

方向阻抗继电器暂态超欠问题的分析

晏国华 宋振宇 阿城继电器厂 (150302)

前言

在 110~ 220kV 输电线路距离保护中, 广泛采用方向阻抗继电器做为测量元件。当被保护线路发生短路故障时, 有时产生较大的一次与二次暂态过程, 使方向阻抗元件发生暂态超欠测量现象。本文目的是通过数学分析、估值计算与图解说明, 力求对它的物理过程有个明确的认识。由于作者水平有限, 难免错误, 请批评指正。

1 方向阻抗继电器的稳态特性分析

1.1 相敏回路的工作原理

它的工作原理可用图 1 说明, 图 1 中

Z_j —— 变流电抗器的阻抗, 即基准整定阻抗。

- K_j —— 变压器的变比, 其最大值为 1, 即 100%。

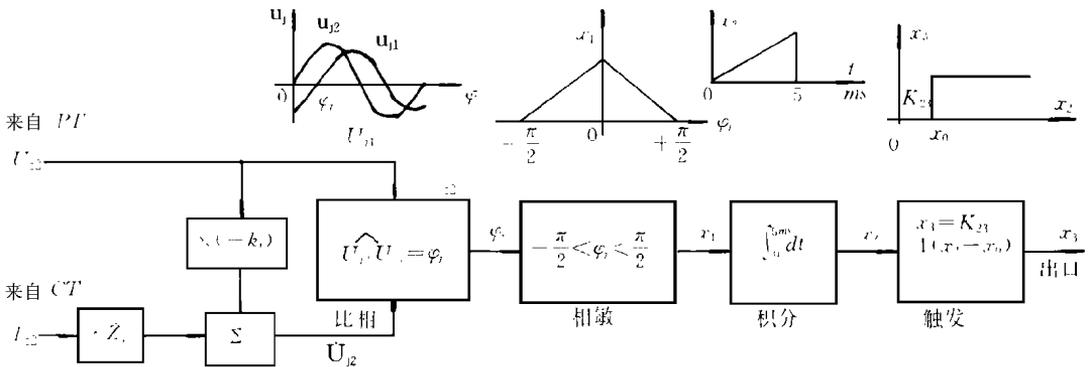


图 1 静态相敏式方向阻抗方框原理图

该动作原理是以检测电压 u_{j2} 与 u_{j1} 同时具有同符号的持续时间为基准的, 该时间持续 5ms 或以上时, 即 $(\pi - \varphi) \leq \varphi \leq \pi$ 或 $\varphi \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ 时 $x_2 > x_0$, 触发回路立即翻转, 阶跃量 x_3 出口, 显然该元件亦可视为一种模拟量逻辑控制器。它的工作原理可以简明地用数学分析符号法求出。从图 2 上, 可列出关系式:

$$u_{j2} = \sin \varphi$$

$$u_{j1} = \sin (\varphi - \varphi_j)$$

令二者之积为 θ , 并从 0 至 2π 间进行积分,

$$\begin{aligned}
 S &= \int_0^{\pi} \theta d\varphi = \int_0^{\pi} \sin \varphi \sin (\varphi - \varphi_j) d\varphi \\
 &= \cos \varphi_j \int_0^{\pi} \sin^2 \varphi d\varphi - \frac{1}{2} \sin \varphi_j \int_0^{\pi} \sin 2\varphi d\varphi
 \end{aligned}$$

结果得:

$$S = \pi \cos \varphi \tag{1}$$

从判别式 1, 可知

当 $-\frac{\pi}{2} < \varphi < +\frac{\pi}{2}$ 时, $S > 0$, 为动作条件;

当 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 与 $\varphi = +\frac{\pi}{2}$, $S = 0$, 为边界条件; (2)

当 $-\frac{\pi}{2} > \varphi > \frac{\pi}{2}$ 时, $S < 0$, 为不动条件。

上式回答了命名为“相敏”的理由。

1.2 阻抗特性

1.2.1 根据图 1 与判别式 2 的边界条件, 可绘出以 $I_{s2}Z_j$ 为直径通过原点的阻抗特性圆, 如图 3 所示。

图中 φ_1 —— 电抗器 Z_j 的阻抗角;

φ_2 —— 被保护线路、等效电源、负荷的综合阻抗角。

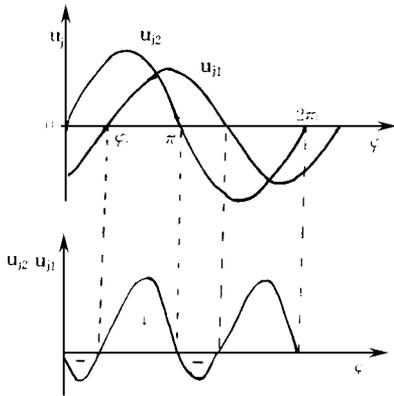


图 2 相敏回路工作原理示意图

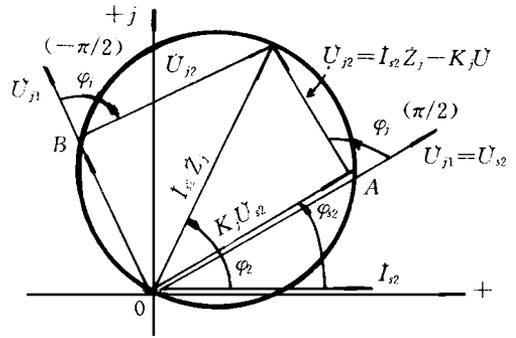


图 3 阻抗特性圆

从图 3 中可看出, 当 A 点(或 B 点) 在圆内时, $\varphi < \pi/2$ (或 $> -\pi/2$) 继电器动作; 当 A 点(或 B 点) 在圆外时, $\varphi < \pi/2$ (或 $> -\pi/2$) 继电器不动作, 故该元件亦属低阻抗特性。

1.2.2 从图 4 中, 可直接列出该元件的动作方程来。

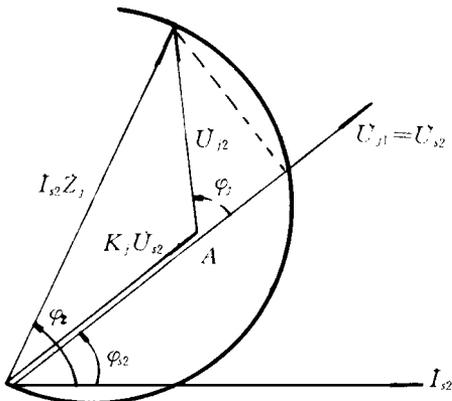


图 4

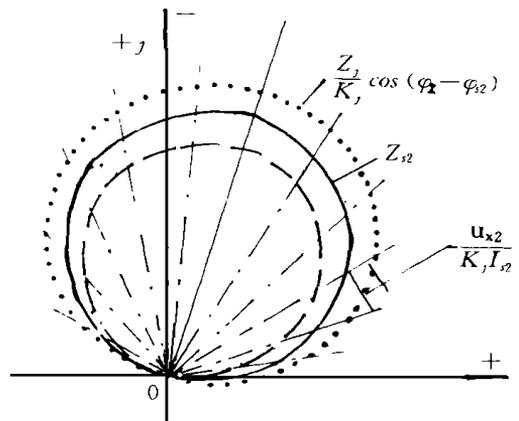


图 5 $Z_{s2} = f(\varphi_2)$ 特性图

$$I_{S2} Z_j \cos(\varphi_2 - \varphi_2) K_j u_{x2} \quad u_{x2}$$

式中, U_{x2} ——触发器的动作电压, 一般此值很小。上式经过整理, 两边并除以 $K_j I_{S2}$, 令 $Z_{S2} = U_{S2}/I_{S2}$ 后, 可得:

$$Z_{S2} = \frac{Z_j}{K_j} \cos(\varphi_2 - \varphi_2) - \frac{u_{x2}}{K_j I_{S2}} \quad (3)$$

当 φ_2 变动时, 可绘出 $Z_{S2} = f(\varphi_2)$ 的特性曲线如图 5 所示。

从图 5 可看出, 只有当 $u_{x2} = 0$ 时, Z_{S2} 的特性曲线才呈圆形; 随着 $u_{x2}/K_j I_{S2}$ 的数值增大, Z_{S2} 向鸡蛋形退化。在整流型方向阻抗中, 用极化继电器做为积分触发执行元件, 由于它的 u_{x2} 较大, 当 $K_j = 1$, 输入电流 I_{S2} 较小时, 这种蛋形退化现象愈明显。

当线路发生金属性短路时, $\varphi_2 = \varphi$, 式 3 变为: $Z_{S2} = Z_j/K_j - u_{x2}/K_j I_{S2}$ (4)

按照式 4, 可绘出 $Z_{S2} = f(I_{S2})$ 的特性曲线如图 6 所示。当 I_{S2} 足够大时, 可视为 Z_{S2} 与 I_{S2} 的数值无关。

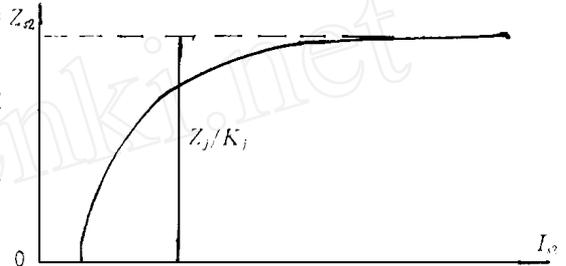


图 6

2 互感器二次回路的暂态过程

2.1 一次短路暂态电流的计算

为便于分析计算, 可利用等效图 7(金属性两相短路) 所示的符号。根据等效图, 列出方程式

$$L_{f1} \frac{di_{s1}}{dt} + r_{f1} i_{s1} = E_m \sin(\omega t + \psi) \quad (5)$$

式中 $L_{f1} = L_f + L_l$, $r_{f1} = r_f + r_l$, 以下照此处理, 不再说明。令 $\varphi_l = \tan^{-1} \omega L_{f1}/r_{f1}$, $T_1 = L_{f1}/r_{f1}$, 求解 i_{s1} 得:

$$i_{s1} = I_{sm} [\sin(\omega t + \psi - \varphi_l) - \sin(\psi - \varphi_l) e^{-t/T_1}] + i_{s1}(0) e^{-t/T_1} \quad (6)$$

式中 $T_1 = 0.045s$ (按 IEC 标准) 以及

$$i_{s1}(0) = \left[\frac{E_m}{Z_{fn}} \sin(\omega t + \psi - \varphi_{ln}) \right]_{t=0} \quad (7)$$

$$I_{sm} = E_m / Z_{f0}$$

对上两式进行两种极端情况的估算简化。第一种情况, $\psi - \varphi_l = \pi/2$, $\cos \varphi_{ln} = 0.91$, 即 $\varphi_{ln} = 24^\circ$; 又假设 $Z_{fn} = 5Z_{f0}$ 此时:

$$i_{s1} = I_{sm} [\cos \omega t - e^{-t/T_1}] + i_{s1}(0) e^{-t/T_1} \quad (8)$$

由于 $\varphi_l = \tan^{-1} \omega L_{f1} = 86^\circ$, $\psi = 176^\circ (= \pi/2 + \varphi_l)$, $\psi - \varphi_{ln} = 150^\circ$; 代入式 7 得:

$$i_{s1}(0) = 0.2 I_{sm} \sin 150^\circ = 0.1 I_{sm} \quad (9)$$

第二种情况, $\psi - \varphi_l = 3\pi/2$, 其他同前。

此时: $i_{s1} = I_{sm} [e^{-t/T_1} - \cos \omega t] + i_{s1}(0) e^{-t/T_1}$ (10)

由于 $\psi = 270^\circ + 86^\circ = 356^\circ$, $\psi - \varphi_{ln} = 332^\circ$; 代入式 7 得:

$$i_{s1}(0) = 0.2 I_{sm} \sin 332^\circ = 0.1 I_{sm} \quad (11)$$

根据分析估算结果, 可以说明:

2.1.1 短路瞬间初始一次电流起到减小非周期分量初始最大值的作用。

综观式8与式10的中括号内 e^{-t/T_1} 同 $\cos\omega t$ 两项都是相减,当 $t=0$ 时,即初始时刻,两项都是1,相减意味着“起到减小非周期分量初始最大值的作用”。

2.1.2 为了简化估算,在计算互感器二次暂态过程时,可以忽略不计这个 $i_{s1}(0)$ 。

2.2 电流互感器的二次暂态电流

为简化分析,可将CT等值电路中的 x_3 忽略不计,然后建立它们的联立方程组:

$$\begin{cases} i_{s1} = i_0 + i_{s2} & (12) \\ L_j \frac{di_{s2}}{dt} + r_{3j} i_{s2} = L_0 \frac{di_0}{dt} & (13) \end{cases}$$

由于 L_0 是 $I_{s1m} e^{-t/T_1}$ 的非线性复杂的函数,目前尚不能用解析式表示,故很难从方程组中解出 i_{s2} 来。

为求出定性的解式,可假设 i_0 工作在励磁特性的线性部分,视 L_0 为一常数。在这种情况下,可解出 i_{s2} 的表达式。

从式10与12得:(先用第二种情况):

$$i_0 = I_{s1m} (e^{-t/T_1} - \cos\omega t) - i_{s2}$$

$$\frac{di_0}{dt} = I_{s1m} \left(-\frac{1}{T_1} e^{-t/T_1} + \omega \sin\omega t \right) - \frac{di_{s2}}{dt} \quad (14)$$

将式14代入式13后,并令 $L_{0j} = L_0 + L_j$, $\eta = L_0/L_{0j}$ 与 $T_{0j} = L_{0j}/r_{3j}$,则得

$$L_{0j} \frac{di_{s2}}{dt} + r_{3j} i_{s2} = L_0 I_{s1m} \left(-\frac{1}{T_1} e^{-t/T_1} + \omega \sin\omega t \right) \quad \text{或为}$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} + \frac{1}{T_{0j}} i_{s2} = \eta I_{s1m} \left(-\frac{1}{T_1} e^{-t/T_1} + \omega \sin\omega t \right) \quad (15)$$

解此方程,宜用复数式拉氏变换,为简化计,可假设 $i_{s2}(0) = 0$ 。将式15写为:

$$\frac{di_{s2}}{dt} + \frac{1}{T_{0j}} i_{s2} = \eta I_{s1m} \left(-\frac{j}{T_1} e^{-t/T_1} + \omega e^{j\omega t} \right)$$

$$I_{s2}(S) = \eta I_{s1m} \frac{j \frac{1}{T_1} (S - j\omega) + \omega (S + \frac{1}{T_1})}{(S + \frac{1}{T_1})(S - j\omega)(S + \frac{1}{T_{0j}})} \quad (16)$$

式中的 $(-\frac{j}{T_1} e^{-t/T_1} + \omega e^{j\omega t})$ 其虚部为 $(-\frac{1}{T_1} e^{-t/T_1} + \omega \sin\omega t)$ 说明它具有非周期分量与周期分量。

应用分解定理,求逆变换:

$$L^{-1} I_{s2}(S) = \eta I_{s1m} \left(-\frac{j \frac{1}{T_1} e^{-t/T_1}}{-\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_{0j}}} + \frac{\omega e^{j\omega t}}{j\omega + 1/T_{0j}} + \frac{\omega e^{-t/T_{0j}}}{-1/T_{0j} - j\omega} - \frac{j \frac{1}{T_1} e^{-t/T_{0j}}}{-1/T_{0j} + 1/T_1} \right) \quad (17)$$

考虑到 $\frac{\omega L_{0j}}{r_{3j} + j\omega L_{0j}} = \frac{\omega L_{0j}}{\sqrt{r_{3j}^2 + \omega^2 L_{0j}^2}} e^{-j\varphi_{0j}} = \sin\varphi_{0j} \cdot e^{-j\varphi_{0j}}$

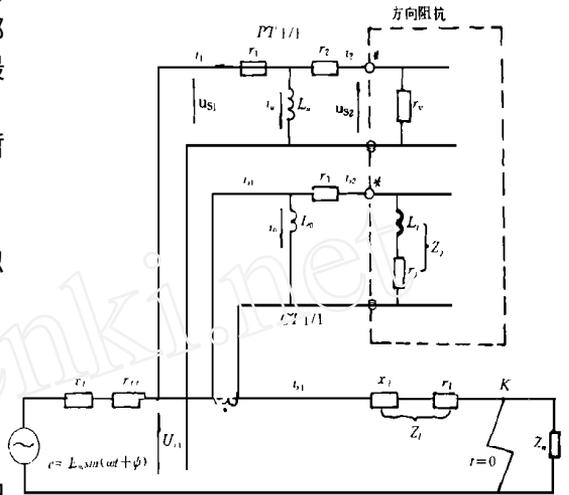
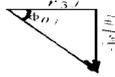


图7 计算用等效图

图中: u_{s1} ——方向阻抗继电器安装(测量)处的相间电压
 i_{s2} ——两相短路后的短路电流

此处 $\varphi_{0j} = \tan^{-1} \frac{\omega L_{0j}}{r_{3j}}$



对式 17 进行合理化后,得:

$$L^{-1} I_{s2}(S) = \eta I_{slm} \left(\frac{jT_{0j} e^{-t/T_1}}{T_{0j} - T_1} + \sin \varphi_{0j} e^{j(\omega - \varphi_{0j})} - \sin \varphi_{0j} e^{-j\varphi_{0j}} \cdot e^{-t/T_{0j}} - j \frac{T_{0j} e^{-t/T_{0j}}}{T_{0j} - T_1} \right)$$

两边取虚部得:

$$i_{s2} = \eta I_{slm} \left(\frac{T_{0j}}{T_{0j} - T_1} e^{-t/T_1} + \sin \varphi_{0j} \sin(\omega t - \varphi_{0j}) + \sin^2 \varphi_{0j} e^{-t/T_{0j}} - \frac{T_{0j} e^{-t/T_{0j}}}{T_{0j} - T_1} \right) \quad (18)$$

2.2.1 LCLWB—220 型电流互感器的参数估计

由于电流互感器是个电流源,故它的一次回路电阻、漏抗可以不予考虑,保护级二次绕组励磁特性测量数据为:

$I_{2CT}(A)$	1	3	5	7	10
$U_{2CT}(V)$	226	241	247	251	255

此外,二次回路的电阻与漏抗为:

$$r_3 = 0.522 \Omega, \quad x_3 = 0.1 \Omega$$

又阻抗继电器电抗器整定在 0.2 时,通入 10A,绕组端电压为 1.2V。

根据上述实测值可求出电流互感器二次回路的估算参数为:

$$L_0 = 255 / (10 \times 314) = 0.08h,$$

$$L_j = 1.2 \div 10 \times \sin 75^\circ \div 314 = 3.7 \times 10^{-4}h;$$

$$r_j = 1.2 \div 10 \times \cos 75^\circ = 0.03 \Omega$$

进而求出

$$T_{0j} = (0.08 + 3.7 \times 10^{-4}) / (0.522 + 0.03) = 0.145s$$

$$\varphi_{0j} = \arctan(314 \times 0.145) = 88.74^\circ;$$

$$\sin \varphi_{0j} = 0.9997, \quad 1,$$

$$\frac{T_{0j}}{T_{0j} - T_1} = \frac{0.145}{0.145 - 0.045} = 1.45$$

这样,LCLWB—220 的等值电路可如图

8 所示。

2.2.2 二次暂态电流的估值表达式

将 2.2.1 的有关参数估值代入式 18 得:

$$i_{s2} = \eta I_{slm} (1.45 e^{-t/0.145} - \cos \omega t) \quad (19)$$

以及 $\frac{di_{s2}}{dt} = \eta I_{slm} (-32.22 e^{-t/0.145} + 3.1 e^{-t/0.145} + \omega \sin \omega t) \quad (20)$

从式 19 中可看出,二次暂流中不仅包含一次回路所决定的自由分量,而且也包含二次回路所决定的自由分量。

2.3 电压互感器二次暂态电压

在继电器安装处,当线路发生第二种短路情况时,PT 的一次暂态电压 u_{s1} 可求之于下:

$$i_{s1} = I_{slm} [e^{-t/T_1} - \cos \omega t] \quad (21)$$

$$u_{s1} = L \frac{di_{s1}}{dt} + r i_{s1} \quad (22)$$

将式 21 代入 22 得:

$$u_{s1} = V_{slm} \left[\frac{T_1 - T_2}{T_1} \cos \varphi e^{-t/T_1} - \cos(\omega t + \varphi) \right] \quad (23)$$

下步首先估算按指数衰减函数部分经过 PT 传变后的暂态电压 u_{s2}^* 。参照图 7, 列出如下方

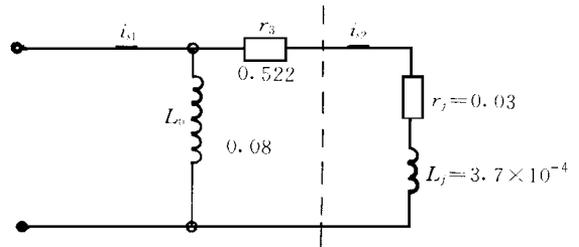


图 8

程组: (u_{S2}^* 表示对应 $V_{Sbm} = 1$)

$$\begin{cases} L_{\mu} \frac{di_{\mu}}{dt} + r_{11} i_{1} = K_p e^{-t/T_1} & (24) \\ L_{\mu} \frac{di_{\mu}}{dt} - r_{2V} i_2 = 0 & (25) \end{cases}$$

式中 $K_p = \frac{T_1 - T_l}{T_1} \cos \varphi$ (26)

$r_{2V} = r_2 + r_V$ 以及 $r_{12V} = r_1 + r_2 + r_V$ 。

另外, $i_{\mu} = i_1 - i_2$ (27)

首先消去 i_{μ} 得:

$$\begin{cases} L_{\mu} \frac{di_1}{dt} + r_{11} i_1 - L_{\mu} \frac{di_2}{dt} = K_p e^{-t/T_1} & (28) \\ L_{\mu} \frac{di_1}{dt} - L_{\mu} \frac{di_2}{dt} - r_{2V} i_2 = 0 \end{cases}$$

为了对式 28 进行运算求解, 有必要对 $i_1(0)$ 与 $i_2(0)$ 进行估值, 参考等效图 9。

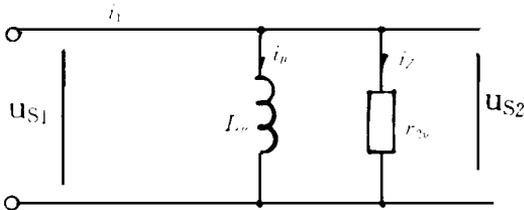


图 9 PT 等效图

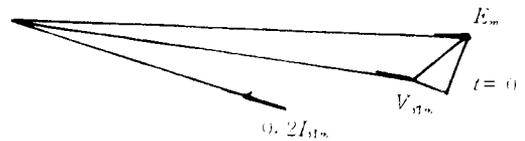


图 10 示意图

参照等效图 7, 根据第二种情况的 ψ 为 356° 可视为 360° ; 此种情况可以认为:

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi) = E_m \sin \omega t, \quad i_{S1}(0) = 0.2 I_{S1m} \sin 332^\circ \quad (28)$$

按示意图 10, 亦可做下式逼近:

$$u_{S1}(0) = V_{S1m} \sin \omega t \Big|_{t=0} \quad (29)$$

由等效图 9 直接可得:

$$i_2(0) = 0, \quad i_{\mu}(0) = 0.05 I_{1m}, \quad i_1(0) = i_2(0) + i_{\mu}(0) = 0.05 I_{1m}.$$

故允许对方程组 28 进行变换时假定 $i_1(0) = i_2(0) = 0$, 变换后消去 $L i_1$, 解出 $L i_2$ 得:

$$L i_2 = \frac{K_p}{r_{12V}} \cdot \frac{S}{(S + \frac{1}{T_{\mu}})(S + \frac{1}{T_1})} \quad (30)$$

式中:

$$T_{\mu} = \frac{r_{12V} L_{\mu}}{r_{2V} r_1} \cdot \frac{L_{\mu}}{r_1} \quad (31)$$

因为 $r_1 \ll r_V, r_2 \ll r_V$, 故可认为:

$r_{2V} \approx r_{12V}$, 所以, 式 31 是允许的。

求 $L i_2$ 的逆变换, 得:

$$i_2 = \frac{K_p}{r_{12V}} \left(\frac{1/T_1 \cdot e^{-t/T_1}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_\mu}} + \frac{\frac{1}{T_\mu} \cdot e^{-t/T_\mu}}{\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_\mu}} \right) \quad (32)$$

再求二次暂态电压自由分量 u_{s2}^* ，考虑到 $r_V \gg r_1, r_2, r_V/r_{12V} \gg 1$ ，故它可近似为：

$$u_{s2}^* = r_V i_2 = K_p \left(\frac{\frac{1}{T_1} e^{-t/T_1}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_\mu}} - \frac{\frac{1}{T_\mu} e^{-t/T_\mu}}{\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_\mu}} \right) \quad (33)$$

2.3.1 JCC₁—220 型电压互感器的参数估计 给定 $n_p = \frac{220K}{\sqrt{3}} / \frac{0.1K}{\sqrt{3}} = 2200$,

$$r_1 = 10384\Omega, \quad r_1' = r_1 / n_p^2 = 0.002\Omega$$

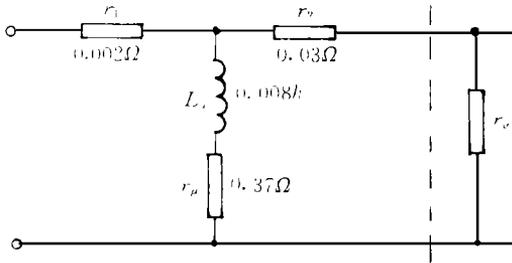


图 11 PT 等效图

一次侧开路，二次侧测量空载电流为：在

$\frac{0.1K}{\sqrt{3}}V$ 下， $I_\mu = 22.4A$ ，因此

$$Z_{\mu 2} = \frac{100}{\sqrt{3} \times 22.4} = 2.58\Omega$$

又因二次侧测量的空载损耗为 198W，故 $r_{\mu 2} = \frac{198}{22.4^2} = 0.4\Omega$

由于 $r_2 = 0.03\Omega$ ，从而 $r_\mu = r_{\mu 2} - r_2 = 0.37\Omega$

同时 $x_\mu = \sqrt{Z_{\mu 2}^2 - r_{\mu 2}^2} = 2.55\Omega$ ，即 $L_\mu = 2.55/314 = 0.008h$ 。

根据上述估算参数，可绘出等效图 11。

图 11 中包含 r_μ ，但图 7 中忽略 r_μ 是不妥的，本文不拟更正从新计算，仅在估算 T_μ 时，把它计算进去，即

$$T_\mu = L_\mu / (r_1 + r_\mu) \cong 0.02s$$

2.3.2 二次暂态电压估值表达式

根据新——哈 2XLGJ—185 型导线架的 175km 长的 220kV 线路参数为：

$x_{l\Sigma} = 55.72\Omega, \quad r_{l\Sigma} = 14.49\Omega$ ，可求出

$T_l = x_{l\Sigma} / 314 r_{l\Sigma} = 0.012s$ ，也可用另一种方法估算，即

$$T_l = \tan 75^\circ / 314 = 0.012s$$

求系数 K_p 得：

$$K_p = \frac{T_l - T_l'}{T_l} \cos \varphi = \frac{0.045 - 0.012}{0.045} \cos 75^\circ = 0.19 \quad (34)$$

又 $1/T_1 = 22; 1/T_\mu = 50$ 。将 $K_p, 1/T_1$ 与 $1/T_\mu$ 代入式 33 得出：

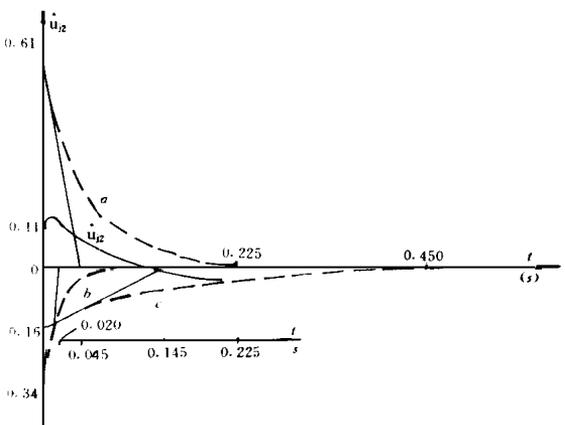


图 12

$$u_{S2}^* = -0.15e^{-t/0.045} + 0.34e^{-t/0.02} \quad (35)$$

因 u_{S1} 的周期分量经 PT 传变可以假定为:

$$u_{S2}^* = -\cos(\omega t + \varphi) \quad (36)$$

从表达式 35 与 36 可求出二次暂态电压 u_{S2} 估值表达式为:

$$u_{S2} = V_{S1m} (u_{S2-}^* + u_{S2+}^*) = V_{S1m} [-0.15e^{-\frac{t}{0.045}} + 0.34e^{-\frac{t}{0.02}} - \cos(\omega t + \varphi)] \quad (37)$$

3 方向阻抗继电器的暂态超欠分析

3.1 动作判据

为简化分析,只考虑距离保护第一段末端发生金属性短路时的情况。这相当于在图 4 中 $\varphi_2 = \varphi$, $\varphi_j = 0$, 继电器的动作判据为:

$$u_{j2} = I_{S2} Z_j - K_j u_{S2} \quad u_{x2} \quad (38)$$

为了进行估值分析,将式 38 改写为暂态关系式,反而更方便,即可写成:

$$\overbrace{(L_j \frac{du_{j2}}{dt} + r_j i_{S2})}^{u_z} - K_j u_{S2} \quad u_{x2} \quad (39)$$

3.2 Z_j 上的暂态电压 u_z

将式 19 与 20 代入 u_z 的表达式中,得:

$$u_z = \eta I_{S1m} [(1.45r_j - 32.22L_j)e^{-\frac{t}{0.045}} - (0.45r_j - 3.1L_j)e^{-\frac{t}{0.145}} - (r_j \cos \omega t - \omega L_j \sin \omega t)] \quad (40)$$

因 $Z_j = (r_j^2 + \omega^2 L_j^2)^{1/2}$, $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L_j}{r_j}$, 式 40 可变为:

$$u_z = \eta I_{S1m} Z_j [(1.45 \cos \varphi - 0.1 \sin \varphi)e^{-\frac{t}{0.045}} - (0.45 \cos \varphi - 0.01 \sin \varphi)e^{-\frac{t}{0.145}} - (\cos \omega t \cos \varphi - \sin \omega t \sin \varphi)]$$

将已知的继电器的最大灵敏角 $\varphi = 75^\circ$ 代入上式得:

$$u_z = \eta I_{S1m} Z_j [0.46e^{-\frac{t}{0.045}} - 0.16e^{-\frac{t}{0.145}} - \cos(\omega t + 75^\circ)]$$

3.3 暂态电压 $K_j u_{S2}$

在这种情况下,由于 $\varphi_2 = \varphi = \varphi$, 故

$$K_j u_{S2} = K_j V_{S1m} [-0.15e^{-\frac{t}{0.045}} + 0.34e^{-\frac{t}{0.02}} + \cos(\omega t + 75^\circ)] \quad (42)$$

3.4 阻抗测量范围的暂态过程

将式 41 与式 42 代入式 39,又可设 $\eta I_{S1m} Z_j = K_j V_{S1m} = V_j$, 以及忽略交流成分,以突出自由分量的作用,这样的动作判据左边的项目变为:

$$u_z - K_j u_{S2} = V_j [0.61e^{-\frac{t}{0.045}} - 0.34e^{-\frac{t}{0.02}} - 0.16e^{-\frac{t}{0.145}}] \quad (43)$$

或用标么值表示于下:

$$u_{j2}^* = \sqrt{0.61e^{-\frac{t}{0.045}} - 0.34e^{-\frac{t}{0.02}} - 0.16e^{-\frac{t}{0.145}}} \quad (44)$$

根据上式可绘出 $u_{j2}^*(t)$ 的曲线如图 12。

从图 12 u_{j2}^* 的变化过程可看出:在本文所给定的 220kV 线路 CT、PT 的有关电气参数情况下,在第二种短路情况下,方向阻抗继电器的测量范围将出现暂态超越过程,最大超越量约为 +14%。

用同样估算步骤,可求出在第一种短路情况下的测量范围暂态欠缺过程,其表达式如下:

$$u_{j2}^* = -0.16e^{-\frac{t}{0.045}} + 0.34e^{-\frac{t}{0.02}} + 0.16e^{-\frac{t}{0.145}} \quad (45)$$

其暂态曲线如图 13 所示:

4 初步分析意见

4.1 方向阻抗继电器的暂态超欠过程是个类似低频衰减振荡过程,它仅仅通过一次时间轴。

4.2 PT 二次回路的暂态过程不宜忽略不计,它明显地决定着继电器暂态阻抗的初始值。

4.3 暂态超欠量的大小,很大程度上决定于输电线路的 T_1 , CT 的 T_{0j} 与 PT 的 T_{10} 。

4.4 220kV 线路上发生相间短路故障的概率

$P_s = 0.03$, 第一段保护区末端外发生超范围的
概率 $P_l = 0.05$, 线路相间短路时产生
0.9—1.0 倍最大非周期分量属于第一种情况

的概率 $P_{0.9} \{I_{s1}/I_{sm} = 0.9\} = \frac{1}{2} \cdot \frac{13}{90} = 0.076$

可求出 220kV 线路上相间距离保护发生暂态
超越的概率 $P_{uj2} = P_s P_l P_{0.9} = 0.03 \times 0.05 \times$
 $0.07 =$

$1.05 \times 10^{-4} = 0.01\%$, 即约为万分之一。

4.5 上述分析意见,建议运行单位协助统计分析,给以验证。

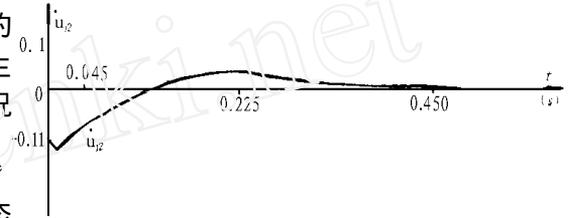


图 13

(上接 17 页)

4 可靠性措施

系统的可靠性体现在三个方面:

4.1 系统采用微机集群结构且各模块电气和功能上完全独立,能够有效地分散风险,隔离故障。系统中任一模块失效不会影响其他模块的正常工作。

4.2 系统采用 STD 总线工业微机作为硬件平台并以“就地运行”方式执行 EPROM 中的用户程序,具有极高的可靠性。

4.3 各模块通过设置多个“看门狗”防止软件模块紊乱,并定期进行模拟输入通道、实时时钟、程序代码、整定值和出口自检以及通讯互检,保证了软硬件正常工作。

5 结论

本文所述的基于 STD 总线工控机的主设备保护通用系统以微机集群为硬件平台,具有开放式的体系结构和可伸缩的规模,各保护终端以 STD V 40 或 STD 386EX 系统为核心,具有强大的计算和存储能力,可对发、变电站主设备提供完备的保护功能。

参考文献

- 1 魏庆福. STD 总线工业控制机的设计与应用. 科学出版社, 1991
- 2 陈德树. 计算机继电保护原理与应用. 水利电力出版社, 1992
- 3 尹项根. 大型发电机变压器组分层多微机保护系统的综合设计. 电力技术, 1992. 2