

短路放电时瞬态电弧电流的测量

中国科学院力学研究所 胡昌信

一、引言

由于操作过电压和雷击,时常造成电力系统短路现象,系统容量愈大,瞬态电弧电流幅值愈大(可达数万至数百万安,持续时间约几个毫秒),造成的损害和影响范围也愈大。因此,测量瞬态电弧电流对于采取预防措施,减少对系统的危害都有很大意义。

目前,测量方法大体上有两种。一种是直接测量法,即在被测回路内串入一个小电阻,这样,测量回路和被测回路会互相干扰,也不够安全。当瞬态电弧电流很大时,由于电阻发热和趋肤效应的影响,测量精度也较低。

另一种是间接测量法,即将被测回路和测量回路分开,靠电磁感应原理,实质上是广义的互感器测量法。这样,相互干扰小,安全可靠,而且可以依据各参数之间的数学关系,选取所需的数值,提高了测量灵活性和精度。本文讨论的是后一种测量原理和方法,并在实验室内做了试验,供参考。

二、基本测量原理

短路电流测量线圈实际上是一个开路运行的电流互感器,其原理如图1所示,被测的瞬态短路电流 I 通过串接在线路中的导电杆 AB ,它相当于互感器的原边。 M 是圆镯状的相对磁系数为 μ 的均匀磁介质体,其截面为圆形,半径为 r_1 ,圆镯中心轴线处的半径为 r 。付边测量线圈均匀地绕在 M 上,其总匝数为 N ,引出端 ab 相距很近,使线圈几乎成为封闭的线圈。付边负载为外接电阻 R 和电容 C 的串联负载。当短路电流通过 AB 时,在电容器 C 的两端会感应出某一电压值 V ,再根据得到的关系可以换算出短路电流值。

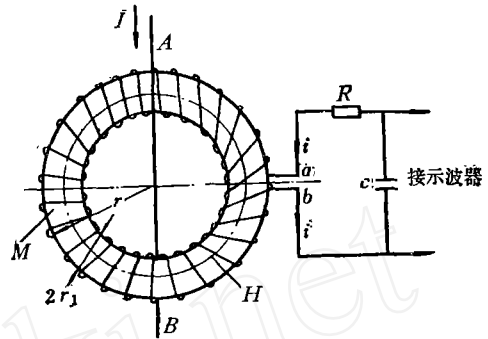


图1 测量线圈原理图

1. 短路电流在测量线圈中产生的感应电动势 e

若测量线圈水平放置,短路电流 I 垂直向下通过圆镯的中心,则在磁介质 M 内感应出磁场。设在轴线处的磁场强度为 H ,由于 I 和 H 都随时变化的,故在线圈内将产生感应电动势 e 和感应电流 i 。

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

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

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米是真空导磁系数, $d\vec{s}$ 是面积元。在均匀环形磁介质中, μ 与面积元 ds 的选取无关, H 向量与 ds 的法线方向一致,矢量符号可去掉。对于足够长的导电杆 AB 来说,在与其轴相距 r 处的磁场强度为:

$$H = I/(2\pi r) \quad (3)$$

故式(2)变为:

$$\psi = [(NS\mu_0)/(2\pi r)]\mu I \quad (4)$$

将式(4)代入式(1)可得:

$$e = -\frac{NS\mu_0}{2\pi r} \frac{d(\mu I)}{dt} \\ = -\frac{L_0}{N} \left(\frac{\mu dI}{dt} + \frac{Id\mu}{dt} \right) \quad (5)$$

L_0 为空心测量线圈的自感系数,其值为:

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

2. 短路电流 I 与感应电流 i 之间的关系

设测量线圈导线的直流电阻为 R_L , 加入磁芯后的电感为 L , 外接电阻为 R , 电容为 C , 其等效电路如图 2 所示。

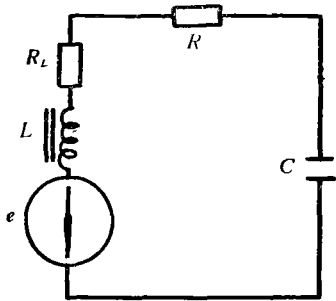


图 2 测量线圈等效电路

根据克希霍夫第二定律得:

$$\frac{L_0}{N} \left(\frac{Id\mu}{dt} + \frac{\mu dI}{dt} \right) = (R + R_L)i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt \quad (7)$$

由于加入磁芯 M 后, 在一般情况下, 电感 L 会随短路电流的大小而变化, 故应首先给出 L 随电流变化的表达式。对测量线圈而言, 其电感为:

$$L = \frac{d\psi_i}{di} = N\mu_0 \frac{d \int \mu H_i \cdot d\vec{s}}{di} = N\mu_0 \frac{d[\mu H_i S]}{di} \quad (8)$$

ψ_i 和 H_i 分别为感应电流 i 沿测量线圈导线流动时, 在截面内产生的磁通量和在中心线处的磁场强度。对于螺环线圈, 有

$$H_i = N_i / (2\pi r) \quad (9)$$

$$\text{故 } L = \frac{N^2 S \mu_0}{2\pi r} \frac{d(\mu i)}{di} = L_0 \left(\mu + i \frac{d\mu}{di} \right) \quad (10)$$

可见测量线圈电感 L 并不简单地等于空心电感 L_0 与相对导磁系数 μ 的乘积。将式(10)代入式(7)得:

$$\frac{L_0}{N} \left(\frac{\mu dI}{dt} + \frac{Id\mu}{dt} \right) = (R + R_L + L_0 \frac{d\mu}{dt}) i + \mu L_0 \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt \quad (11)$$

式(11)是将测量线圈中的感生电流 i 与短路电流 I 联系起来的最一般的微分方程式。由于

存在非线性项 $d\mu/dt$, 故不能求得式(11)的精确解析解, 只能求出简化条件下的近似解。

对于电力系统中使用的普通电流互感器, 实际上是处于付边短路运行状态, 其等效电路如图 3 所示。外接电容 C 短接, 电阻 R 为指示仪表的内阻, 数值很小, 且满足条件:

$$(R + R_L) \ll \omega L \quad (12)$$

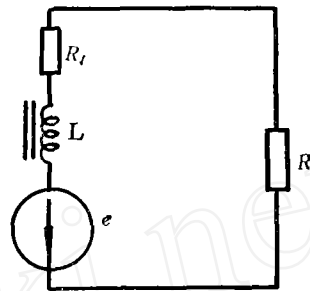


图 3 短路运行时等效电路

其中 ω 为被测电流的角频率。由于电阻压降可忽略, 于是式(11)可简化为:

$$\frac{L_0}{N} \frac{d\mu}{dt} I + \frac{\mu L_0}{N} \frac{dI}{dt} = L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \quad (13)$$

式(13)是一个整齐的微分方程式, 恒有解:

$$I = Ni \quad (14)$$

这便是熟知的普通电流互感器的公式, 对式(14)的简要讨论如下:

(1) 利用式(14)是有条件的, 它的条件是必须满足不等式(12)。

(2) 在满足式(12)的不等式条件时, 测量线圈即处于短路运行状态, 此时电流 I 所产生的主磁通几乎全部被感应电流 i 所产生的磁通所平衡, 实际的激磁磁通甚小, 磁芯永远不会处于饱和状态, 即式(14)的关系与 μ 是否为常数无关。从数学上看, 由于有式(12)的不等式, 得到简化后的式(13), 不论 μ 的变化如何, 其解恒为式(14)。

(3) 一般说来, 式(12)只有在高于某一频率(或小于某一脉冲宽度)时才能得到很好满足。在测量低频或长脉宽电流时, 感抗减小, 这就是普通电流互感器在测量工频 50 赫电流时产生误差的本质原因。当然也可以加粗导

线以减小直流电阻, 但这样势必会增加线圈和指示仪表的体积、重量和成本。

(4) 目前生产的互感器, 若要提高精度, 本质上应该朝减小线圈自身电阻和指示仪表内阻, 或采用高 μ 值材料以增加线圈电感, 选取适当的额定安匝数等诸方面去考虑。

3. 积分式线圈测量瞬态电弧电流的原理

电力系统短路电流, 一般持续时间在毫秒数量级, 由富氏级数分析, 其基波电流频率约在声频范围以内, 若用通常的互感器原理测量, 要满足不等式(12)有时会出现困难或者精度不高等问题。

现在放弃式(12)的条件, 而采用相反的假定, 即在感兴趣的频率(或脉宽)范围内, 同时满足如下两个简化条件:

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

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

注意此时 R 并不是仪表的内阻, 而是外接的某一高值电阻。由于线圈感抗压降和电容器上的容抗压降均远远小于电阻上的压降, 于是式(7)或式(11)均可写为:

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

解式(17)得:

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

从等效回路(图2)可见, 外接的 R 和 C 正好就构成一个简单的积分电路, 电容器 C 两端的电压就是感生电流 i 的积分, 即

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

其中 V 为电容器两端的电压。式(18)变为:

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

这便是用积分法测量短路电流的一般关系式。为了实用上的方便, 现作如下讨论。

(1) 当被测短路电弧电流不很大时, 可选用合适的额定安匝数, 使磁芯运用在非饱和区, 则式(20)为:

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

即被测电流与付边电容器上的电压成正比, 其他各量均为常数。

(2) 如被测短路电流特别大, 单靠增加磁芯尺寸已不能满足对饱和的要求时, 可选用空心线圈。若用有机绝缘材料作芯子, 起骨架作用, 其相对导磁系数 $\mu \approx 1$, 不存在饱和问题, 式(20)为:

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

从原理上说, 式(22)可以测量任意幅值的瞬态电弧电流, 式(21)可测量较小的瞬态电流, 因此这两式才是实际测量时使用的公式。

三、测量线圈参数选择原则、幅频特性和外形结构

(一) 参数选择原则

1. 对磁芯的选择

由式(3)、(9)可见, 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 $r \gg r_1$ 的条件下, 才能用轴线处的平均磁场强度代之, 以简化分析。对磁芯性能的要求, 一是要满足被测频率范围, 二是饱和磁通密度 B_s 应尽可能高, 以便测量更大的电流而不饱和。

根据上述考虑和现有的材料, 我们选用的磁芯是: 型号为MXO-1000的圆筒状锰锌铁氧体, 初始导磁系数 $\mu_{r0} = 1000$, 饱和磁通密度 $B_s = 3200$ 高斯, 使用频率在1兆赫以下, 外径60毫米, 内径40毫米, 截面为圆形, 即 $r = 25$ 毫米, $r_1 = 5$ 毫米, $r = 5r_1$ 。付边测量线圈的参数是: 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 $R_L = 2$ 欧, 线圈电感量为 $L = 12.4$ 毫亨。

2. 积分电路参数 R 、 C 的确定

被测瞬态电弧电流是一个脉冲电流, 持续时间约在毫秒量级。众所周知, 对于任意的脉冲电流, 可以用富氏级数分解为一系列的正弦电流之和。令正弦电流的上限频率为 ω_h , 下限

频率为 ω_1 ，则频率上限时的感抗 X_L 为：

$$X_L = \omega_1 L = 2\pi f_h L \quad (23)$$

频率为下限时的容抗：

$$X_c = \frac{1}{\omega_1 C} = \frac{1}{2\pi f_l C} \quad (24)$$

积分式测量线圈的基本假定条件是式(15)、(16)，在一定的误差范围内，可以假定：

$$(R + R_L) = (8 \sim 10) X_L \quad (25)$$

$$(R + R_L) = (8 \sim 10) X_c \quad (26)$$

为了测定电力系统短路电流和毫秒量级的放电电流，被测频率范围选在声频已足够。我们选定 $f_l = 30$ 赫， $f_h = 15$ 千赫，于是频率上限时的感抗为：

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

由式(25)选取外接积分电阻 $R = 10$ 千欧，于是由式(26)可以决定下限频率 f_l 处的电容 C 值，取 $C = 4.7$ 微法。积分电路的时间常数 $\tau = Rc = 47$ 毫秒，比被测短路电流的周期要长得多，满足了对积分电路的要求。

(二) 测量线圈的幅频特性和波形比较

1. 频率响应

作为测量线圈，实测频率响应曲线如图4所示。纵座标是相对电流变换系数 K ，如果将 K 下降至 $1/\sqrt{2}$ 和上升到 $\sqrt{2}$ 的频率范围定义为该线圈的频率响应范围，则它的可测频率为从10赫至15千赫，基本上包括了声频范围，这与理论估计是大体一致的。应该指出，该线圈在测量50赫工频时， K 值十分接近于1，故此线圈也可以作为普通电流互感器用，以测量工频电流，其体积和重量比市售电流互感器小得多。

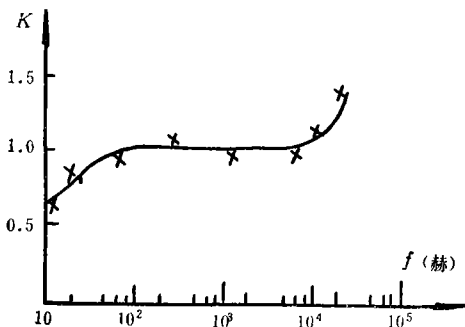


图4 测量线圈的频率响应

2. $V = f(I)$ 的线性实验

对于带磁芯的测量线圈，作了输出电压与被测短路电流幅值之间的线性实验，曲线如图5所示。被测短路电流是在实验室条件下由放电回路产生的，其幅值由理论计算给出，作为横座标；纵座标是电容器两端的电压幅值，是由示波照相经标定后得到的。由图5可见， $V = f(I)$ 基本上是一条直线，符合式(21)的规律。另外，根据磁芯尺寸和饱和磁通密度，从理论上可以算出(计算略)在所测短路电流范围内，磁芯未进入饱和段，即 $\mu = \text{常数}$ ，证明分析和实验结果是一致的。由于我们的放电设备不能产生500安以上，持续时间在毫秒以上的短路电流，故未作更大电流的测量。

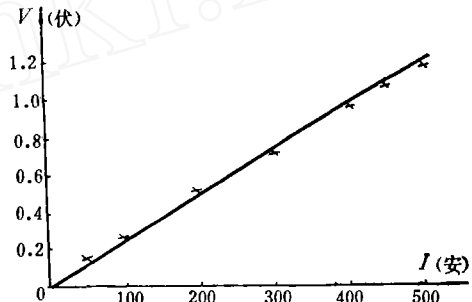


图5 测量线圈振幅特性

3. 波形比较

为了考查通过电流测量线圈后的波形是否出现失真的问题，我们对10赫到10千赫频率范围内的波形作了观测，现将50赫工频电流波形示于图6中。测量时，将测量线圈的原边接入工频电流源，而将双线示波器的A线接到付边电容器 C 的两端，B线直接接到工频电流源的输出端。由拍得图6照片看，两波形是十分相似的。图6a)是分开对比的正弦波形，上面是从电容器两端测得的电压波形，下面是直接从电流源两端测得的电流波形，两者很相似，相位相差 180° ；图6b)是将下面波形改变 180° 的对比情况；图6c)是两者重合后的比较情况。当然在整个拍摄中，示波器A线和B线的偏转灵敏度是不一样的，但从图6照片看，电容器 C 两端的电压波形仍能正确反映被测电流波形。

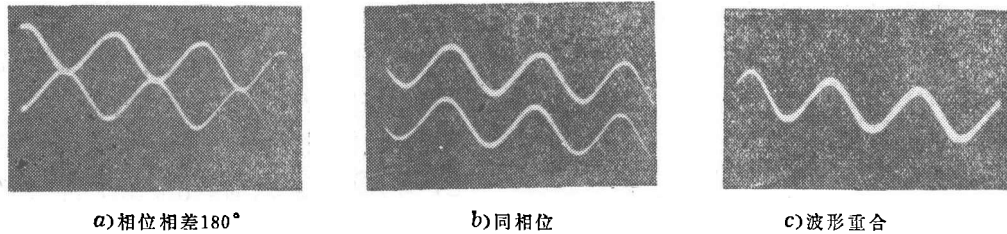


图 6 通过测量线圈后的波形比较 (50 赫工频)

另外,用讯号发生器给出的10赫至10千赫以内的正弦电流也作了测量和比较,但由于讯号发生器给出的电流太小,拍得的照片很小,波形的差别更难分辨。

短路电流测量线圈的外形结构简图如图7所示。它主要由三部分组成:主体磁芯和绕在它上面的测量线圈;上下不锈钢屏蔽盒,以屏蔽电磁场的干扰;有机玻璃螺栓和螺母,起绝缘和固紧作用。被测短路电流通过导电杆AB从绝缘螺栓中心流过。

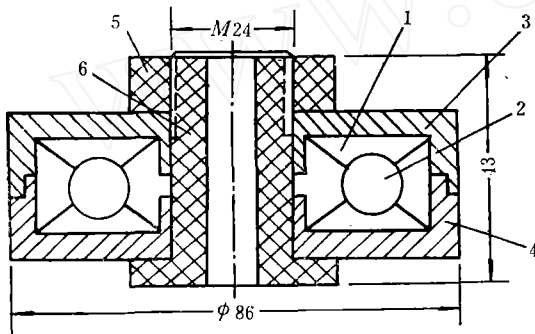


图 7 积分式线圈外形结构

1—测量线圈; 2—主磁芯; 3—上铁盒; 4—下铁盒;
5—螺母; 6—螺栓

四、误差分析

用积分式线圈测量瞬态短路电弧电流的误差分理论误差和实际误差两类。一般说,该法的理论误差很小,在整个误差中占较小的比重。理论误差包括两部分:一是磁芯尺寸引入的误差;二是关系式(15)、(16)的满足程度。

1. 磁芯尺寸所引起的误差

由于受现有磁芯规格的限制,选定的磁芯尺寸是 $r=5r_1$,本来在距导电杆AB的不同距离上,磁场强度是不同的,公式推导中均以平均半径 r 处的值代之,使得整个截面中不均匀的强度被均匀化了,理论分析和数值计算给出

(计算略),这样引入的相对误差 ε_1 小于0.5%。

2. 由不等式(15)、(16)引入的误差

在理想情况下,若 $\omega L=0$, $1/\omega C=0$,则将式(7)或式(11)简化为式(21)不会出现误差。但实际上,测量线圈各阻抗之间的关系满足式(25)、(26),这样对任一被测频率,可产生相对误差为:

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

例如,测量等效频率为1千赫的短路电弧电流时,根据上面提到的数据可知:

$$R+R_L=10^4+2$$

$$\omega L=2\pi \times 10^3 \times 12.4 \times 10^{-4}$$

$$\omega C=2\pi \times 10^3 \times 4.7 \times 10^{-6}$$

将上述数据代入式(27)得:

$$\varepsilon_2 \approx 0.01\%$$

由此可见,由电路参数引入的误差极小,因此该线圈的理论误差不超过0.5%。

但实际上,整个系统的测量误差要大得多。原因是由于单次短路电弧电流和脉冲放电电流的测量,在目前一般实验条件下,还只能通过示波照相和对波形幅值的标定而求得电流值,致使这一过程的精度不高。

下面再将短路电流的理论计算和实际测量值进行比较,以讨论实际测量误差。对试验的短路电流测量结果,如图5所示。它是在一个参数为 L_a 、 R_a 、 C_a 的串联回路上模拟短路放电以产生电弧电流的。图8是幅值为500安的短路电流波形,下部正弦波为时标,频率为1千赫,即每个波形的周期为1毫秒。由放电回路

参数决定波形是否振荡,图8是非振荡的,总持续时间约3毫秒,电流上升到最大值的时间约0.5毫秒。当给定放电回路的参数为 $L_a=300$ 微亨, $R_a=1.5$ 欧, $C_a=1000$ 微法时,电容器 C_a 上的直流电压 E_a 从0到1000伏连续可调,对于非振荡型放电,可按式(28)从理论上算得短路电流幅值:

$$I_m = \frac{E_a}{2L_a \sqrt{\frac{R_a^2}{4L_a^2} - \frac{1}{L_a C_a}}} (e^{\alpha_1 t_m} - e^{\alpha_2 t_m}) \quad (28)$$

$$\text{式中 } \alpha_{1,2} = -\frac{R_a}{2L_a} \pm \sqrt{\frac{R_a^2}{4L_a^2} - \frac{1}{L_a C_a}} \quad (29)$$

$$t_m = \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \ln \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \quad (30)$$

t_m 为电流上升到最大值的时间,代入具体数值可得:

$$t_m = 0.49 \times 10^{-3} \text{秒}$$

$$I_m = 0.53 E_a \text{安}$$

当 E_a 从0到1000伏变化时, I_m 可由0变到530安。另外,从实际测量电容器 C 两端的电压波形,将其幅值经过标定后,亦可从实验求得电流幅值。由图5可见,当电流的理论计算值为500安时,电容器电压幅值经标定为1.17伏,于是由式(21)可算得实测电流值为:

$$I = \frac{110(10^4 + 2) \times 4.7 \times 10^{-6}}{12.4 \times 10^{-3}} \times 1.17 = 487.8 \text{安}$$

比理论值约小12.2安,其相对误差 $\varepsilon_3 = 2.44\%$ 。可见理论计算与实测结果的符合程度达95%以上,这对于瞬态短路电弧电流的测量来说,是相当满意的。

图8的实测电流由0上升到最大值的时间与计算值相差约0.01毫秒,相对时间误差约2%。

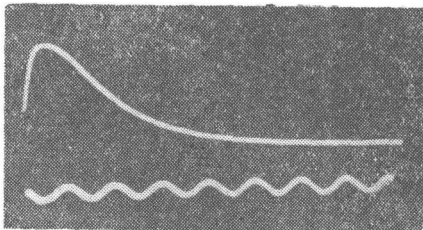


图8 短路放电时瞬态电弧电流波形 (幅值500安)

图9是将 R_a 短路,其他条件不变,使波形发生振荡的情况。

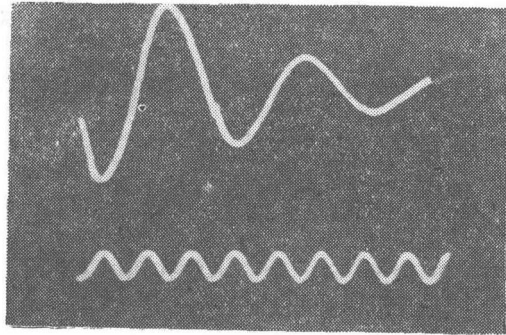


图9 放电发生振荡时电弧电流波形

五、几点讨论

1.由基本理论推导出的式(11)是电流测量的一般微分方程式。由简化条件式(12)得式(14),可作高频和短脉冲电流的测量,被测电流通过感应电流表示;由简化条件式(15)、(16)得式(21)、(22),可作低频(包括工频)和毫秒量级脉冲电流的测量,被测电流通过电容器两端的电压来表示。本文所述的瞬态短路电弧电流的测量,就是式(21)的一个具体应用,它还可以测量其他类型的单次脉冲电流。

2.利用积分式方法是一种间接测量法,可能为瞬态电弧电流的测量提供一条新途径。由式(21)得:

$$V = \frac{\mu L_0}{N(R+R_L)C} I = \alpha I \quad (31)$$

$$\text{而 } \alpha = \frac{L}{N(R+R_L)C}, L = \mu L_0 \quad (32)$$

α 可叫做测量线圈的灵敏度。

从分析式(23)、(24)和(27)、(32)可见,若要求测量精度高,频带宽,则应以牺牲灵敏度为代价,故此法特别适于测量短路大电流。

3.该测量线圈除导电杆通过大电流外,付边实际上处于准开路运行状态,只有极小的电流通过,故可以做到体积小,重量轻,其测量精度可采用合适的参数来提高。