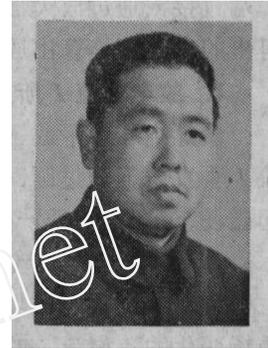


带磁芯脉冲大电流测量 线圈的基本原理和设计方法*

胡 昌 信

(中国科学院力学研究所)



【提要】 本文从物理定律出发,阐述了带磁芯脉冲大电流测量线圈的基本原理和设计方法,此测量法与传统的分流器法和空芯测量线圈(即Rogowski线圈)相比较,可以测量小脉冲电流,改善低频响应和简化工艺。本文介绍了设计的实验中使用的测量线圈及其特性。

一、前 言

在高压强流脉冲放电、高温等离子体和受控热核反应的研究中,特别是在研究电子束控制的CO₂激光器和用电子束控制或直接泵浦的准分子激光器中,经常要求测量脉冲放电电流。且被测放电电流具有以下特点:1.幅值变化大,从百安培至数百万安培;2.频谱丰富,从数千赫至数百兆赫;3.放电时间很不相同,从毫秒至毫微秒。并且高压放电必须考虑绝缘和放电时的电磁场干扰问题,因此对测量方法和探测器件的设计提出了很高的要求。而带磁芯的测量线圈则可满足此要求。利用这种方法对气体放电激光器出现的脉冲电流进行了测试,由此还可计算出激光器中一系列重要参数,这在激光的研究工作中具有重要作用。

二、基本 原 理

文献[1]-[3]对空心Rogowski线圈的原理作了较好的介绍,但未涉及到有磁芯的情况,文献[4]虽然提出了加入铁磁介质作磁芯,给出了一些试验照片,但没有进行定性和定量分析。图1为带磁芯的脉冲大电流测量线圈的原理图。被测量的脉冲放电电流 I 通过空心铜杆AB,AB是串接在高压放电回路中的,M是圆镯状的均匀磁介质,相对导磁系数为 μ ,圆镯中心轴线处的半径为 r ,截面是圆状,半径为 r_1 ,截面积 $S = \pi r_1^2$,测量线圈Q均匀绕在磁介质M上,这样的线圈叫做螺绕环,就是测量线圈。Q的总匝数为 N ,ab是引出端,相距很

* 本文于1979年10月收到。

近,使螺绕环成为封闭的,在ab二端接入无感金属膜电阻 R ,使螺绕环在电路上是连通的。设由于电磁感应在螺绕环中产生感生电流为 i ,则在 R 两端的电'位降 $u = iR$ 。测量时,ab二端直接或通过放大器接到示波器的偏转板,可以由被测电压 u 的波形得出 i 的波形,根据得出的关系可换算出放电电流 I 的波形。

1. 放电电流 I 所产生的感应电动势 e

设螺绕环水平放置,通过导电杆 AB 的脉冲电流 I 垂直向下通过圆环的中心,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 是随时间变化的,故当电路连通时,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变化的,电流 i 的方向,如图1所示*。

感应电动势 e :

$$e = - \frac{d\psi}{dt}$$

ψ 是通过螺绕环所包围的横截面积的磁感应通量,也就是磁介质 M 中的磁感应通量,按照定义

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

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米是真空导磁系数, B 是介质中的磁通密度, H 是磁场强度, ds 是面积元,其他符号见图1说明。

在均匀磁介质中,导磁系数 μ 与面积元的选取无关。在磁介质为环状时, \vec{H} 向量的方向与面积元 ds 的法线方向一致,因此矢量符号可去掉,(2)式积分变为

$$\psi = N \mu_0 \mu \int H ds \quad (3)$$

对于长导电杆 AB 来说,当通过的放电电流为 I ,在与其轴相距 r 处的磁场强度为

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (4)$$

为了简化计算,在设计线圈时需使磁介质轴线与 AB 的距离远大于截面半径,即 $r \gg r_1$,则近似视为整个螺绕环线圈内的磁场强度 H 处处相等,等于轴线处磁场强度。作了这样的简化后,将(4)代入(3),得

$$\psi = N \mu_0 \mu H \int ds = N s \mu_0 \mu \frac{I}{2\pi r} = \frac{N s \mu_0}{2\pi r} \mu I \quad (5)$$

将 ψ 的表达式(5)代入式(1)

$$e = - \frac{N s \mu_0}{2\pi r} \frac{d(\mu I)}{dt} = - \frac{L_0}{N} \left(\mu \frac{dI}{dt} + I \frac{d\mu}{dt} \right) \quad (6)$$

式中 $L_0 = \frac{N^2 s \mu_0}{2\pi r}$ 为螺绕环空心线圈的自感系数。(6)式为将感应电动势 e 与放电电流联

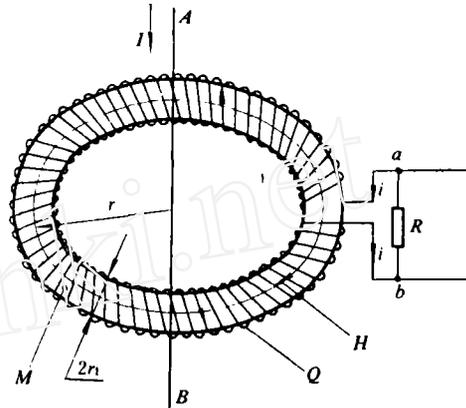


图1 脉冲大电流测量线圈原理图

* 图1中所标电流方向是 I 增加时的情况,如 I 减小,激磁磁场减小, i 的方向仍是使其磁场阻止激磁磁场的变化,即帮助 I 的磁场,使之不减小,故当 I 减小时, i 的方向与图1中所标相反。

系起来的一般关系式。

2. 脉冲放电电流 I 与感生电流 i 之间的基本关系

设螺绕线圈的固有直流电阻为 R_L ，加入磁芯后的电感为 L ，外接电阻为 R ，螺绕线圈的等效回路如图 2 所示。

由克希霍夫第二定律，螺绕线圈中感应的电动势被感生电流 i 在线圈电感 L ，电阻 R_L 和外接电阻 R 上的电压降所平衡，即

$$-e = (R + R_L) i + L \frac{di}{dt} \quad (8)$$

$$\frac{L_0}{N} \left(\frac{I d\mu}{dt} + \frac{\mu dI}{dt} \right) = (R + R_L) i + L \frac{di}{dt} \quad (9)$$

$$\psi_i = N \int \vec{B}_i \cdot d\vec{s} = N \mu_0 \int \mu \vec{H}_i \cdot d\vec{s}$$

$$L = \frac{d\psi_i}{di} = N \mu_0 \frac{d \int \mu \vec{H}_i \cdot d\vec{s}}{di} \quad (10)$$

$$L = N \mu_0 \frac{d[\mu \int H_i ds]}{di} \quad (11)$$

式中 ψ_i 、 B_i 、 H_i 分别为感生电流 i 流过螺绕线圈时在截面内的磁通量和在中心轴线处的磁通密度和磁场强度。

对于螺绕线圈

$$H_i = \frac{Ni}{2\pi r} \quad (12)$$

H_i 的大小也与距导电杆 AB 的距离有关，当 $r \gg r_1$ 时，可近似认为截面内的 H_i 各处相等，(11) 式变为

$$\begin{aligned} L &= N \mu_0 \frac{d[\mu H_i \int ds]}{di} = N \mu_0 \frac{d\left(\mu \frac{Ni}{2\pi r} S\right)}{di} \\ &= \frac{N^2 S \mu_0}{2\pi r} \cdot \frac{d(\mu i)}{di} = L_0 \left(\mu + i \frac{d\mu}{di} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

可见当导磁系数 μ 随电流变化时，螺绕环的电感并不简单地等于空心电感与相对导磁系数的乘积。将 (13) 式代入 (9)，得

$$\frac{L_0}{N} \left(\frac{\mu dI}{dt} + \frac{I d\mu}{dt} \right) = (R + R_L) i + L_0 \left(\mu + i \frac{d\mu}{di} \right) \frac{di}{dt} \quad (14)$$

整理后得

$$\frac{L_0}{N} \frac{d\mu}{dt} I + \frac{\mu L_0}{N} \frac{dI}{dt} = \left(R + R_L + L_0 \frac{d\mu}{dt} \right) i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \quad (15)$$

(15) 式是将感生电流 i 与放电电流 I 联系起来的一般微分方程式。

已知磁介质的基本磁化曲线 $B = f(H)$ ，根据 (15) 式，可以在任意情况下，由测得的感

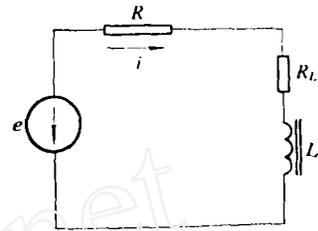


图 2 测量线圈等效电路

生电流 i 来决定放电电流 I , 由 i 决定 I 的计算步骤是:

(1) 由 $B = f(H)$ 曲线算出相应的 $\mu = f(H)$ 曲线,

(2) 由 (12) 式, 从被测得的 $i(t)$ 曲线作出 $H_i(t)$ 的曲线,

(3) 由 $\mu = f(H)$ 和 $H_i(t)$ 曲线可以作出 $\mu(t)$ 曲线, 从而可计算出相应各电流 i 值的 $\frac{d\mu}{dt}$,

(4) 取 $i(t)$ 波形上的若干点, 逐点代入 (15) 式进行计算, 可得出相应的精确的 $I(t)$ 曲线。

因此, (15) 式从原则上介决了磁芯饱和所引起的非线性问题。但由 (15) 式所表示的 i 和 I 之间的关系是相当复杂的, 需要进行繁杂的计算。如将 (15) 式改写为:

$$\frac{L_0}{N} \frac{d\mu}{dt} I + \frac{\mu L_0}{N} \frac{dI}{dt} = (R + R_L) i + L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \quad (16)$$

若使设计的线圈所测得的电流波形 i 真实而直观地反映出被测放电电流 I , 最好二者是相似的, 假定相似比为 A , 令

$$I = Ai \quad (17)$$

将 (17) 式代入 (16)

$$\begin{aligned} \frac{L_0}{N} \frac{d\mu}{dt} (Ai) + \frac{\mu L_0}{N} \frac{Adi}{dt} &= (R + R_L) i + L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \\ \left(\frac{A}{N} - 1 \right) L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \left(\frac{A}{N} - 1 \right) \mu L_0 \frac{di}{dt} &= (R + R_L) i \end{aligned} \quad (18)$$

(16) 式中, 等式右边的第一项是电阻压降, 第二、三项是电感压降, 假定在设计 and 测试中能使电阻压降远远小于电感压降, 即

$$(R + R_L) i \ll L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (19)$$

或者保证

$$(R + R_L) \ll \omega L \quad (\text{至少使得 } R + R_L \leq 0.1 \omega L) \quad (20)$$

ω 是被测电流的圆频率。如果满足了 (19) 或 (20) 式的条件, (16) 式等式右端的第一项可忽略, 则 (18) 变为

$$\left(\frac{A}{N} - 1 \right) \left(L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \right) = 0 \quad (21)$$

显然此时只有 $A = N$, (21) 式才能成立, 于是 (17) 式变为

$$I = Ni \quad (22)$$

这就是所需要的结果。(22) 式说明, 当测量线圈的直流电阻和外接电阻之和远小于线圈感抗时, 感生电流 i 的波形就十分近似地反映出了放电电流 I 的波形, 只是在数值上小了 N 倍, 而 N 就是螺绕环线圈的匝数。

使用铁磁材料作为磁介质来测量脉冲大电流, 虽然导磁系数 μ 的变化很大, 但只要满足 (20) 式, μ 的变化在计算中不出现, 或者说 μ 的变化在单次脉冲放电情况下, 对两个电流之间的影响是相互抵消的, 因此不会造成由磁芯引起的非线性误差。按照 (15) 式, 也可以根据基本磁化曲线作更精确的分析计算。使得能在一定范围内放心选用铁磁材料作磁芯,

易于作到使线圈的感抗远远大于电阻值,而不必担心导磁系数变化导致的误差,这样就提高了测量精度。由(20)式可见,加入磁芯使 L 增大后可以使被测电流的频率向低频扩展,电流的低频部分也可以真实反映出来。同时加入磁芯后,磁芯的磁阻远小于周围空气的磁阻,磁通很自然地集中于磁芯内,与空心线圈相比,漏磁通极小。这样在绕制螺绕环时,圈数可以大为减少,因此可以测量幅值小的脉冲电流。另外,也不必一圈一圈绕得十分紧密,只需根据匝数大致均匀绕制就行了,工艺得到了简化,而且减少圈数后,线圈的分布电容也减小了,对高频响应也是有利的。

三、测量线圈的设计

为了满足(20)式,在设计前,首先要根据主放电回路参数估计放电基波圆频率 ω 。对任意单次脉冲放电情况,电流可用付立叶级数分解为无穷多个周期性的正弦电流之和,频率可以从零一直到无穷大。实际测量中,任意脉冲放电总可以找到一个基波电流,它的频率可由回路参数近似估算,振幅和放电电流的真实振幅相差不大,定义此频率为基频。此外,还包括一系列的谐频和其他各种频率。如果测量线圈能应用的频率范围愈大,就愈能真实反映脉冲波形。有了基频 ω 后,再由已知条件和具体情况,初步设计出一组螺绕环参数,设计完成后,应该进行复核,以使(20)式和推导公式中的条件基本得到满足。在计算电阻 R_L 时,当频率甚高,还要计及趋肤效应引起的电阻增加,因此一般要经过几次反复计算才能得到比较满意的结果。不过在具体进行结构设计和制作时,还应该考虑一些重要问题。

首先是外电阻 R 的选择。过小会使示波器偏转幅度过小,这对使用无放大器的高压示波器尤要注意,但也不能很大,因为要满足(20)式以保证低频响应好。一般取 R 与 R_L 同数量级。

其次是绕制圈数要适当。在满足(20)式的情况下,希望尽量少绕,这有几方面的好处:1. 简化了工艺,2. 可以测量较小幅值的电流,3. 减小了线圈的分布电容,有利于高频响应,因此线圈应该绕得适当均匀而稀疏。

第三是要考虑绝缘。由于放电回路与测量回路是分开的,故可以将测量导电杆 AB 串接在放电回路高低压端的任何位置,放在高压端则要注意绝缘,以防止沿着各种路径可能发生的闪络。用分流器测量时,由于放电回路和测量回路都共接在分流器上,故只能将其串在接地端。

电磁屏蔽问题。所测的 R 上的电压,应该是脉冲放电电流 I 的磁通变化在螺绕环线圈内感应的电动势所引起的,而不能是其他空间杂散磁场变化所引起的,为此把整个线圈放在不锈钢作成的上下屏蔽盒之间(见图3),使之与外界电磁场隔绝开来。因为在脉冲放电时,不可避免地会产生变化的空间电磁场,设强度为 H_n ,通过屏蔽层衰减后到达螺绕环内部的强度为 H_p ,令 $\delta = H_n/H_p$ 为屏蔽系数。当 H_n 的大小一定时,若屏蔽系数 δ 愈大,则穿透到屏蔽层内的强度就愈小,文献[5]指出,大约只需0.3毫米厚的铁屏蔽层,屏蔽系数便可达100以上。为了让脉冲电流 I 的主磁通能不衰减地进入线圈,在上下屏蔽盒内壁的接合处开了一道槽(见图3)。由于将整个测量线圈作成一体,屏蔽盒作得足够厚,超过了隔绝高

频电磁场所需的厚度,因此空间杂散电磁场的干扰几乎可屏蔽殆尽(见照片1,2)。

自制的测量微秒量级、千安培电流的线圈参数如下:

磁芯为圆饼状,型号为MXO-1000的锰锌铁氧体,参数:初始导磁系数 $\mu_r = 1000$;使用频率为1兆赫左右;饱和磁感应强度 $B_s = 3000$ 高斯。磁芯外径60mm;内径40mm,截面为圆,即 $r = 25\text{mm}$, $r_1 = 5\text{mm}$;螺绕环导线用35号铜线,在磁芯上包上衬纸后均匀地绕 $N = 110$ 匝。

实测数据:线圈的直流电阻 $R_L = 2.0\Omega$,电感 $L = 12.4\text{mH}$,线圈的分布电容约 $20\mu\text{F}$,外接电阻 $R = 2.35\Omega$ 。

测量线圈的结构见图3,主要由三部分构成:主体磁芯和绕在上面的测量线圈,上下不锈钢屏蔽盒,有机玻璃螺栓和螺母,起固紧和绝缘作用。主放电导电杆AB从螺栓中心通过。

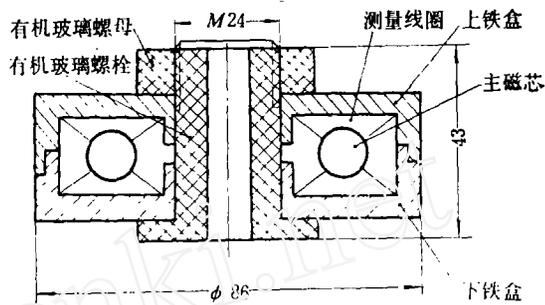


图3 测量线圈整体结构

四、测量结果和误差

1. 频率响应

实测频率响应如图4所示。在理论上,测量线圈的下限频率由(20)式决定,可以低到使 $R + R_L \leq 0.1 \omega L$ 为止,上限频率由磁芯材料的极限使用频率、引线电缆电容和线圈的分布电容决定。图4中纵座标是相对电流变换系数 K ,它是这样定义的:把螺绕环线圈的匝数 $N = 110$ 作为标准电流变换系数,将各种频率下通过测试和计算所得的变换系数与之相比而得的相对值。如果将 K 由1下降到 $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$ 定义为该线圈的频率响应范围,则设计的线圈能测量的频率大致为从0.4kHz到4.5MHz。

上限频率小于5MHz,因为MXO-1000只能用在1MHz左右;另一方面,由于要将被测讯号引入到屏蔽室中进行测量,引线电缆长达5.5米,实测电缆分布电容为 $430\mu\text{F}$,加上线圈自身的分布电容 $20\mu\text{F}$,共约 $450\mu\text{F}$,在频率为5MHz时,容抗已下降至约 70Ω 。对测量数微秒的脉宽,此上限频率已够用了。若要提高上限频率,首先应将锰锌铁氧体MXO磁芯改为镍锌铁氧体NXO磁芯,后者的使用频率可高达数百兆赫,但初始导磁系数小;其次是要减小引线电缆的长度;测量线圈本身由于圈数不多,分布电容不大,只有在上百兆赫以上的测量中才有必要考虑它的影响。

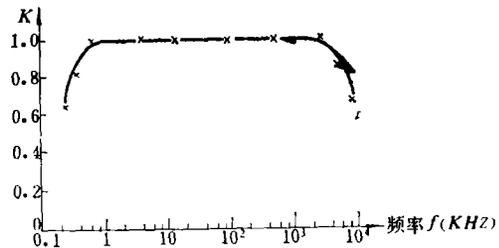


图4 测量线圈的频率响应

2. 振幅特性

测量线圈的振幅特性见图5所示。

实验中,将电容器串一小电阻对导电杆 AB 直接放电,改变电容器上的充电电压,也就是改变通过导电杆的放电电流。在从 45A 一直到 38kA 的电流范围内观察线圈的振幅特性。由图 5 可看出,相对电流变换系数 K 在电流为 30kA 时下降到约 0.74,在 38kA 时下降到 0.705,因此,从实验所得的振幅特性曲线看出,在四万安培以下的脉冲电流测量中此线圈是可以适用的。科学院电子所基于此原理设计的一只带磁芯的线圈,在万安培以上使用时,由线圈测得的电流与计算结果也相符合(见测量结果)。

3. 测量结果

设计制作的线圈,实际测量结果见照片 1 和 2,电子所制作的线圈,测量结果见照片 3。

前者是从 SB-11 双线脉冲示波器上拍摄的,后者是从 OK-19 示波器上拍摄的。照片 1 和 2 中,上面是放电电流波形,下面是相应的电压波形。电流峰值约 1 千安培,主峰宽度约 0.6 微秒,照片 1 是完全正常的辉光放电,而照片 2 表示在放电后期,在激光腔中出现了有害的电弧,由于出现电弧时放电通道的阻抗骤然减小,故波形发生振荡。用这种方法测量电流,不仅可看出放电是否均匀或出了电弧,而且还能判断出现电弧的时刻。此外,从照片 1,2 还可以看到屏蔽盒所起的电磁屏蔽效果,如果屏蔽不良,空间杂散电磁场会侵入测量线圈,这样,在主放电电流波形上会出现许多毛刺,特别是有时会在波头部分迭加上一些高频振荡(见文献[4]和照片 3)。

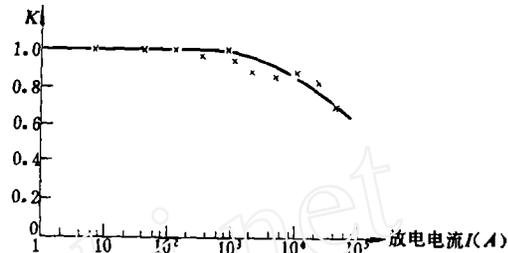
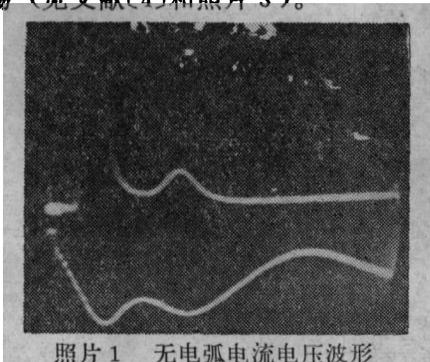
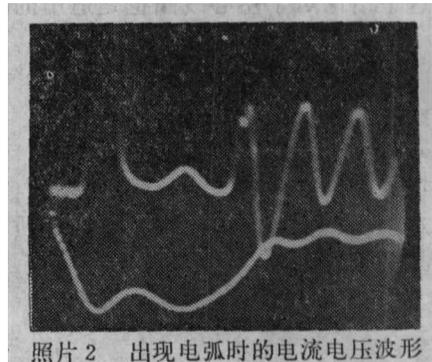


图 5 测量线圈的振幅特性



照片 1 无电弧电流电压波形



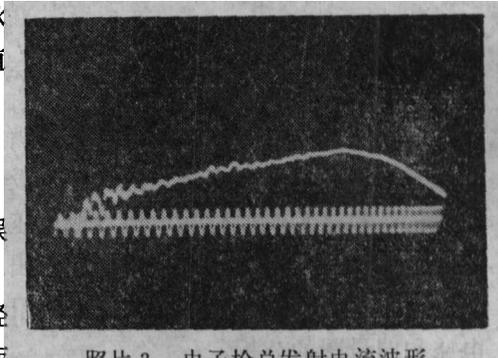
照片 2 出现电弧时的电流电压波形

照片 3 是电子所拍摄的电流波形,下面正弦讯号是时标,标准振荡频率 11.5MHz,因此每个周期相应的时间是 0.087 微秒。经过标定,全脉宽为 2.8 微秒,电流峰值为 13 千安,将这一电流数值与理论计算结果进行比较之后,测量结果是可靠的。

4. 误差估计

带磁芯测量线圈自身的误差来源主要有两方面,一是磁芯的尺寸,即设计误差 $r \gg r_1$ 的实际与计算误差,二是关系式 (20) 的满足程度。

由于受现有的磁芯规格所限,设计选的磁芯外径 $r_{外} = 30\text{mm}$,内径 $r_{内} = 20\text{mm}$,平均半径 $r = 25\text{mm}$,而



照片 3 电子枪总发射电流波形

$r_1 = 5\text{mm}$ 。本来在距导电杆 AB 不同的距离上, 磁场强度是不同的, 设计中均以平均半径 r 处的值代替, 使得整个截面中不均匀的强度被均匀化了, 这样产生的相对误差, 在数量级上约为

$$\varepsilon_1 = \frac{\frac{\ln(r_{\text{外}}/r_{\text{内}})}{r_{\text{外}} - r_{\text{内}}} - \frac{1}{r}}{1/r} \quad (25)$$

相对误差 $\varepsilon_1 = 1.25\%$ 。

(20) 式, 在理想情况下, 若 $R + R_L = 0$, 则 $I = Ni$, 不会出现误差, 若 $R + R_L \neq 0$, 可以估计误差的数量级。实际上, 在 (20) 式中若令 $(R + R_L) = 0.1\omega L$ 来决定被测频率的下限, 则由 (19) 式

$$(R + R_L)i = 0.1L \frac{di}{dt} = 0.1 \left(L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \right) \quad (26)$$

代入 (15) 式

$$\frac{L_0}{N} \frac{d\mu}{dt} I + \frac{\mu L_0}{N} \frac{dI}{dt} = 1.1 \left(L_0 \frac{d\mu}{dt} i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \right) \quad (27)$$

要满足 (27) 式, 应有 $I = 1.1Ni$, 而在计算时, 总是假定 $I = Ni$, 因此可知相对误差为 10%, 得到的放电电流 I 总是偏小的, 如果希望误差更小, 则被测频率的下限应提高。由 (27) 式还可以得出: 在设计测量线圈和确定被测电流的频率范围时, 测量线圈电阻和外电阻之和小于被测电流在指定频率范围内线圈的感抗多少倍, 则所致的相对误差就是倍数的倒数, 这个结论对于空心线圈也是适用的。

五、讨 论

对于具有恒定导磁系数的铁磁介质, 如铁镍铜合金, μ 基本上不随激磁电流而变化, 此时 $d\mu/dI = 0$, 但

$$\frac{d\mu}{dI} = \frac{d\mu}{dt} \cdot \frac{1}{dI/dt} = 0 \quad (28)$$

由于 $dI/dt \neq 0$, 故 $d\mu/dt = 0$, 由 (15) 式得

$$\frac{\mu L_0}{N} \frac{dI}{dt} = (R + R_L)i + \mu L_0 \frac{di}{dt} \quad (29)$$

(29) 式也是设计普通变压器时所应满足的, 因为此时铁芯用在非饱和区, 犹如导磁系数 μ 是恒量一样。可见, 在普通的变压器设计中, 也只有满足了线圈电阻和负载电阻之和远小于线圈的感抗之后, 原付边电流 (或电压) 的关系才基本上是线性的, 如果不满足这个条件, 在负载上的电流 (或电压) 就必定会出现各种谐波, 其变换关系由 (29) 式制约。这样, 从另外一条途径也推导出了变压器两绕组之间所应满足的基本关系, 而不必借助于繁琐的等效电路和向量图的分析。

参 考 文 献

- [1] Cooper J., Journal of Nuclear Energy, part C, 5, (1963), 285-289
[2] Pellinen D. G., Spence P. W., Rev. Scien. Instrum., 42, 11, (1971), 1699-1701
[3] 清华大学电力系高电压技术专业编著, 冲击大电流技术, 科学出版社, (1978), 136-145
[4] Anderson J. M., Rev. Scien. Instrum., 42, 7, (1971), 915-926
[5] ЛЮТОВ. С. А., 无线电接收的工业干扰及其抑制, 高等教育出版社, (1957), 161-173

Fundamental principle and Design Method of Coil with Magnetic Core for Measuring High Pulse Current

Hu, Chang-hsin

(Institute of Mechanics Academia Sinica)

ABSTRACT: In this paper, the fundamental principle and design method of measuring coil with magnetic core for measuring pulse high current is explained in accordance with the general physical laws. The results are given and compared with orthodox shunt or measuring coil by using aerated medium (i. e. Rogowski coil). The method can measure lower pulse-current, improve low frequency response and simplify technology. Furthermore, non-constant magnetic permeability μ will not influence linear relationship between currents on a certain condition. The frequency characteristic and amplitude characteristic of the coil is given. In addition, there are photos of the measured current waveform, constructional scheme and the advantages of the coil.