特性

电容器的充电电压，也就改变了放电电流，在电流一直加到40kA的范围内观察线圈的振幅特性。由图7可见，在电流为38kA时，K值下降至0.705。因此，此线圈虽是带有磁芯的，其电流测量幅值亦可接近4万安培。

积分法：实测输出电压幅值与短路电路幅值之间的关系如图8所示，是一条直线，符合(21)式的规律。同时也证明磁芯未趋饱和。

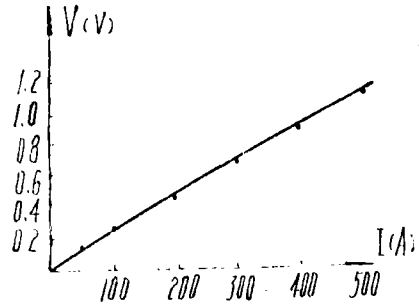


图8 积分法振幅特性

但应指出，若测更大的，比如说高压输电线路的短路电流，一定要用空心线圈，此时由于 μ 恒为1，电容器上的电压会减小，即输出灵敏度降低。不过被测电流很大，灵敏度已不成为问题。

3、波形测量结果

变比法：图9是在SB-11示波器上拍摄的短路试验电流波形，时间标度是每个人格 $5\mu s$ ，整个放电持续时间约为 $15\mu s$ ，经过标定，电流峰值为12kA，与理论计算结果符合。

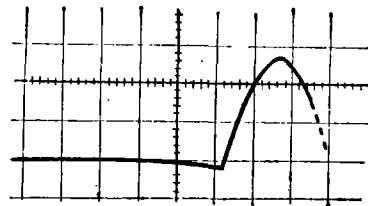


图9 变比法测量短脉冲电流波形

积分法：图10是长脉冲电流波形，下面正弦时标的振荡频率是1kHz，即每个波形的周期是1ms，经过标定，非振荡放电的持续时间约为3ms，电流上升到最大值的时间约0.5ms，电流幅值为500A。



图10 积分法测量长脉冲电流波形

四、误差分析和估算

脉冲电流测量线圈的实际测量误差,已有资料作了论述^{[3][7]},故以下仅讨论理论误差。理论误差又分两部分,一是磁芯尺寸引入的误差;二是几个不等关系式(11)和(15)、(16)的满足程度。

1、磁芯尺寸所引起的误差

由于受手头现有磁芯规格所限,选定的磁芯尺寸是 $r=25\text{mm}$, $r_1=5\text{mm}$,即 $r=5r_1$ 。由式(3),本来距导电棒AB的距离不同,磁场强度是不同的,但在公式推导中,均以平均半径 r 处的值代之,这就势必引入误差。理论分析和数值计算给出,这样引入的相对误差 ε_1 小于0.5%。若加大磁芯半径, ε_1 还可以减小。

2、由不等式满足程度所引入的误差

本文只分析积分法的误差。由等效电路图2和电工理论,对任一被测频率,所产生的相对误差为

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

例如,对于测量等效频率为1kHz的短路电弧电流时,代入具体数值进行计算,得

$$\varepsilon_2 \approx 0.01\%$$

可见对于积分法测量,由电路参数引入的误差极小,可以忽略不计,故用该线圈测量的理论误差不超过0.5%。

对于实际测量误差,要考虑诸多因素。所以实际测量误差总是较难准确计算。我们在分析中,经过对放电回路的理论计算以及照相标定等手续,确定实际测量误差约为 $\varepsilon_3 = 2.4\%$ 。

根据误差理论,对于积分式测量线圈,总误差 ε 为

$$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2} = 2.45\%$$

显然,总误差比理论误差大许多。即便如此,对于单次脉冲电流来说,这样的精度应该认为是相当满意的。

五、几点结论

1、利用电流测量线圈来测量单次脉冲电流,有两种方式。

变比式,它相应于付边处于短路运行状态;积分式,它相应于付边处于开路(或准开路)运行状态。这两种方式有共同的物理本质和统一的微分方程式(10),从数学上可以用解析法或数值计算法近似求解。

2、变比法和积分法各具特点,并且有不同的适用范围。

由微分方程式(10)出发,利用简化条件(11)得式(14),即为变比法,被测电流通过感生电流表示,可作高频或窄脉冲大电流的测量,磁芯不会饱和,被测电流幅值由导线温升和电动力限制。利用简化条件(15)、(16)得式(21)、(22),即为积分法,被测电流通过电容器两端的电压表示,可作低频(包括工频)和长脉冲电流的测量。积分法的特点是付边近于开路,在付边线圈中流过的电流极小,故可以使用很细的导线,但应注意磁芯的饱和,测量大电流时,宜采用空心线圈。

应该指出,变比法和积分法的频率适用范围是可以重迭的,如图5和图6所示,使用时应注意简化条件的满足。

3、目前常用的电流互感器,用以测量50赫工频电流,严格说来并不十分理想,原因是频率低,简化条件(11)有时难以满足,故对这样的互感器,若要提高精度,应作如下改进:减小线圈自身电阻和负载电阻,采用高 μ 值材料,选取适当额定安匝数以增加线圈电感。

4、以上各节的分析是针对脉冲电流而言的,但对正弦电流同样适用,因而用积分法测量50赫工频电流也是值得考虑的一个途径,由于它的付边流过的电流极小,故比目前市售电流互感器省料、体积小、重量轻,在电力工业和一般实验室用,也具有足够的精度,同时它的输出是电压值,若在后面接上交流数字电路,可以得出以数字显示的工频电流值。

(下转46页)

```

      , 16个二字节数相加, 低位字节存入C, 高位字节存入B
0022 1610          LD  D,16      ; 建立16个数的指针
0024 210000       LD  HL,DATA   ; 取数据区起始地址
0027 0600        LD  B,0       ;
0029 0E00        LD  C,C       ;
002B 79          MORE  LD  A,C     ;
002C 23          INC  HL        ; 取低位字节
002D 86          ADD  (HL)      ; 二低位字节相加
002E 4F          LD  C,A       ;
002F 78          LD  A,B       ; 存入C
0030 2B          DEC  HL        ; 取高位字节
0031 8E          ADC  (HL)     ; 二高位数相加
0032 47          LD  B,A       ; 存入B
0033 23          INC  HL        ;
0034 23          INC  HL        ; 取下一高位数
0035 15          DEC  D         ;
0036 20F3        JR   NZ,MORE  ; 作完16次相加? 否, 则返回重作
      , 将相加之结果用RRD及4次RRA指令完成除以16
0038 78          DIVIDE LD  A,B   ; 高位字送入A
0039 210011      LD  HL,1100H ; 建立存低位字的地址指针
003C 71          LD  (HL),C    ; 存低位字
003D ED67        RRD          ; 用BCD码方法右移4位
003F 210111      LD  HL,1101H ; 建立存高位字的地址指针
0042 1F          RRA          ;
0043 1F          RRA          ;
0044 1F          RRA          ; 移去高位字中的低4位
0045 1F          RRA          ;
0046 E903        AND  C3H     ; 保留后2位
0048 77          LD  (HL),A    ; 存高位字
      , 结 束 段
0049 D9          EXX          ;
004A 08          EX  AF,AF'   ; 恢复寄存器现场
004B C9          RET          ;
004C             END          ; 子程序返回
Errors          0
Program Length 004C (76)

```

(上接30页)

参 考 资 料

- [1] 关万成等译“强电流测量用分流器参数的确定”,《电测与仪表》, 8, (1980), 42—44。
 [2] 王毓树, “环形磁位计互感常数 M 值的测试”,《电测与仪表》, 2, (1980), 28—32。
 [3] 王素智“测量脉冲电流的电流测量线圈”,《电测与仪表》, 4, (1982), 18—22。

[4] Cooper J, “Journal of Nuclear Energy, Part C”, 5, (1963), 285—289.

[5] 庄斗南等,《激光》, 7, 8, (1980), 62。

[6] 清华大学编著, “冲击大电流技术”, 科学出版社, (1978), 136—145。

[7] 刘延冰等,《华中工学院学报》, 3, (1980), 163—170。

[8] Anderson J.M., 《Rev.Sci.Instrum.》, 42, 7, (1971), 915—926。

[9] JIOTOB C.A., “无线电接收的工业干扰及其抑制”, 高等教育出版社, (1957), 161—173。