

三相同壳结构 GIS 快速暂态过程 模型构建和参数计算

康宁¹, 邹建华¹, 杨兰均¹, 李成¹, 王宏²

(1. 西安交通大学, 陕西省 西安市 710049;

2. 中国长江电力股份有限公司, 湖北省 宜昌市 443002)

TRANSIENT PARAMETERS AND NUMERICAL CALCULATION MODEL ON VFT IN THREE-PHASE ENCLOSED GIS

KANG Ning¹, ZOU Jian-hua¹, YANG Lan-jun¹, LI Cheng¹, WANG Hong²

(1. Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi Province, China;

2. China Yangtze Power Co. Ltd, Yichang 443002, Hubei Province, China)

ABSTRACT: Transient parameters and numerical calculation model are fundamental to evaluate the traveling wave on very fast transients in three-phase enclosed GIS. The numerical calculation model and the correlative transient parameters were emphatically analyzed. Because of the coupling between phase A, B, and C, a surge impedance matrix was introduced, which is equal to the product of a capacitive matrix and a inductive matrix. Furthermore, it can be seen that elements at diagonal of these matrixes are much larger than other ones, and which is of a dominant position on very fast transients. It means that the numerical calculation model to three-phase enclosed GIS can be replaced with a single-phase simplified model, which is especially useful to understand some basic aspects of very fast transient process. Considering the amplitude of very fast transient overvoltages (VFTO), the three-phase models are still necessary.

KEY WORDS: Gas insulated substation (GIS); Very fast transients (VFT); Traveling wave; Model

摘要: 数值计算模型和参数的确定, 是三相同壳结构 GIS 快速暂态过程行波分析的基础。该文给出了三相同壳结构 GIS 快速暂态过程数值计算模型的构建方法。由于三相同壳结构 GIS 的最大特点是 A、B、C 三相之间存在电磁场耦合, 模型的核心是电感矩阵和电容矩阵。分析表明, 电感矩阵和电容矩阵中的所有元素, 取决于 GIS 内导体半径和三相导体的偏心距离与 GIS 外壳内半径的相对比例。对于一般的

三相同壳结构 GIS, 电感矩阵和电容矩阵的非对角线元素与对角线元素之比通常小于 20%, 对角线元素对快速暂态过程起主导作用; 当忽略非对角线元素的作用时, 可得到三相同壳结构 GIS 快速暂态过程的单相导体简化模型, 以便对快速暂态过程进行定性的分析。但要对三相同壳结构 GIS 中 VFT 过电压进行定量分析, 还应采用三相模型。

关键词: 气体绝缘金属封闭开关设备; 快速暂态过程; 行波; 模型

1 引言

封闭式组合电器(简称 GIS)以其结构紧凑、可靠性高、维修周期长且节省安装空间等优点, 越来越广泛地应用于现代高压和超高压输变电系统。但是, 实际运行中发现: GIS 的隔离开关操作时, 触头间会发生预击穿和多次重燃, 形成上升时间很短的冲击波(波头一般小于 50ns)。这个冲击波在 GIS 内经过多次反射和折射形成快速暂态振荡, 就是所谓的快速暂态过程(简称 VFT)。自 20 世纪 80 年代中期以来, 快速暂态过电压的测量和特性研究成为国际高电压领域一个重要的课题^[1]。

目前, 国内外对单相分立式 GIS 结构下的 VFT 电压波研究较多^[1-9], 但由于快速暂态过程的复杂性, GIS 本体参数与 VFT 过电压的关系并不十分清楚, 三相同壳式 GIS 结构下的情形则更为复杂^[10-11]。

数值计算模型和参数的确定, 是三相同壳结构 GIS 快速暂态过程行波分析的基础, 本文将对此进

基金项目: 国家自然科学基金项目(50177025)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50177025).

行较详细的探讨和分析。

2 三相同壳结构下 VFT 行波分析模型构建和参数计算

图 1 是三相同壳结构 GIS 横截面示意图。假设 V_a 、 V_b 和 V_c 分别表示 a、b 和 c 三相导体的电压； i_a 、 i_b 和 i_c 则分别表示注入 a、b 和 c 三相导体的电流。GIS 的外壳被认为理想接地。

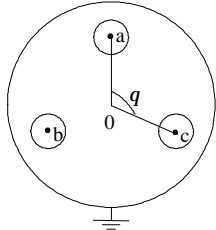


图 1 三相同壳结构 GIS 的横截面示意图

Fig.1 Cross-section of three-phase enclosed GIS

由于三相导体电阻极小，故可忽略。在这种情况下，可以得到

波阻抗矩阵 Z 可表示为

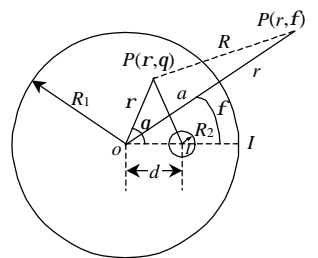
$$Z = \begin{bmatrix} L_a C_a - M_{ac} C_{ab} - M_{ac} C_{ca} & -L_a C_{ab} + M_{ab} C_b - M_{ac} C_{ab} & -L_a C_{ac} - M_{ab} C_{bc} + M_{ac} C_c \\ M_{ba} C_a - L_b C_{ab} - M_{bc} C_{ca} & -M_{ba} C_{ab} + L_b C_b - M_{bc} C_{ab} & -M_{ba} C_{ac} - L_b C_{bc} + M_{bc} C_c \\ M_{ca} C_a - M_{cb} C_{ab} - L_c C_{ca} & -M_{ca} C_{ab} + M_{ab} C_b - L_c C_{ab} & -M_{ca} C_{ac} - M_{cb} C_{bc} + L_c C_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

即波阻抗矩阵 Z 等于电感矩阵 L 与电容矩阵 C 的乘积。

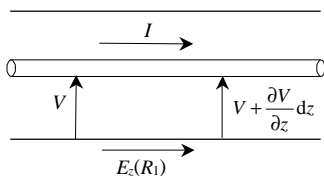
首先分析电感矩阵 L 的计算。图 2 是自感 L 计算原理图。由电报方程及法拉利电磁感应定律得

$$\frac{\partial V}{\partial z} = -I(R + j\omega L) = \frac{-dI}{dt} + E_z(R_1) \quad (5)$$

式中 I 为内导体与外壳之间的磁通； $E_z(R_1)$ 为外壳中的轴向电场强度。



(a)横截面几何参数



(b)行波回路

图 2 自感计算原理图

Fig.2 Diagram of self-inductance calculation

$$\begin{bmatrix} -\frac{\partial V_a}{\partial x} \\ -\frac{\partial V_b}{\partial x} \\ -\frac{\partial V_c}{\partial x} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} \frac{\partial i_a}{\partial t} \\ \frac{\partial i_b}{\partial t} \\ \frac{\partial i_c}{\partial t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial i_a}{\partial t} \\ \frac{\partial i_b}{\partial t} \\ \frac{\partial i_c}{\partial t} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{\partial i_a}{\partial x} \\ -\frac{\partial i_b}{\partial x} \\ -\frac{\partial i_c}{\partial x} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \frac{\partial V_a}{\partial t} \\ \frac{\partial V_b}{\partial t} \\ \frac{\partial V_c}{\partial t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_a & -C_{ab} & -C_{ac} \\ -C_{ba} & C_b & -C_{bc} \\ -C_{ca} & -C_{cb} & C_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial V_a}{\partial t} \\ \frac{\partial V_b}{\partial t} \\ \frac{\partial V_c}{\partial t} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(1)电感矩阵 L 中非对角元素表明三相导体间的磁场耦合。同理，式(2)电容矩阵 C 中非对角元素表明三相导体间的电场耦合。根据式(1)、式(2)，可以得到电压线性方程为

$$\left[\frac{\partial^2 V_a}{\partial^2 x} \quad \frac{\partial^2 V_b}{\partial^2 x} \quad \frac{\partial^2 V_c}{\partial^2 x} \right]^T = Z \left[\frac{\partial^2 V_a}{\partial^2 t} \quad \frac{\partial^2 V_b}{\partial^2 t} \quad \frac{\partial^2 V_c}{\partial^2 t} \right]^T \quad (3)$$

外壳中的电流密度及内导体与外壳之间磁矢位的表达式为^[12]

$$\left\{ \begin{aligned} J_z(r, j) &= -\sum_{n=0}^{\infty} C_n K_n(dr) \cos nj \\ A_i(r, q) &= \frac{m_0 I}{4\pi} \ln(r^2 + d^2 - 2rd \cos q) + \\ &\quad \frac{m_0 L_0}{d} [R_1 \ln R_1 K_1(dR_1) - \frac{1}{d} K_0(dR_1)] - \\ &\quad \frac{m_0 R_1}{2d} \sum_{n=1}^{\infty} L_n K_{n-1}(dR_1) \frac{1}{n} \left(\frac{r}{R_1}\right)^n \cos nq \end{aligned} \right. \quad (6)$$

式中 $d = \sqrt{j\omega m_0 s}$ ； $C_n = \frac{d^2 I (d/R_1)^n}{\pi [n m_r K_n(dR_1) - d R_1 K'_n(dR_1)]}$ ；

$L_n = \frac{2n m_r C_n K_n(dR_1) / d R_1 - d I / \pi R_1 (d/R_1)^n}{K_{n-1}(dR_1)}$ ； K_n 为

第二类贝塞尔函数。磁通由式(7)决定：

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dt} &= j\omega \oint A \cdot dl = j\omega [A_i(R_1, q) - A_i(d, q)] = \\ &\quad \frac{j\omega m_0 I}{4\pi} \ln \left[\frac{R_1^2 + d^2 - 2dR_1 \cos q}{R_2^2} \right] - \frac{j\omega m_0 R_1}{2d} \cdot \\ &\quad \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2n m_r C_n K_n(dR_1)}{d R_1} - \frac{d I}{p R_1} \left(\frac{d}{R_1}\right)^n \right] \frac{\cos nq}{n} + \frac{j\omega m_0 R_1}{2d} \cdot \end{aligned}$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2nm_r C_n K_n(dR_1)}{dR_1} - \frac{dI}{\pi R_1} \left(\frac{d}{R_1}\right)^n \right] \frac{1}{n} \left(\frac{d}{R_1}\right)^n \quad (7)$$

分界面上的轴线电场可由电流密度得到:

$$E_z(R_1, j) = \frac{J_z(R_1, j)}{S} = -\frac{1}{S} \sum_{n=0}^{\infty} C_n K_n(dR_1) \cos nj \quad (8)$$

将式(7)和式(8)代入式(5)可得一般情况下的阻抗为

$$R + j\omega L = -\frac{d}{2\pi S} \frac{K_0(dR_1)}{R_1 K_0(dR_1)} + \frac{1}{SI} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d}{R_1}\right)^n C_n K_n(dR_1) + \frac{j\omega m_0}{2p} \ln \frac{R_1^2 - d^2}{R_1 R_2} \quad (9)$$

当 $w \rightarrow \infty$ 时, 可求得 L 为

$$L = \frac{m_0}{2\pi} \ln \frac{R_1^2 - d^2}{R_1 R_2} \quad (10)$$

为了用类似的方法得到互感, 下面分析图3中所示的两相导体系统。如果导体 a 载有电流 I , 导体 a 和导体 b 之间的互磁通在导体 b 与外壳之间的区域内。

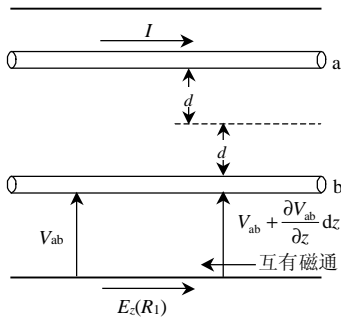


图3 互感计算原理图

Fig.3 Diagram of mutual-inductance calculation

导体 a 和导体 b 之间的互磁通由式(11)得到

$$\frac{dI_{b(a)}}{dt} = j\omega \int_{l_2} A_{b(a)} \cdot dl_2 = j\omega [A_{i(R_1, q)} - A_{i(d, q_{ab})}] = \frac{j\omega m_0 I}{4\pi} \ln \left[\frac{R_1^2 + d^2 - 2dR_1 \cos q}{2d^2 - 2d^2 \cos q_{ab}} \right] - \frac{j\omega m_0 R_1}{2d} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2nm_r C_n K_n(dR_1)}{dR_1} - \frac{dI}{pR_1} \left(\frac{d}{R_1}\right)^n \right] \frac{\cos nq}{n} + \frac{j\omega m_0 R_1}{2d} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2nm_r C_n K_n(dR_1)}{dR_1} - \frac{dI}{\pi R_1} \left(\frac{d}{R_1}\right)^n \right] \frac{\cos nq_{ab}}{n} \quad (11)$$

将式(8)和式(11)代入式(5)中得

$$R + j\omega L = \frac{j\omega m_0}{2\pi} \ln \frac{R_1}{\sqrt{2d^2 - 2d^2 \cos q_{ab}}} + \frac{C_0 K_0(dR_1)}{SI} + \frac{1}{SI} \sum_{n=1}^{\infty} C_n K_n(dR_1) \left(\frac{d}{R_1}\right)^n$$

$$\cos nq_{ab} - \frac{j\omega m_0}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d}{R_1}\right)^{2n} \frac{1}{n} \cos nq_{ab} \quad (12)$$

当 $w \rightarrow \infty$ 时, 可求得 M_{ab} 为

$$M_{ab} = \frac{m_0}{2\pi} \ln \frac{R_1}{\sqrt{2d^2 - 2d^2 \cos q_{ab}}} - \frac{m_0}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d}{R_1}\right)^{2n} \frac{1}{n} \cos nq_{ab}$$

同理可得

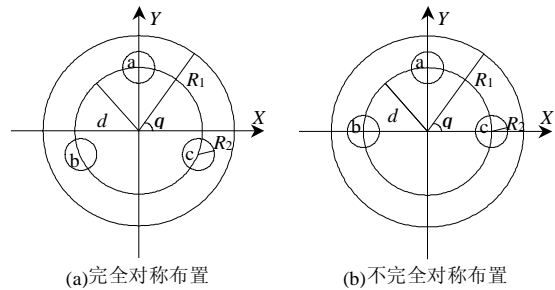
$$M_{ac} = \frac{m_0}{2\pi} \ln \frac{R_1}{\sqrt{2d^2 - 2d^2 \cos q_{ac}}} - \frac{m_0}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d}{R_1}\right)^{2n} \frac{1}{n} \cos nq_{ac}$$

$$M_{bc} = \frac{m_0}{2\pi} \ln \frac{R_1}{\sqrt{2d^2 - 2d^2 \cos q_{bc}}} - \frac{m_0}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d}{R_1}\right)^{2n} \frac{1}{n} \cos nq_{bc}$$

电容矩阵 C 中每一个元素由导体与外壳间的电容和导体间电容组成, 并可由式(13)求得^[13]

$$C = m\epsilon L^{-1} \quad (13)$$

三相同壳结构 GIS 主要有二种形式, 完全对称布置和不完全对称布置如图4所示。



(a)完全对称布置

(b)不完全对称布置

图4 三相同壳结构 GIS 横截面的两种形式

Fig.4 Two arrangements of three-phase enclosed GIS

图4(a)是完全对称布置的三相同壳 GIS 横截面示意图。三相导体相对于外壳的圆心对称分布, 导体相互间有 120° 的角度差, 即

$$q_{ab} = q_{ac} = q_{bc} = 120^\circ$$

当 $R_1 = 265\text{mm}$, $d = 145\text{mm}$, $R_2 = 50\text{mm}$ 可计算得出

$$L = \begin{bmatrix} 0.2624 \times 10^{-6} & 0.0436 \times 10^{-6} & 0.0436 \times 10^{-6} \\ 0.0436 \times 10^{-6} & 0.2624 \times 10^{-6} & 0.0436 \times 10^{-6} \\ 0.0436 \times 10^{-6} & 0.0436 \times 10^{-6} & 0.2624 \times 10^{-6} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C = \begin{bmatrix} 44.49 \times 10^{-12} & -6.34 \times 10^{-12} & -6.34 \times 10^{-12} \\ -6.34 \times 10^{-12} & 44.49 \times 10^{-12} & -6.34 \times 10^{-12} \\ -6.34 \times 10^{-12} & -6.34 \times 10^{-12} & 44.49 \times 10^{-12} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 11.121 \times 10^{-18} & -0.0003 \times 10^{-18} & -0.0003 \times 10^{-18} \\ -0.0003 \times 10^{-18} & 11.121 \times 10^{-18} & -0.0003 \times 10^{-18} \\ -0.0003 \times 10^{-18} & -0.0003 \times 10^{-18} & 11.121 \times 10^{-18} \end{bmatrix}$$

图 4(b)是不完全对称布置的三相同壳 GIS 横截面示意图。B 相和 C 相对称，即

$$q_{ab} = q_{ac} = 90^\circ, q_{bc} = 180^\circ$$

当 $R_1=265\text{mm}$, $d=145\text{mm}$, $R_2=50\text{mm}$ 时，可计算得出

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0.2624 \times 10^{-6} & 0.05987 \times 10^{-6} & 0.05987 \times 10^{-6} \\ 0.05987 \times 10^{-6} & 0.2624 \times 10^{-6} & 0.03435 \times 10^{-6} \\ 0.05987 \times 10^{-6} & 0.03435 \times 10^{-6} & 0.2624 \times 10^{-6} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 46.6803 \times 10^{-12} & -9.4175 \times 10^{-12} & -9.4175 \times 10^{-12} \\ -9.4175 \times 10^{-12} & 45.0221 \times 10^{-12} & -3.7445 \times 10^{-12} \\ -9.4175 \times 10^{-12} & -3.7445 \times 10^{-12} & 45.0221 \times 10^{-12} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 11.1213 \times 10^{-18} & 0.0001 \times 10^{-18} & 0.0001 \times 10^{-18} \\ 0.0001 \times 10^{-18} & 11.1213 \times 10^{-18} & 0.0001 \times 10^{-18} \\ 0.0001 \times 10^{-18} & 0.0001 \times 10^{-18} & 11.1213 \times 10^{-18} \end{bmatrix}$$

3 单相简化模型的构建和参数计算

从式(14)~(17)可以看出，对于三相同壳结构 GIS，电感矩阵 \mathbf{L} 和电感矩阵 \mathbf{C} 中非对角线元素与对角线元素之比小于 20%。进一步分析表明，对角线元素对快速暂态过程起主导作用。相比之下，非对角线元素通常可以忽略。

图 5 是单相建模的 GIS 导体横截面示意图。忽略导体电阻，其波阻抗 Z 和波速 v 的解析表达式分别为

$$\begin{cases} Z = \sqrt{L_0 / C_0} \\ v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \end{cases} \quad (18)$$

式中 C_0 为单位长度的电容值； L_0 为单位长度的电感值。

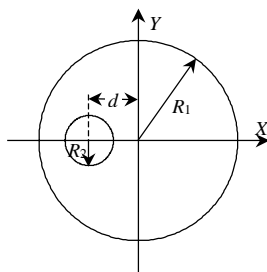


图 5 三相同壳结构 GIS 的单相建模
Fig.5 Diagram of one-phase simplified model for three-phase enclosed GIS

通过不同轴电缆的电磁场分析，可知单位长度的电容值 C_0 为和单位长度的电感值 L_0 为分别为

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{h_2 + R_2 + b}{h_2 + R_2 - b} \cdot \frac{h_1 + R_1 - b}{h_1 + R_1 + b}\right)} \quad (19)$$

$$L_0 = \frac{m}{2\pi} \ln\left(\frac{R_2 + h_2 + b}{R_2 + h_2 - b} \cdot \frac{R_1 + h_1 - b}{R_1 + h_1 + b}\right) \quad (20)$$

式中 R_1 为 GIS 外壳内半径； R_2 为 GIS 内导体半径； d 为 GIS 内外导体轴心距离；

$$h_1 = \frac{R_1^2 - R_2^2 + d^2}{2d} \quad ; \quad h_2 = \frac{R_1^2 - R_2^2 - d^2}{2d} \quad ;$$

$$b = \frac{\sqrt{((R_1 + R_2)^2 - d^2)((R_1 - R_2)^2 - d^2)}}{2d}$$

由式(18)~(20)，可得单相建模波阻抗和波速的表达式为

$$Z = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 60 \sqrt{\frac{m_r}{e_r}} \ln\left(\frac{R_2 + h_2 + b}{R_2 + h_2 - b} \cdot \frac{R_1 + h_1 - b}{R_1 + h_1 + b}\right) \quad (21)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{m_r e_r}} \quad (22)$$

式(21)表明，三相同壳结构 GIS 的单相建模波阻抗与 GIS 外壳内半径 R_1 、GIS 内导体半径 R_2 以及三相导体的偏心距离 d 有关；进一步分析表明，波阻抗 Z 是 R_2/R_1 和 d/R_1 的函数，即

$$Z = 60 \sqrt{\frac{m_r}{e_r}} \cdot f\left(\frac{R_2}{R_1}, \frac{d}{R_1}\right) \quad (23)$$

波阻抗 Z 与 R_2/R_1 [0.10, 0.25] 和 d/R_1 [0.30, 0.60] 的关系曲线如图 6 所示。

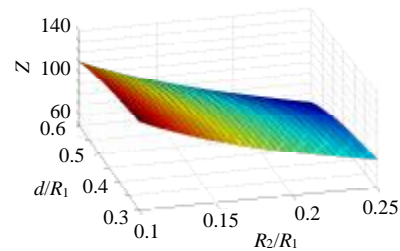


图 6 单相建模波阻抗与 GIS 几何参数的关系
Fig.6 Relation between surge-impedance and geometry parameters of three-phase enclosed GIS

式(22)表明，在 GIS 内导体与外壳间绝缘材料相对导磁系数 m_r 和相对介电系数 e_r 一定的条件下，波速不变。

4 算例分析

隔离开关操作的一种典型情况，就是用隔离开关将 GIS 的空载部分与一个电源或架空线连接或断开。

一条长66m的完全对称布置三相同壳GIS终端开路母线，通过隔离开关从一个无限长的架空线上（ $Z_1=320\Omega$ ）断开如图7所示。GIS预先充电到+450kV(+1pu)，当架空线上不断改变的电压 U_1 降

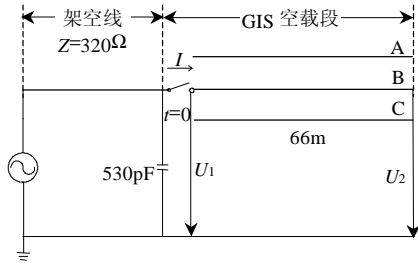


图7 GIS隔离开关开合三相同壳母线电路图
Fig.7 Circuit diagram of three-phase model of GIS

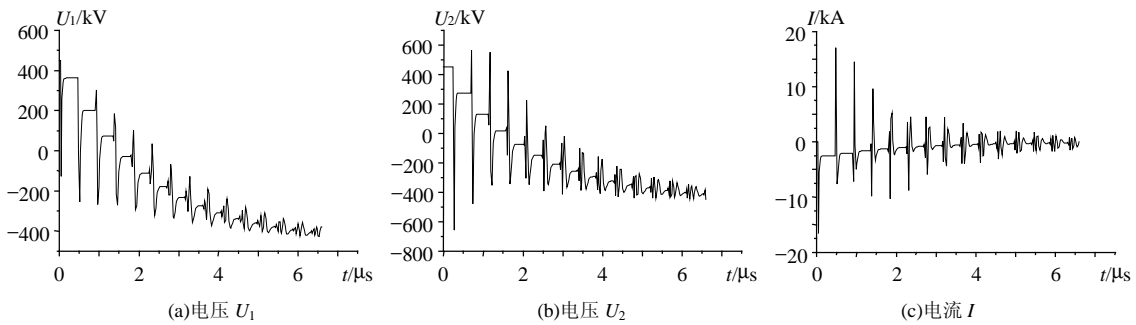


图8 基于三相模型快速暂态过程行波曲线
Fig.8 VFT curves based on three-phase model

根据第3节的分析，可对图7所示的三相同壳结构GIS进行单相简化建模如图9所示，将参数 $R_1=265\text{mm}$ ， $d=145\text{mm}$ ， $R_2=50\text{mm}$ ，代入式(19)、(20)和式(21)可得出

$$L_0 = 0.2576 \times 10^{-6}, C_0 = 43.165 \times 10^{-12}, Z = 77.256\Omega$$

再用EMTP计算出母线首端电压 U_1 、末端电压 U_2 和开关电流 I ，其波形如图10所示。

比较图8和图10，可以看出：基于三相模型与单相简化模型快速暂态过程行波曲线，在随时间变化趋势和震荡频率方面是基本相同的。即三相同壳结构GIS可以用单相导体建模，以便对快速暂态过程进行定性分析。但是，在VFT过电压和开关电

至负峰值-1pu时开关间隙被击穿。即

$$U_1(t=0) = -1\text{pu}$$

$$U_2(t=0) = U_3(t=0) = +1\text{pu}$$

即当开关间隙电压 $U_B=2 \times 450\text{kV}=900\text{kV}$ 时，触头间隙被电弧导通。高压套管可以近似看作一个容量 $C_B=530\text{pF}$ 的集总电容，没有自感和电阻。另外，还假设隔离开关距离GIS和架空线的连接处很近。

完全对称布置的三相同壳母线的横截面如图4(a)所示，参数与第2节的算例相同。

根据电感矩阵式(14)和电容矩阵式(15)，以及上述参数，可用EMTP计算得出图7所示电路中GIS首端电压 U_1 、末端电压 U_2 和开关电流 I 如图8所示。

流幅值方面，存在一定的差别。即要对三相同壳结构GIS中VFT过电压进行定量分析或形成机理等方面探讨，仍然需要三相模型。

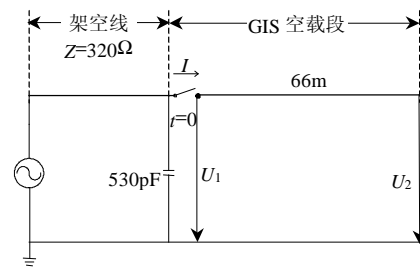


图9 GIS单相简化模型电路图
Fig.9 Circuit diagram of one-phase simplified model of GIS

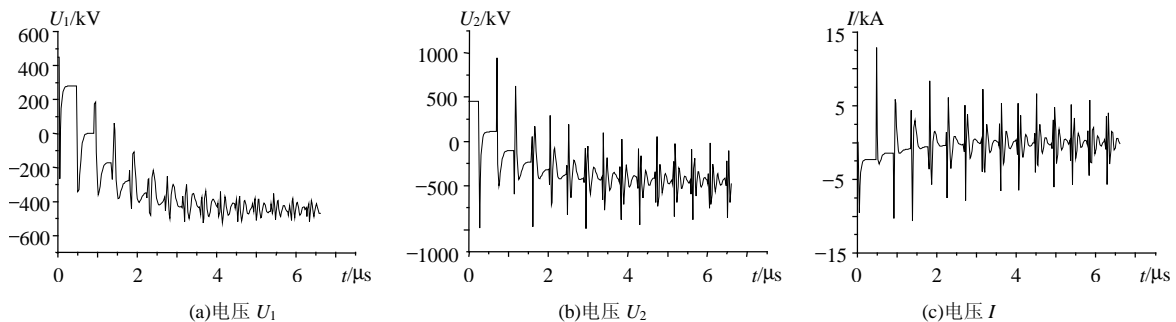


图10 基于单相简化模型快速暂态过程行波曲线
Fig.10 VFT curves based on one-phase simplified model

5 结论

(1) 三相同壳结构 GIS 快速暂态过程数值计算模型的核心是电感矩阵 L 和电容矩阵 C 。电感矩阵和电容矩阵中的所有元素是比值 R_2/R_1 和 d/R_1 的函数。即它们取决于 GIS 内导体半径和三相导体的偏心距离与 GIS 外壳内半径的相对比例大小。

(2) 在三相同壳结构 GIS 快速暂态过程模型中, 电感矩阵 L 和电容矩阵 C 的非对角线元素与对角线元素之比小于 20%。对角线元素对快速暂态过程起主导作用, 非对角线元素通常可以忽略; 三相同壳结构 GIS 可以用单相导体构建简化模型, 以便对快速暂态过程进行定性的分析, 但要对三相同壳结构 GIS 中 VFT 过电压进行定量分析, 还应采用三相模型。

参考文献

- [1] Working Group 33/109. Very fast transient phenomena associated with gas insulated substation[R]. Paris: CIGRE Report 33-13, 1988.
- [2] Vinod Kumar V. VFTO Computation in a 420kV GIS[C]. IEE Conference Publication 1 467, London, UK, 1999.
- [3] 张重远. GIS 隔离开关操作对二次设备的影响[J]. 高电压技术, 2002, 28(2): 5.
Zhang Chongyuan. The effects of operations of the disconnector switch on the secondary circuits in gas insulated substations[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(2): 5.
- [4] Tegopoulos J A, Kriezis E E. Eddy current distribution in cylindrical shells of infinite length due to axial currents, part I: shells of one boundary[J]. IEEE PAS-90, 1971, PAS-90(3): 1278.
- [5] 刘卫东, 金立军, 钱家骊, 等. 铁氧体磁环抑制 GIS 的 VFTO 的可能性[J]. 电工技术学报, 2002, 17(4): 22-25.
Liu Weidong, Jin Lijun, Qian Jiali *et al.* Possibility of Suppressing VFTO in GIS by Ferrite Rings[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(4): 22-25.
- [6] 尹晓芳, 于力, 刘广维. 封闭式组合电器隔离开关产生的过电压[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(7): 111-114.
Yin Xiaofang, Yu Li, Liu Guangwei. Overvoltage from gas insulated switchgear disconnector [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(7): 111-114.
- [7] 王国利, 郑毅, 郝艳捧. 用于变压器局部放电检测的超高频[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(4): 154-160.
Wang Guoli, Zheng Yi, Hao Yanpeng. Study on the ultra-high-frequency sensor for PD detection in power transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(4): 154-160.
- [8] 张重远, 梁贵书, 崔翔. 气体绝缘变电站内 PT 的特快速暂态仿真建模[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 84-87.
Zhang Zhongyuan, Liang Guishu, Cui Xiang. Modeling of potential transformers in gas insulated substation for the very fast transient simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 84-87.
- [9] 孙才新, 许高峰, 唐炬. 检测 GIS 局部放电的内置传感器的模型及性能研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 89-94.
Sun Caixin, Xu Gaofeng, Tang Ju. Model and performance of inner sensors used for partial discharge detection in GIS[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 89-94.
- [10] Smeets R P P. Disconnector switching in GIS: three-phase testing and phenomena[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, 15(1): 122-127.
- [11] Nojima K. Very fast transient overvoltages in gas insulated substation-modeling of three phase encapsulated bus[C]. 8th Symp. on High Voltage Eng., Yokohama, Japan, 1993.
- [12] Wang Hongli. Calculation of transient parameters and overvoltages in cable/gis power systems[C]. IEEE TECON'93, Beijing, China, 1993.
- [13] Brown G W, Rocamora R G. Surge propagation in three-phase pipe-type cables, part I-unsaturated pipe[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1976, 95(1): 89.

收稿日期: 2005-05-17。

作者简介:

康 宁 (1982-), 博士研究生, 研究方向为复杂系统建模与分析;
邹建华 (1964-), 教授, 博士生导师, 研究方向为高电压大电流测量和复杂系统建模与分析。