
* 零序电流互感器最佳参数探讨 *

杨有启 赵莲清

北京经济学院

1983年8月

《零序电流互感器最佳参数探讨》

〈内容提要〉：漏电保护装置是当代防止触电的主要方式之一。漏电保护装置在我国已有十余年历史，但与国外差距未见缩小。为尽快改变仿制局面，必须研究漏电保护装置的一些基本问题。鉴于国内外尚未见到有关电流型漏电保护装置核心元件——零序电流互感器的设计资料和设计方法，本文以实验为基础，运用电磁理论，对其进行了一些研究，提出了考虑铁磁材料非线性特征及铁芯工作点的最佳设计方法及有关计算公式；并对互感器短路阻抗和铁芯功率损耗进行了定量分析，提出了考虑方法。企望本文能填补漏电保护装置发展中的这一空白。

一、概述

漏电保护装置主要由检测元件、中间机构、执行元件、自检环节等几部分组成。电流型保护装置的检测元件即零序电流互感器。零序电流互感器从线路上检测零序电流讯号（主要包括触电电流讯号或漏电电流讯号），经变换后传递给中间机构。零序电流互感器的特征在很大程度上影响着保护装置的灵敏度和结构。为了正确设计保护装置，为了合理确定其灵敏度均必须正确设计零序电流互感器、确定互感器的最佳参数。

保护装置的灵敏度决定于安全要求、工作要求、结构特征和经济指标。安全要求主要是指不同条件下人体允许电流的要求。工作要求主要是指分级保护和电网不平衡泄漏电流的要求。结构特征主要是指保护装置中间机构的类别和所采用元件或元件材料的类别。经济指标指整个保护装置的经济性能。因此，选择保护装置的灵敏度必须考虑

多方面的因素，不可偏废。

保护装置的结构不同，灵敏度也不同。例如，电子式保护装置由于有起放大作用的中间机构，其灵敏度一般都高于纯电磁式保护装置。在中间机构和执行元件相同的情况下，如能找到零序电流互感器的最佳参数，则可在材料消耗量一定时取得最高灵敏度，或者在灵敏度一定时取得最低材料消耗量。

零序电流互感器属于单相互感器，但有很多特点。其原边由多相回路组成（图1）。原边各回路正常时理论上是保持平衡的，不在铁芯中产生磁感应，副边不产生感应电势。这就是说，如果不考虑电网正常的不平衡泄漏电流和杂感电流，零序电流互感器正常时相当于工作在未接通状态。当原边产生不平衡电流时，副边输出讯号。为了人身安全的需要，互感器应有较高的灵敏度，即原边额定讯号电流和副边输出电流都很微小。零序电流互感器的有效工作时间是十分短促的。如果漏电保护的全部动作时间（包括执行元件的全部动作时间和电路开关的全部动作时间）一般不超过100毫秒，则从互感器得到讯号到执行元件开始动作所用的时间不宜超过20毫秒，即不宜超过工频交流电的1周期。

图1 零序电流互感器接线图

- a — 单相式；
- b — 三相三线式；
- c — 三相四线式；

二、零序电流互感器参数分析

零序电流互感器的主要参数是铁芯尺寸和原、副边线圈匝数。严格计算这些参数是十分困难的。但是，通过近似计算可以得到足够精确的实用参数，并可显示各参数之间的关系，为正确设计提供可靠的依据。

互感器的负载等值电路如图2所示。 U_1 和 I_1 为原边端电压和电流、 U_2 和 I_2 为副边端电压和电流、 E_1 、 E_2 为原、副边线圈感应电势、 x_1 和 r_1 为原边漏电抗和电阻、 x_2 和 r_2 为副边漏电抗和电阻、 x_m 和 r_m 为励磁电抗和励磁电阻、 x_e 和 r_e 为负载电抗和电阻。带撇的参数表示归算到原边的参数。根据电势平衡和磁势平衡的基本原理，可画出互感器矢量图如图3所示。

图2 互感器等值电路图

由于磁滞和漏流损耗，励磁电流 I_m 略领先于磁通 ϕ ，其间夹角 θ ，且

$$\theta = \arctg \frac{r_m}{x_m}$$

根据我们测量，某种硅钢片铁芯在设计工作条件下的 θ 约为 $10^\circ \sim 15^\circ$ ；某种坡莫合金铁芯在设计条件下的 θ 约为 26° 。如将 θ 忽略 $\sim 3^\circ$

图3 互感器矢量图

略不计，并设互感器带有感性负载，则磁势矢量图可简化为图4。考虑到原、副边匝数都是待定匝数，简化矢量图中采用了未作归算的物理量。其磁势平衡关系如下：

$$W_1 \dot{I}_1 + W_2 \dot{I}_2 = W_1 \dot{I}_m \quad (1)$$

图4 互感器磁势简化矢量图

~4~

按照几何关系，可以得到：

$$(W_1 I_1)^2 = (W_2 I_2 \cos \psi_2)^2 + (W_2 I_m + W_2 I_2 \sin \psi_2)^2$$

将磁路欧姆定律的表达式 $W_2 I_m = R_m \Phi$ 代入上式，并考虑到

$$\Phi = \frac{E_2}{\omega W_2} \text{ 和 } E_2 = I_2 z \text{ (} z \text{ 是互感器副边漏阻与负载阻抗之和的模值)}$$

可以得到：

$$(W_1 I_1)^2 = (W_2 I_2 \cos \psi_2)^2 + \left(\frac{R_m I_2 z}{\omega W_2} + W_2 I_2 \sin \psi_2 \right)^2 \quad (2)$$

式中，电流 I_1 决定于执行元件或中间机构的输入参数，不可能太小；
电流 I_2 是保护装置的动作电流，决定于安全要求，不能定得太小；
匝数 W_2 受互感器工艺条件的约制，也不可能太大；磁阻 R_m 决定于铁

芯材料和尺寸，因为 $R_m = \frac{l}{\mu S}$ 即 R_m 与铁芯截面积 S 成反比，所以

R_m 愈大愈好；匝数 W_2 、阻抗 z 、功率因数 $\cos \psi_2$ 都是待定参数。

问题的关键在于当 R_m 给定时，找到某一 W_2 使 I_1 最小；或者是当 I_2 给定时，找到某一 W_2 使 R_m 最大。按照这一原则确定的 W_2 即互感器副边最佳匝数。

由于 z 、 $\cos \psi_2$ 不单决定于负载阻抗 r_a 和 x_a ，而且决定于副边漏阻抗 r_2 和 x_2 ，即 z 和 $\cos \psi_2$ 还与 W_2 有关，因此，严格计算 W_2 的最佳值十分照难。为了简化问题，考虑到漏阻抗比负载阻抗小得多，可以认为 $z \approx z_a = r_a + jx_a$ 和 $\cos \psi_2 \approx \cos \varphi_a$ 。因为 z_a 和 $\cos \varphi_a$ 只决定于互感器的负载，与互感器本身的参数无关，所以可大大简化计算。根据我们的测定，某种硅钢片铁芯在设计条件下的漏阻抗约为 50 欧，其功率因数角约为 50° 、工作电压为 0.414 伏、工作电流为 1 毫安，不难求得阻抗压降约为 0.05 伏，只占 $\sim 5\sim$

感应电势的1.1%；某种坡莫合金铁芯在设计条件下的漏阻抗约为1.2欧、功率因数角约为 40° 。二次电压为0.419伏、工作电流为1毫安，可求得阻抗压降为0.12伏，不到感应电势的3%。这说明上述近似处理是允许的。这样一来，式(2)可转换为：

$$I_1 = \frac{W_2 I_2}{W_1} \sqrt{\cos^2 \varphi_2 + \left(\frac{R_m z_a}{\omega W_1^2} + \sin \varphi_2 \right)^2} \quad (8)$$

三、最佳参数的确定

显然，式(8)表示的电流 I_1 没有极大值，取 $\frac{\partial I_1}{\partial W_2} = 0$ 时可求得相应于 I_1 取得极小值时的副边最佳匝数为：

$$W_{20} = \frac{R_m z_a}{\omega} \quad (4)$$

式(4)表明，最佳匝数 W_{20} 与副边电流 I_2 和负载功率因数 $\cos \varphi_2$ 无关。在确定的频率下，只要给定 R_m 和 z_a ，即可求得副边最佳匝数。

将式(4)代入式(8)， I_1 的表达式可转变为：

$$I_1 = \frac{W_2 I_2}{W_1} \sqrt{\cos^2 \varphi_2 + \left(\frac{W_{20}}{W_1^2} + \sin \varphi_2 \right)^2} \quad (5)$$

令 $W_2 = W_{20}$ ，可求得原边最小电流 I_{10} 的表达式为：

$$I_{10} = \frac{W_{20} I_2}{W_1} \sqrt{2(1 + \sin \varphi_2)} \quad (6)$$

当 $R_m = 4000 \Omega / \text{cm}$ 、 $W_1 = 5$ 、 $I_2 = 1$ 毫安、 $\cos \varphi_2 = 0.7$ 、 $z_a = 400 \Omega$ 时，按式(8)计算、绘制的 $I_1 = f(W_2)$ 表格和曲线如表1和图5所示。由表1和图5可知，副边最佳匝数约为70匝、原边最小电流约为2.6毫安。这一结果与按式(4)、式(6)计算得到的结果（ $W_{20} = 71$ 、 $I_{10} = 2.63$ 毫安）是一致的。

表1 $I_1 = f(W_2)$ 数值表

W_2	20	30	40	50	60	70	80	90
I_1, mA	53.9	38.5	31.7	28.4	26.9	26.4	26.6	27.3
W_2	100	120	140	160	180	200	220	240
I_1, mA	28.2	30.6	33.6	36.8	40.2	43.8	47.4	51.1

图5 $I_1 = f(W_2)$ 和 $R_m = g(W_2)$ 曲线

应指出, 式(4)表示的是给定磁阻 R_m 等参数时求得的副边最佳匝数, 式(6)表示的是给定磁阻 R_m 等参数时求得的原边最小电流。磁阻 R_m 、副边最佳匝数 W_{20} 以及原边最小电流 I_{10} 都是一一对应的。因此, 如果给定的是原边电流 I_1 , 符合式(4)和式(6)的副边匝数同样是最佳匝数, 符合式(4)和式(6)的磁阻则是最佳磁阻, 即最大磁阻 R_{m0} 。

这时，鉴于磁阻 R_{m0} 是待定的， I_1 是给定的，可直接由式(6)导出副边最佳匝数为：

$$W_{20} = \frac{W_1 I_1}{I_2} \frac{1}{\sqrt{2(1+\sin\varphi_2)}} \quad (7)$$

最大磁阻则由式(4)直接导出为：

$$R_{m0} = \frac{\omega W_{20}^2}{Z_a} \quad (8)$$

式(7)和式(8)也可按 $\frac{\partial R_m}{\partial W_2} = 0$ 求得。为此，宜于先将式(8)改写为：

$$R_m = \frac{\omega W_2^2}{Z_a} \left[\sqrt{\left(\frac{W_1 I_1}{W_2 I_2} \right)^2 - \cos^2 \varphi_2} - \sin \varphi_2 \right] \quad (9)$$

再经过运算，即可得到式(7)和式(8)。

为了对比，这里仍然假设 $W_1 = 5$ 、 $I_1 = 1$ 毫安、 $\cos \varphi_2 = 0.7$ 、 $Z_a = 400$ 欧，并取 $I_2 = 2.6$ 毫安时，按式(9)计算一组 $R_m = g(W_2)$ 的数据。这组数据列入表2，其曲线与 $I_2 = f(W_2)$ 曲线同画在图5上。由表2和图5可知，最佳匝数约为70匝、最大磁阻约为3900

表2 $R_m = g(W_2)$ 数值表

W_2	10	20	30	40	50	60
$R_m \cdot 1/H$	963	1806	2518	3091	3514	3778
W_2	70	80	90	100	110	120
$R_m \cdot 1/H$	3872	3781	3495	2995	2262	1274

1/亨。这一结果与按式(7)和式(8)计算得到的结果也是一致的。比较 $I_2 = f(W_2)$ 和 $R_m = g(W_2)$ 曲线可以知道，在有关参数保持不变

时，互感器副边最佳匝数只有一个，而且与运算方法无关。

为了实用方便，确定最佳匝数的式(4)和式(7)均可制成表格和绘成曲线。表3列出的是对于不同 z_a 和 R_m 的 W_{20} 佳，图6是相应的计算曲线。

表3 副边最佳匝数 W_{20} 计算表

$\begin{matrix} R_m \cdot 10^4 \\ z_a, \Omega \end{matrix} \quad \begin{matrix} 1/H \\ \backslash \end{matrix}$	0.2	0.5	1.0	2.0	5.0	10.0	30.0
50	18	28	40	56	89	126	219
100	25	40	56	80	126	178	309
200	36	56	80	112	178	252	438
300	44	69	98	138	219	309	535
400	50	80	112	160	252	357	618
500	56	89	126	178	282	399	691
600	62	98	138	195	309	437	757
700	67	106	149	211	334	472	818
800	72	112	160	224	357	504	876
900	76	120	169	239	378	535	927
1000	80	126	178	252	399	564	977

例如，当 $z_a = 500$ 欧、 $R_m = 3000 \text{ } 1/H$ 时，由表3或图6

均可查得最佳匝数 $W_{20} = 69$ 。如假定 $W_1 = 5$ 、 $I_2 = 1$ 毫安、

$\cos \varphi_2 = 0.7$ ，一同代入式(6)，可求得原边最小动作电流 $I_{20} = 25.6$ 毫安。

对于式(7)，比较合理的办法是令

$$K = \frac{1}{\sqrt{2(1 + \sin \varphi_2)}}$$

~9~

然后就不同的 $\cos\varphi_2$ 值制成 $K = h(\cos\varphi_2)$ 数值表，并绘成 $K = h(\cos\varphi_2)$ 曲线。表4和图7即这种表格和曲线。例如，当

图6 最佳匝数计算曲线

表4 $K = h(\cos\varphi_2)$ 数值表

$\cos\varphi_2$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
K	0.501	0.503	0.506	0.511	0.518
$\cos\varphi_2$	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
K	0.527	0.540	0.559	0.590	0.707

$\cos\varphi_2 = 0.7$ 时，由表4或图7均可查得 $K = 0.54$ 。设 $W_1 = 5$ 、 $I_1 = 3.0$ 毫安、 $I_2 = 1$ 毫安，一同代入式(7)即可求得最佳匝数

~10~

图7 $K = h(\cos \varphi_a)$ 曲线

$W_{20} = 81$ 。再设 $Z_a = 500$ 欧，一同代入式(8)即可求得最大磁阻 $R_{m0} = 4122 \text{ }^1/\text{亨}$ 。如选用导磁率 $\mu = 0.2 \text{ H/m}$ 的坡莫合金制成平均直径为 40 毫米的圆环形互感器铁芯，可求得其最小截面为：

$$S_0 = \frac{1}{\mu R_m} = \frac{\pi D}{\mu R_m} = \frac{\pi \times 0.04}{0.2 \times 4122} = 1.52 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

应当指出，由于铁磁材料具有非线性特点，其导磁率随着磁通密度的改变而改变，因此，互感器铁芯的磁阻除决定于铁芯的几何尺寸外，还决定于其工作状态，亦即还决定于磁通的大小。根据基本关系

$$\Phi = \frac{E_2}{\omega W_2} \approx \frac{I_2 Z_a}{\omega W_1} \quad (10)$$

可以知道，磁通决定于副边匝数的选择。因而，磁阻也决定于副边匝数的选择。应用式(4)时必须考虑这一因素。

将式(10)代入式(4)，得到

$$\frac{I_2 z_a}{\omega \Phi} = \sqrt{\frac{R_m}{N}}$$

考虑到 $\Phi = BS$ 和 $R_m = \frac{1}{\mu S}$ ，代入上式简化后得到：

$$BH = \frac{I_2^2 z_a}{\omega S l} \quad (11)$$

显然，在负载参数和铁芯尺寸已经确定的情况下， BH 值应当为一常数。式(11)是工作参数对铁芯提 BH 的要求。符合这一要求的工作点即线圈取得最佳匝数的工作点。不同的导磁材料有不同的磁化曲线。如图 8 所示， BH 值曲线与磁化曲线的交点即所求工作点。按此工作点确定导磁率后即可计算磁阻。再将该磁阻代入式(4)即求得副边最佳匝数。这时，式(4)可以改写为：

$$W_{20} = \sqrt{\frac{I_2 z_a}{\mu S \omega}} \quad (12)$$

图 8 铁芯工作点示意图

对于给定原边电流 I_1 欲求互感器铁芯尺寸的情况，也应考虑铁磁材料的非线性。其步骤是先按式(7)求得副边最佳匝数 W_{20} ，按式(8)求得铁芯最大磁阻 R_{m0} ，再考虑由 $HL = R_m \Phi$ 导出的工作要求：

$$H = \frac{R_m I_1 z_a}{l_w W_2} \quad (13)$$

并由此确定必须的磁场强度 H ；然后，按照所选用铁芯材料的磁化曲线找到相应于该 H 值的 μ 值；最后，按 $S = \frac{1}{\mu R_m}$ 计算铁芯的最小截面积。

以上计算方法除可用来设计互感器外，还可用来判别某种类型的保护装置在合理设计时所能达到的最高灵敏度。例如，某纯电磁式保护装置，即互感器副边直接接向电磁式执行元件的保护装置，如该执行元件动作电流为1毫安、阻抗为500欧、功率因数为0.7，若要求 $W_1 = 5$ 、 $I_1 = 20$ 毫安，按上述方法可求得副边最佳匝数 $W_{20} = 54$ 、铁芯最大磁阻 $R_{m0} = 1832 \text{ }^1/\text{亨}$ 。如选用试验坡莫合金制作铁芯，并设铁芯平均长度为110毫米，则可按式(3)求得磁场强度 H 为0.49安/米，按磁化曲线查得相应的导磁率 μ 为0.207亨/米，遂可求得铁芯截面积约为2.9平方厘米、重量约为0.25公斤。如选用试验硅钢片制作铁芯，仍设铁芯平均长度为110毫米，因其最大导磁率仅为0.012亨/米，即使改变某些条件，使铁芯工作在最佳状态，其截面积仍不得小于50平方厘米，重量不得小于5.2公斤。这样大的铁芯，无论是从经济上考虑，还是从结构上、工艺上考虑都是极不合理的。这就是说，纯电磁式保护装置企图达到20毫安的高灵敏度是不现实的。特别是采用硅钢片，几乎是不可能的。

仍然是这个例子，如果先不考虑原边电流 I_1 ，而先给定合理的铁芯尺寸，情况如何呢？设采用试验坡莫合金制作互感器的铁芯，其平均长度为100毫米、截面为1平方厘米，经求得 $BH = 0.159$ 韦安/米²、查得 $\mu = 0.198$ 亨/米后可计算其磁阻 $R_m = 5051$

1/亨。按式(4)和式(6)可求得副边最佳匝数 W_{20} 和原边最小电流 I_{20} 分别为 90 匝和 3.3 毫安。这就是说，纯电磁式保护装置达到 3.3 毫安的灵敏度已经是不容易的事。当然，如果进一步提高执行元件的灵敏度，保护装置的灵敏度也有所提高。但是，执行元件的灵敏度受到工艺条件和运行可靠性的限制，过分提高是困难的。

我们曾对不同铁芯改变副边电流和改变副边匝数测量原边电流，并绘制 $I_1 = m(I_2)$ 和 $I_1 = n(W_2)$ 曲线。将按上述方法求得相应的计算曲线与实验曲线同画在一张图上进行比较，可以发现计算值与实验值是十分接近的。例如，对于试验坡莫合金制作铁芯的某互感器，副边最佳匝数计算值为 7.9，实验测量值为 8.3；原边最小电流计算值为 1.4 毫安，实验测量值为 1.3.8 毫安。

前面介绍的计算方法有两处近似考虑：一处是忽略了互感器铁芯的功率损耗（主要是磁滞损耗和涡流损耗），认为励磁电流与磁通相位相同；一处是忽略了互感器副边漏阻抗，认为副边端电压与副边感应电势大小相等、相位相同。但铁芯功率损耗和副边漏阻抗毕竟是存在的，因此，必须考虑这样近似处理所产生的误差。单纯应用理论方法定量计算误差几乎是无法实现的。但辅之以必要的实验，可以找到考虑误差的实用方法。

如果考虑功率损耗，即考虑励磁电流领先磁通的 θ 角（见图 9），则根据磁势平衡原则，按照几何关系可以得到：

$$(W_1 I_1)^2 = (W_2 I_2 \cos \psi_2 + W_1 I_m \sin \theta)^2 + (W_2 I_2 \sin \psi_2 + W_1 I_m \cos \theta)^2$$

若忽略阻抗压降，并考虑到 $W_1 I_m = R_m \Phi = \frac{R_m I_2 Z_2}{\omega W_2}$ ，上式可转换为：

$$\left(\frac{W_1 I_1}{I_2}\right)^2 = \left(W_2 \cos \varphi_2 + \frac{R_m Z_a}{\omega W_2} \sin \theta\right)^2 + \left(W_2 \sin \varphi_2 + \frac{R_m Z_a}{\omega W_2} \cos \theta\right)^2 \quad (14)$$

同样，取 $\frac{\partial I_1}{\partial W_2} = 0$ ，可求得副边最佳匝数仍然为：

$$W_{20} = \frac{R_m Z_a}{\omega}$$

代入式(14)可求得相应的原边最小电流为：

$$I_{10} = \frac{W_{20} I_2}{W_1} \sqrt{2[1 + \sin(\varphi_2 + \theta)]} \quad (15)$$

当 $W_2 \neq W_{20}$ 时，原边电流为：

$$I_1 = \frac{W_2 I_2}{W_1} \sqrt{1 + \frac{2W_{20}}{W_2} \sin(\varphi_2 + \theta) + \frac{W_{20}^2}{W_2^2}} \quad (16)$$

取 $\frac{\partial R_m}{\partial W_2} = 0$ 时，也可求得同样的结果。

图9 互感器磁势矢量图

由以上运算可以知道， θ 角对副边最佳匝数没有影响。如果已知

θ 值, 设计中是不难加以考虑的。但 θ 值只能靠实验近似确定。实验证明, 随着铁芯工作状态的不同, θ 值在很大范围内变化。当磁通密度很小时, θ 只有几度; 随着磁通密度增加, θ 也逐渐增加, 并可达 40° 左右, 这可由铁芯功率损耗约与磁通密度的二次方成正比的关系得到说明; 当磁通密度继续增加, 达到材料的最大导磁率以后, 由于磁阻减小, θ 逐渐减小到 20° 左右; 至材料接近饱和时, 由于磁阻增加, θ 重新增加。对用于漏电保护装置的零序电流互感器, 为了提高灵敏度, 磁通和磁通密度都设计得很低。因此, θ 值也很小, 忽略 θ 不会引起太大的误差。

设副边电流 $I_2 = 1$ 毫安、原边匝数 $w_1 = 8$ 、副边最佳阻数 $w_{20} = 80$, 对于不同的 $\cos \varphi_2$, 忽略 θ 和计及 θ 时的原边最小电流可分别按式(6)和式(4)计算。计算结果列入表 5。由表 5 可知, 忽略 θ 只在 θ 较大和 $\cos \varphi_2$ 较大时才会带来较大的误差。在没有实验资料的情况下, 可近似取 $\theta = 30^\circ$ 进行计算。

θ 越大时铁芯功率损耗也越大。按照我们试验的坡莫合金铁芯实例, 设计条件下原边输入功率约为 0.63 毫瓦, 副边输出功率约为 0.41 毫瓦, 铁芯功率损耗由空载特性求得约为 0.2 毫瓦; 由于短路损耗极小 (约为 0.01 毫瓦), 可见 0.2 毫瓦的铁芯功率损耗是符合实际情况的。应当指出, 在这里按照一般材料手册提供的比损耗资料来计算铁芯功率损耗是不行的。如果那样计算, 铁芯功率损耗将达到数十毫瓦, 远远超过输入功率, 里然是极不合理的。其原因在于这里铁芯磁通密度很低, 远远小于一般电气设备选用的磁通密度。即使互感器铁芯用硅钢片制成, 铁芯功率损耗里著增加, 但仍然不能按一般材料手册提供的比损耗资料来计算铁芯功率损耗。

五、线圈漏阻抗的影响

前面曾经指出, 忽略互感器副边漏阻抗不会引起太大的误差。这