

220 kV MOA 带电测量相间干扰的研究与分析

何大猛¹, 王仲奕²

(1. 国网四川省电力公司检修公司, 四川 成都 610041;

2. 西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710049)

摘要: 提出了一种将“场”和“路”相结合的方法用于计算 220 kV MOA 带电测量相间干扰问题。并运用 ANSYS Maxwell 和 EMTP 软件联合仿真计算加以验证, 为 MOA 在线监测减小相间干扰提供了理论依据和切实可行的办法。仿真计算结果显示 A 相和 C 相受干扰影响比较明显, 而 B 相幅值和相位变化相对较小。

关键词: 金属氧化物避雷器(MOA); 相间干扰电流; 有限元法; 相间耦合电容; 带电监测

中图分类号: TM835 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6954(2019)01-0047-05

DOI: 10.16527/j.cnki.cn51-1315/tm.2019.01.010

Research and Analysis on Interphase Interference of On-line Measurement for 220 kV Metal Oxide Arrester

He Dameng¹, Wang Zhongyi²

(1. State Grid Sichuan Maintenance Company, Chengdu 610041, Sichuan, China;

2. School of Electric Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shanxi, China)

Abstract: A method combined with "field" and "circuit" is proposed to calculate the interphase interference of 220 kV metal oxide arrester. It is verified by the joint simulation with ANSYS Maxwell and EMTP, which provides a theoretical basis and a practical way to reduce interference effects. The simulation computation results show that the interference effect on phase A and phase C is more obvious, however the amplitude and phase changes of phase B are relatively small.

Key words: metal oxide arrester (MOA); interphase interference current; finite element method (FEM); interphase coupling capacitance; live line monitoring

0 引言

从 20 世纪 80 年代开始,金属氧化物避雷器(metal oxide arrester, MOA) 由于具有优越的非线性特性、耐受大幅值冲击电流能力强以及运行可靠性高,在中国得到了广泛应用。MOA 中的氧化锌电阻片作为重要的过电压保护元件,在长期运行中,会出现氧化锌电阻片劣化的问题,泄漏电流中的阻性电流分量不断增大,功耗变大,电阻片运行温度不断升高,发生热崩溃,发展到一定程度后将致使 MOA 爆炸。因此,监测持续运行电压下 MOA 的泄漏电流及其阻性分量,是判断 MOA 运行状态的重要手段。

正常情况下,避雷器的泄漏电流主要是容性电

流,而阻性电流只占很小一部分。运行中,被试避雷器自身存在的相间干扰,会影响带电测量的结果,使测量结果不能真实反映避雷器的运行状况。因此,准确、有效地分析 MOA 的相间干扰,可以使得带电监测的结果更能反映真实情况^[1-6]。

下面提出了一种“场”和“路”相结合的方法来计算 MOA 相间干扰,首先采用能比较精确处理多介质分布问题的有限元法来计算 MOA 杂散电容和相间耦合电容,再结合“路”的方法计算相间干扰电流。

1 计算原理

1.1 计算模型

220 kV 电压等级的 Y10W5-220/520W 型 MOA 由 2 节单元组成(忽略伞群),节与节之间用金

属法兰相连接,顶部有均压环罩入,底部由法兰和金属构架支撑。计算模型中各介质的相对介电常数如表1所示。

表1 各介质的相对介电常数

介质	绝缘杆	SF ₆	电阻片	瓷套	空气	金属
相对介电常数	5.6	1	740	5.0	1.0	1.0

分别给图1(a)的1至3号导体编号为V₁至V₃,图1(b)1至6号导体编号为V₁到V₆。

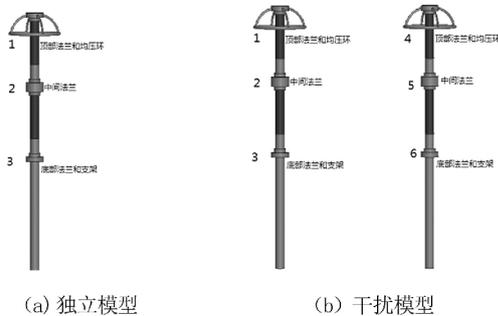


图1 有限元模型

1.2 有限元法计算耦合电容参数

电磁场理论表明电容参数与模型结构、接地体的位置有关,而与施加激励的频率、电压幅值无关,因此可在静电场条件下计算耦合电容参数。

针对模型,写出其相应的边值问题为

$$\text{在求解域内: } \nabla^2 \varphi = 0 \quad (1)$$

$$\text{高压端: } \varphi = U \quad (2)$$

$$\text{低压端: } \varphi = 0 \quad (3)$$

$$\text{大地: } \varphi|_{\text{大地}} = 0 \quad (4)$$

$$\text{无穷远: } \varphi|_{r \rightarrow \infty} = 0 \quad (5)$$

$$\text{介质分界面上: } \varphi_1 = \varphi_2 \quad \varepsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n} = \varepsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n} \quad (6)$$

$$\text{悬浮导体上: } \oint_{\Gamma} \frac{\partial \varphi}{\partial n} dS = 0 \quad (7)$$

对每个单元应用数学变换,并最终整理为一个统一的矩阵方程为

$$[K][\varphi] = [V] \quad (8)$$

式中:[K]为系数矩阵;[\varphi]为剖分单元节点的待求电位矩阵。

求解方程得到标量电位值。对于金属氧化物避雷器,内部包括很多导体,因此,需将电容的公式推广到多导体系统。对于多导体系统,根据式(9)导体电荷、导体间电压和导体间电容的矩阵关系式可得到分布电容。

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \\ Q_4 \\ Q_5 \\ Q_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & C_{15} & C_{16} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} & C_{25} & C_{26} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} & C_{35} & C_{36} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} & C_{45} & C_{46} \\ C_{51} & C_{52} & C_{53} & C_{54} & C_{55} & C_{56} \\ C_{61} & C_{62} & C_{63} & C_{64} & C_{65} & C_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \varphi_4 \\ \varphi_5 \\ \varphi_6 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 $C_{ij} = C_{i1} + C_{i2} + C_{i3} + C_{i4} + C_{i5} + C_{i6}$ $i=1, 2, 3, \dots, 6$ 。

1.3 相间干扰电流理论分析计算

求得耦合电容之后,根据基尔霍夫定律建立等效电路模型,就可以求得对应的电流值。在A相MOA底部的测量点所得到的电流*i_A*为A相MOA总的泄漏电流,如果只考虑相邻相MOA的影响,那么它主要包括本体泄漏电流和邻相MOA通过耦合电容在A相的1、2、3号导体上作用而产生的总耦合干扰电流*i_{BA}*。由于耦合干扰电流是通过电容耦合产生的,因此在相位上超前耦合电压90°,其向量关系如图2所示。

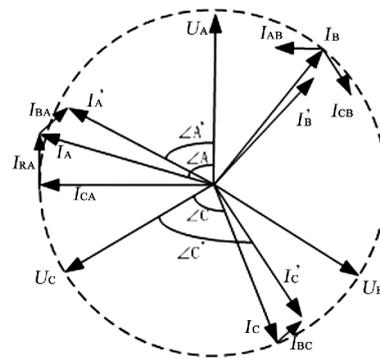


图2 仅考虑相邻耦合干扰情况下的MOA向量关系

从图2分析可知,考虑相间干扰后,A相MOA本体的持续电流*I'_A*是由未考虑干扰时的持续电流*I_A*和耦合干扰电流*I_{BA}*两部分组成,其中*I_A*又是由其本体产生的容性电流*I_{RA}*组成。耦合干扰电流*I_{BA}*的存在,致使*I_A*向滞后方向偏移了 $\angle A - \angle A'$ 。也就是说,由于耦合电流的存在,使得A相MOA的持续电流和运行电压的夹角变小,且持续电流的幅值也减小了,因此用投影法测得的阻性电流分量*I'_{RA} = I'_A cos φ_A*值就会比未考虑干扰时的*I_{RA}*值要大。

对于C相MOA,由于耦合干扰电流*I_{BC}*的作用,使得*I_C*向超前方向移动 $\angle C' - \angle C$ 至*I'_C*。换言之,耦合干扰电流使得C相MOA的持续电流和运行电压的夹角增大,且持续运行电流的幅值减小,则阻性电流分量*I'_{RC}*明显减小。

A相和C相MOA对B相的干扰相电流 I_{AB} 与 I_{CB} 为幅值相同的容性电流,且关于 I_B 的容性分量对称,所以B相MOA的持续电流容性分量减小,导致持续电流幅值减小,相位角也会有所减小。

综上所述,由于本组MOA的相间耦合,使得原有持续电流 $I_A、I_B、I_C$ 变成了 $I'_A、I'_B、I'_C$,新的持续电流不仅角度发生了变化,幅值也有所改变。如果原来 $I_A = I_B = I_C$,则有 $I'_A > I'_C > I'_B$,且电压电流的夹角为 $\varphi'_C > \varphi'_B > \varphi'_A$,且角度偏差为 $2^\circ \sim 3^\circ$ 。

2 仿真计算

应用电磁场有限元分析软件Maxwell 3D从“场”的角度计算出MOA的耦合电容值和杂散电容值,再运用电力系统和电子线路仿真软件EMTP的ATP程序搭建起相应的“路”模型,计算出相间干扰时的持续电流值。

2.1 有限元计算分布电容

应用电磁场有限元分析软件Maxwell 3D从“场”的角度计算出耦合电容值和杂散电容值,如表2、表3所示。

表2 独立MOA时的电容值 单位: pF

导体	V_1	V_2	V_3
V_1	72.586	-39.339	-2.228
V_2	-39.339	89.270	-34.250
V_3	-2.228	-34.250	94.962

表3 干扰时的耦合电容值 单位: pF

导体	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
V_1	72.70	-39.20	-2.14	-1.72	-0.70	-0.67
V_2	-39.20	89.30	-34.21	-0.70	-0.37	-0.45
V_3	-2.41	-34.2	96.20	-0.67	-0.45	-0.80
V_4	-1.70	-0.70	-0.67	72.70	-39.20	-2.15
V_5	-0.70	-0.37	-0.45	39.20	89.30	-34.20
V_6	-0.67	-0.44	-0.80	-2.15	-34.20	96.50

2.2 EMTP计算持续电流

由于C相与A相的距离较远,分布电容对泄漏电流的影响程度比较微弱,故忽略不计C相与A相之间的干扰。

2.2.1 B相对A相干扰分析

220 kV的MOA每节单元有33块电阻片,在正常运行时处于小电流区。电阻片的电阻 R 可以认为是固定值,其值为4400 k Ω 。所以,考虑杂散电容后,Y10W5-220/520W型MOA每相的简化模型如

图3所示。

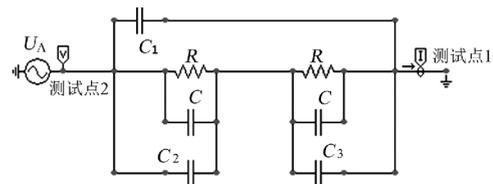


图3 A相MOA考虑杂散电容的简化模型

图3中: U_A 为最大持续运行电压峰值 $168.5 \times \sqrt{2}$ kV的正弦电压; R 为33块电阻片的串联电阻值; C 为MOA第1节、第2节单元的等效电容值; $C_1、C_2$ 分别为高压端对地和对中间法兰的杂散电容值; C_3 为中间法兰对地的电容值。在测试点1和测试点2处分别可以测得未受干扰时,A相MOA的持续运行电压和泄漏电流波形,如图4所示。

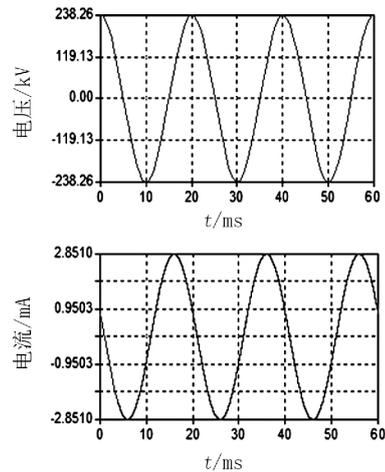


图4 未考虑相间干扰时A相MOA的持续运行电压、电流波形

从图4可以看出,A相MOA持续运行电压峰值为238.259 kV,泄漏电流幅值为2.851 mA;泄漏电流波形超前电压波形4.57 ms,即 $(4.57/20) \times 360^\circ = 82.26^\circ$,所以泄漏电流超前电压的相位角度为: $\varphi_A = 82.26^\circ$ 。根据投影法,可以计算出阻性分量幅值为0.384 mA。

仅考虑相邻B相MOA对A相的干扰后,其电路模型如图5所示。图5中 $C_{h1} - C_{h3}、C_{m1} - C_{m3}、C_{11} - C_{13}$ 分别为B相MOA的4、5、6号导体与A相MOA的1、2、3号导体间的耦合电容,计算结果如图6所示。

从图6可以看出,有B相MOA干扰后,A相MOA的持续运行电压峰值为238.259 kV,泄漏电流的峰值为2.798 mA;泄漏电流波形超前于电压波形4.454 ms,即 80.01° ,所以电流超前电压的相位角

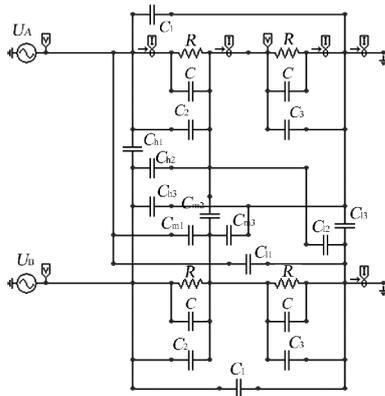


图5 B相对A相干扰的电路模型

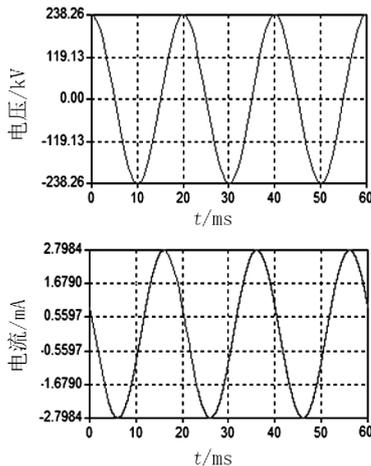


图6 B相MOA干扰时A相的持续运行电压、电流波形
 $\varphi'_A = 80.01^\circ$ 。根据投影法,可以计算出泄露电流阻性分量的幅值为0.485 mA。

对比图4和图6的计算结果,可以看出,由于B相的干扰,使得A相MOA的泄露电流从2.851 mA减小到了2.798 mA,减小了1.86%;电流超前电压的相位角从 82.26° 减小到了 80.01° ,减小了 2.25° ,然而电流的阻性分量幅值却从0.384 mA增加到0.485 mA,增加了26.30%。

2.2.2 B相对C相干扰分析

同理,只需把上述图3和图5中的正弦电压 U_A 换成C相持续运行电压 U_C 就可以求出关于C的干扰情况,如图7所示。由于C相的电压和电流都滞后A相 240° ,所以未受干扰时C相的相位角以及泄露电流及其阻性分量都和A相的一致。

从图7可以看出,有B相MOA干扰后,C相MOA泄露电流幅值为2.746 mA;泄露电流波形超前电压波形4.64 ms,即 83.52° 。根据投影法,可计算出C相泄露电流阻性分量幅值为0.310 mA。

对比未受干扰时的结果,可以看出,由于B相MOA的干扰,使得C相MOA的泄露电流减小了

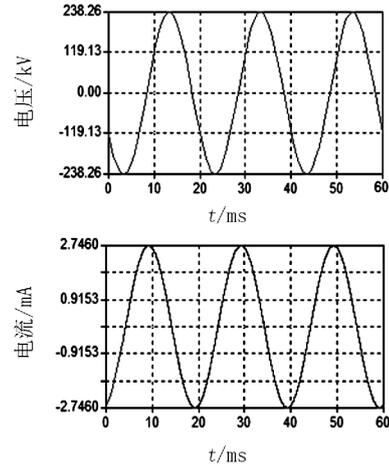


图7 B相MOA干扰时C相的持续运行电压、电流波形
3.683%,电流超前电压的相位角增加了 1.26° ,然而泄露电流的阻性分量幅值却减小了19.27%。

2.2.3 A相和C相对B相的干扰分析

将图3中的电压相角滞后 120° 就可以得到B相MOA单独运行时的结果,由于B相的电流也都滞后A相 120° ,所以未受干扰时B相的相位角以及泄露电流及其阻性分量都和A相的一致。

考虑相邻A相和C相MOA对B相的干扰后,其电路模型如图8所示,图中 $C_{A1} - C_{A9}$ 为A相对B相的耦合电容, $C_{C1} - C_{C9}$ 为C相对B相的耦合电容。仿真波形如图9所示。

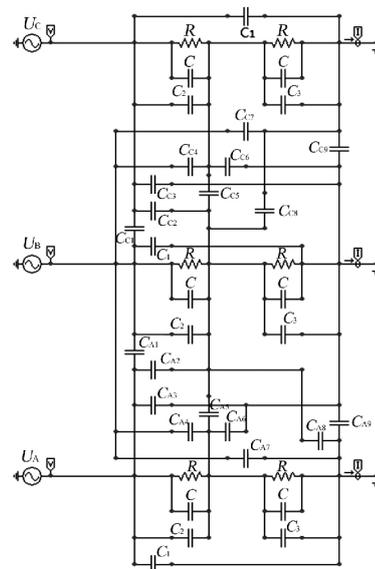


图8 A相和C相对B相干扰的电路模型

从图9可以看出,有A相和C相的干扰后,B相MOA泄露电流峰值为2.705 mA;泄露电流波形超前电压波形4.54 ms,即 81.72° 。根据投影法计算出C相泄露电流阻性分量幅值为0.390 mA。

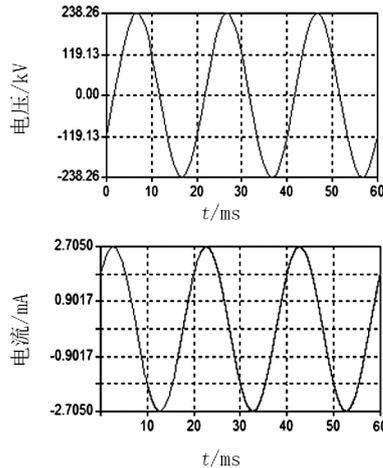


图9 有A相与C相MOA干扰时B相的持续运行电压、电流波形

对比干扰前后的计算结果,可以看出:由于A相和C相的干扰,使得B相MOA的泄漏电流减小了5.12%,泄漏电流超前电压的相位角减小了0.54°,而电流的阻性分量却增加了1.56%。

3 结果分析与讨论

上节仿真结果汇总见表4,可以看出:

1) 仿真数据验证了相与相之间通过耦合电容干扰,使得MOA的持续电流不仅相位角发生了变化,幅值也有所改变。如果原来 $I_A = I_B = I_C$,则有 $I'_A > I'_C > I'_B$,且电压电流的夹角为 $\varphi'_C > \varphi'_B > \varphi'_A$,而且性分量有 $I'_{RA} > I'_{RB} > I'_{RC}$ 。

2) 仿真数据中A、B、C三相的角度偏差分别为2.25°、0.54°、1.26°,这完全符合理论推导2°~3°的偏差范围。

3) A相和C相受B相干扰时,泄漏全电流变化幅度较小,但阻性分量变化幅度很大,分别为26.30%和19.27%;B相受A、C两相共同干扰时,全电流和阻性分量也略有变化:所以会对在线监测带来误差,尤其是阻性分量,这会影响对避雷器运行状况的正确判断。

表4 Y10W5-220/520W型MOA正常运行状态下仿真数据

参数	A	B	C
全电流 I_X /mA	2.798	2.705	2.746
阻性电流 I_{RP} /mA	0.485	0.390	0.310
容性电流 I_{CP} /mA	2.756	2.677	2.728
相角/(°)	80.01	81.72	83.52

4 结 语

针对相间干扰引起的误差,根据仿真电压、电流相位角的变化规律,建议采取相角适当修正的方法来减小相间干扰的影响,即:将所测量得到的 φ'_A 增加1°~2°, φ'_B 增大0.5°, φ'_C 相应减小2°~3°,幅值在 I'_B 基础上调大5%,这样就可以消除相间干扰所带来的误差了。

参考文献

- [1] 唐炬,苟海丰,张新强,等.用部分电容法计算和消除相间干扰[J].重庆大学学报,1999,22(6):41-46.
- [2] 杨殿成.金属氧化物避雷器带电测试干扰分析[J].高压电器,2009,45(5):130-132.
- [3] 赵伟,万德均,岳建民.金属氧化物避雷器带电测量相间干扰研究[J].仪器仪表学报,2006,27(1):87-90.
- [4] 张泽华.MOA带电测试的现场干扰问题[J].高电压技术,2001,27(104):73-74.
- [5] 胡道明,潘文霞.考虑两种干扰源下的MOA在线监测数学模型探讨[J].电力自动化设备,2004,24(12):67-69.
- [6] 徐志钮,赵丽娟,丁傲,等.一种新的MOA阻性电流提取算法[J].电力自动化设备,2010,30(12):47-51.
- [7] 王洪新,贺景亮.氧化锌避雷器在线监测中相间干扰的分析研究[J].高电压技术,1997,23(2):26-30.
- [8] 高峰,郭洁,徐欣,等.交流金属氧化物避雷器受潮与阻性电流的关系[J].高电压技术,2009,35(11):2629-2633.
- [9] 任新宇.模拟电荷法原理及其应用概述[J].科学之友,2009,4(11):1-3.
- [10] 丁品南,钟雅风,颜文.氧化锌避雷器阻性电流测量仪的研制及其应用[J].中国电力,2000,33(2):48-50.
- [11] 郭洁,何计谋,李晓峰.750kV金属氧化物避雷器电位分布研究[J].中国电力,2006,39(1):15-17.
- [12] 颜旭,陈绍东,江润志,等.自然雷电下氧化锌避雷器残压特征分析[J].中国电力,2013,46(7):72-76.
- [13] 周泽存.高电压技术[M].北京:中国电力出版社,2007.
- [14] 冯慈璋.工程电磁场导论[M].北京:高等教育出版社,2000.
- [15] 盛剑霓.工程电磁场数值分析[M].西安:西安交通大学出版社,1991.

作者简介:

何大猛(1988),硕士、工程师,研究方向为电气设备电磁分析与电力系统过电压防护。

(收稿日期:2018-09-12)