

一种新的 MOA 阻性电流提取算法

徐志钮,赵丽娟,丁 傲,律方成

(华北电力大学 生物质发电成套设备国家工程实验室,河北 保定 071003)

摘要: 根据小电流区金属氧化物避雷器(MOA)等值电路模型为非线性电阻和电容并联的原理分析了非线性电阻和电容产生的电流,指出二者之间存在正交关系,并进行了证明。在此基础上提出了一种获取 MOA 泄漏电流中阻性分量的方法。即使 MOA 电阻的非线性关系和晶介电容值未知时,理论上该方法仍然可以获得准确的阻性电流,且不受电压信号中存在谐波的影响,同时可以获得准确的晶介电容值。基于 Matlab 实现了多种算法,使用 MOA 模型仿真出了电压和泄漏电流信号,多种方法的计算结果中所提算法具有最小误差,电压谐波存在时误差均为 0;实验室实测了 10 kV MOA 的电压和泄漏电流,计算结果表明所提算法具有最高的稳定性。

关键词: MOA; 阻性电流; 容性电流; 正交性

中图分类号: TM 862

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)12-0047-04

0 引言

金属氧化物避雷器 MOA(Metal Oxide Arrester)具有体积小、造价低、保护性能优越、非线性特性好、通流量大、残压低等优点^[1],是电力系统中重要的过电压保护设备^[2-3]。MOA 在现场运行时容易出现受潮、老化和冲击劣化等故障,严重时甚至会导致避雷器的爆炸,严重影响系统的正常运行^[4]。MOA 阻性电流反映了避雷器运行状况,根据阻性电流及其谐波分量的变化结果能判断 MOA 性能,所以对运行中的 MOA 阻性电流进行离线测试和在线监测^[5-6]非常有必要。通常情况下 MOA 阻性电流仅占总泄漏电流的 5%~20%^[7],即使避雷器受潮和老化严重时总泄漏电流变化也不大,所以有必要从总泄漏电流中提取阻性电流的基波和 3 次谐波分量。

由于避雷器的非线性电阻和晶介电容无法直接获得,因此有必要研究阻性电流的提取方法。容性电流补偿法^[8-9]将电压微分后成为容性分量,根据容性电流与阻性电流的正交性获得泄漏电流中的容性分量,总泄漏电流减去容性电流即可获得阻性电流,但仪器中的微分电路未能实现完全的 90° 相移,且电压谐波存在时将产生误差^[10]。POW(Point-On-Wave)法^[11]根据半周期内容性电流波形关于 $\pi/2$ 原点对称,从而可以消去容性分量,但该方法没有考虑电压谐波的存在,因此谐波的幅值和相位将导致该算法的误差。谐波分析法^[12-13]将电压和电流信号用快速傅里叶变换(FFT)分解为各次谐波,文中默认为电压的各次谐波与阻性电流对应的各次谐波同相位,该特性对于线性电阻完全成立,但对于避雷器的非线性电阻

文中并没说明是否成立,更没有证明。以上算法在一定程度上利用 MOA 电压、阻性电流与容性电流的关系,为阻性电流的准确测量做出了贡献,但仍存在一些问题。

本文根据小电流区时 MOA 等值电路给出了 MOA 泄漏电流的表达式,通过分析指出了阻性电流和容性电流具有正交性,并进行了证明。通过对电压信号的微分获得与真实容性电流成比例的容性电流,微分可用 FFT 算法实现,根据容性电流和阻性电流的正交性得真实电容,真实容性电流可以通过电压信号微分后乘以真实电容获得,将总电流减去容性电流则可得阻性电流。用 MOA 模型仿真产生了电压和泄漏电流信号,同时在实验室中对 10 kV 的 MOA 实测了电压和泄漏电流信号,多种算法的分析结果验证了所提方法的有效性。

1 阻性电流与容性电流的正交性

正常运行时流过 MOA 内部的工频电流非常小,远小于 1 mA,这种情况下 MOA 处于小电流区,此时的 MOA 等值电路模型如图 1 所示^[14]。

图 1 中 R 为 MOA 的非线性电阻; C 为晶介电容; i_R 为阻性电流; i_C 为容性电流; i 为全泄漏电流; u 为加在避雷器上的电压。这些量满足如下关系:

$$i_R = f(u) \quad (1)$$

$$i_C = C \frac{du}{dt} \quad (2)$$

$$i = i_C + i_R \quad (3)$$

其中, $i_R = f(u)$ 为非线性电阻的电压与电流关系,是代

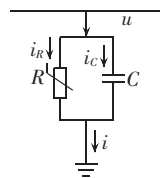


图 1 MOA 等效电路图

Fig.1 Equivalent circuit of MOA

数关系。

设施加于 MOA 上的电压信号周期为 T , 则 i_c 和 i_R 的乘积在一个周期 T 内的积分为

$$A = \int_0^T i_c(t) i_R(t) dt \quad (4)$$

将式(1)(2)代入式(4), 有

$$A = \int_0^T C \frac{du(t)}{dt} f(u(t)) dt \quad (5)$$

根据定积分的变量置换法, 式(5)变为

$$A = \int_{u(0)}^{u(T)} C f(u) du \quad (6)$$

因为 $u(T) = u(0) = U$, 所以式(6)为

$$A = \int_U^U C f(u) du = 0 \quad (7)$$

从式(7)可以看出, MOA 的阻性电流与容性电流满足正交关系, 而根据阻性电流与容性电流的正交性提取出阻性电流在原理上是最严谨的。

2 算法的原理

2.1 容性电流补偿法的原理

该方法是用电压传感器输出侧的电压信号来补偿容性电流分量进而得到阻性电流, 如日本计测器制造所研制的 LCD-4 阻性电流测试仪^[15]就是其中的代表, 其原理图如图 2 所示。

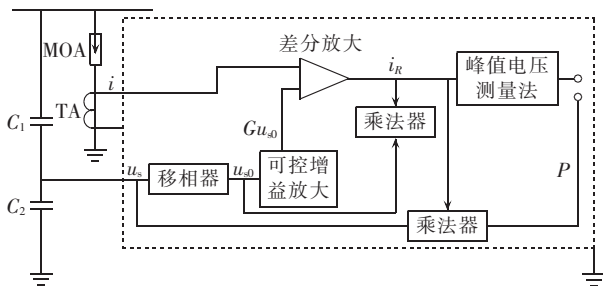


图 2 LCD-4 型 MOA 阻性电流在线监测系统原理图

Fig.2 Schematic diagram of resistive current online monitoring system for LCD-4 type MOA

该方法的思想就是利用阻性电流与容性电流的正交性原理, 通过自动调节 G 达到式(8)的平衡条件:

$$\int_0^{2\pi} u_{s0}(t) [i(t) - G u_{s0}(t)] d(\omega t) = 0 \quad (8)$$

其中, u_{s0} 为移相 90° 后的外加电压, 即与容性电流 i_c 同相位。这样当容性电流完全补偿掉时, $i - G u_{s0}$ 就是 i_R , 即阻性电流分量为

$$i_R(t) = i(t) - G u_{s0}(t) \quad (9)$$

图 2 中的移相器即微分电路由电阻和电容构成, 将输入电压施加于电阻与电容的串联电路上, 输出电压为电阻上的压降, 如图 3 所示。

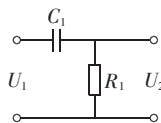


图 3 微分电路原理图

Fig.3 Schematic diagram of differential circuit

电压传递函数为

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

虽然容性电流补偿法原理上严谨, 但在实现上存在一个矛盾, $\omega R_1 C_1$ 越小, 相移越接近 90° , 但移相输出的电压信号太小, 对抗干扰提出了很高的要求; $\omega R_1 C_1$ 较大, 虽然抗干扰较简单, 但相移距 90° 偏大。因此, 实现时移相器并非对所有各次谐波都移相 90° , 而且不同次谐波移相角度不同, 而仪器内在的原理要求移相 90° ^[8], 这将在一定程度上导致仪器计算得到的阻性电流存在误差。如果电压存在谐波分量则理论上将会导致该算法算的阻性电流产生误差^[10]。因此, 必须加以研究作出改进。

2.2 本文算法原理

设施加于避雷器上的电压施加于 1 F 电容上时得到的容性电流记为 i'_c :

$$i'_c(t) = \frac{du(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} \quad (10)$$

其中, $i_c(t)$ 和 C 分别为第 2 节所指的避雷器真实容性电流和晶介电容。

泄漏电流 i 与 i'_c 的乘积在一个周期 T 内的积分为

$$B = \int_0^T i'_c(t) i(t) dt \quad (11)$$

将式(3)(7)(10)代入式(11), 有

$$B = \int_0^T i'_c(t) [i_R(t) + C i'_c(t)] dt = \int_0^T \left(\frac{i_c(t) i_R(t)}{C} + C i'^2_c(t) \right) dt = C \int_0^T i'^2_c(t) dt \quad (12)$$

结合式(11)(12)有避雷器电容:

$$C = \frac{\int_0^T i'_c(t) i(t) dt}{\int_0^T i'^2_c(t) dt} \quad (13)$$

i'_c 是电压信号通过微分获得, 本文是通过电压信号 FFT 后对各次谐波信号分别处理获得容性电流, 较之时域直接计算的方法这样能有效减少因为量化或随机等噪声给 i'_c 计算造成的误差。

设施加于避雷器上电压信号表示为

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^N U_k \sin(k\omega t + \alpha_k) \quad (14)$$

其中, U_k 和 α_k 通过对电压信号进行 FFT 计算获得。

i'_c 可以表示如下:

$$i'_c(t) = \sum_{k=1}^N k\omega U_k \sin\left(k\omega t + \alpha_k + \frac{\pi}{2}\right) \quad (15)$$

实际应用中电压信号 u 和电流信号 i 为已知量, 根据式(15)可以获得 i'_c , 将 i'_c 和 i 代入式(13)即可获得晶介电容 C 。

结合式(3)(10), 有阻性电流:

$$i_R(t) = i(t) - C i'_c(t) \quad (16)$$

获得阻性电流后根据傅里叶变换即可获得阻性电流的基波和 3 次谐波分量。

在以上推导时并未假定电压信号 $u(t)$ 满足特定的波形,因此,理论上电压信号含有谐波将不会导致本文算法产生误差。

3 算法的验证

3.1 仿真验证

用 MOA 阀片模型仿真获得电压和泄漏电流信号,由于容性电流补偿法实现时与微分电路(移相器)的参数关系较大,但具体参数选择未知,且该方法针对的是连续模拟信号,而本文仿真和实测获得的是离散数字信号,因此没有实现该算法,而实现了 POW 法、谐波分析法和本文算法计算阻性电流的基波和 3 次谐波分量,MOA 阀片模型采用小电流区的模型,其中阻性电流和电压的关系^[16]如下:

$$u = Bi_R^{\alpha} \tag{17}$$

MOA 的晶介电容是 600 pF,小电流区 α 取值为 0.1~0.25^[16],本文 $\alpha = 1/7$, B 为与 MOA 有关的常数。信号的频率为 50 Hz;采样时间长度为 0.1 s;采样频率为 10 kHz;为了使计算结果更具说服力,将基波与 3 次谐波的相角差不断变化分别获得仿真的电压和泄漏电流。图 4、5 分别为各种算法计算所得阻性电流基波和 3 次谐波的相对误差绝对值的均值。图中, r 为 3 次谐波与基波比值, e_1 为阻性电流基波相对误差, e_2 为阻性电流 3 次谐波相对误差。

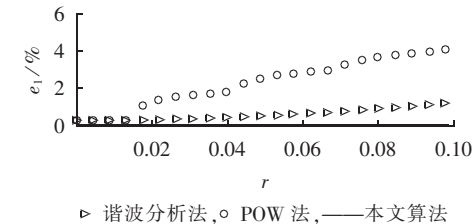


图 4 阻性电流基波误差随电压 3 次谐波变化
Fig.4 Fundamental resistive current error versus voltage third harmonic

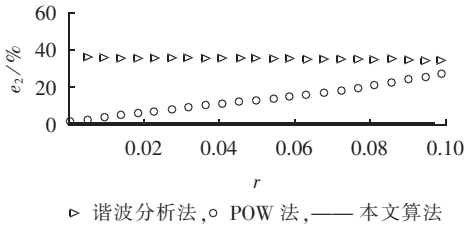


图 5 阻性电流 3 次谐波误差随电压 3 次谐波变化
Fig.5 Third harmonic resistive current error versus voltage third harmonic

从图 4 可以看出,随着电压 3 次谐波含量的增加,谐波分析法和 POW 法计算所得阻性电流基波分量误差逐渐增大,其原因是它们求解时的假设与理论的等值电路模型多少存在一些偏差,但本文算法随电压谐波含量的增加则误差没有增大,始终为 0。从图 5 可以看出,对于阻性电流 3 次谐波,POW 法的误差随着 3 次谐波分量的增加而增大。相对而言谐波分析

法的误差更大一些,它的计算误差在电压 3 次谐波含量很小时就具有较大的值,这是因为电压 3 次谐波幅值很小时,阻性电流的 3 次谐波主要由基波电压决定,而电压 3 次谐波与基波相位差导致了计算结果可能存在较大的误差,随电压 3 次谐波基本不变。因此,当谐波存在或稍大时以上 2 种算法计算阻性电流 3 次谐波时可能存在误差,甚至较大,有可能会使基于阻性电流的 MOA 故障诊断出现误判,这对施加于 MOA 上的电压信号提出了一定的要求。而在电压 3 次谐波的变化范围内,本文提出算法误差均为 0,与第 2 节分析结果一致。本文算法计算所得电容值为 600 pF,与实际值完全一致,另外 2 种算法实现时并不能直接获得电容,可在获得的电压和容性电流后通过最小二乘的方式获得电容值。

3.2 实验验证

避雷器选用型号为 HY5WS-17/50 的合成绝缘 MOA,对试品施加有效值为 10 kV 的交流电压,用电容分压器和无感电阻分别取出电压和泄漏电流信号后接入示波器显示和存储,试验电路如图 6 所示。

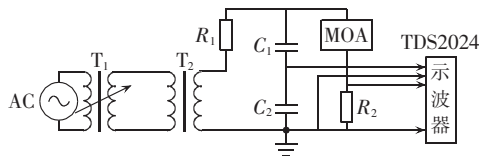


图 6 测量 MOA 泄漏电流接线图
Fig.6 Circuit for MOA leakage current measuring experiments

图 6 中, T_1 为自耦调压器; T_2 为 YDJ5/50 型工频试验变压器; R_1 为保护电阻; C_1 、 C_2 为电容分压器,变比为 5 000; R_2 为无感取样电阻,20 k Ω 。采样频率为 25 kHz,采样时间为 0.1 s,重复测量 12 组电压和电流信号。3 种算法计算所得阻性电流的基波和 3 次谐波的统计情况如表 1、2 所示。

表 1 阻性电流基波计算结果
Tab.1 Calculative results of fundamental resistive current

算法	均值	最大值	最小值	标准差
谐波分析法	1.80×10^{-2}	1.83×10^{-2}	1.79×10^{-2}	1.19×10^{-4}
POW 法	1.30×10^{-2}	1.57×10^{-2}	1.16×10^{-2}	1.29×10^{-3}
本文算法	1.80×10^{-2}	1.83×10^{-2}	1.79×10^{-2}	1.19×10^{-4}

表 2 阻性电流 3 次谐波计算结果
Tab.2 Calculative results of third harmonic resistive current

算法	均值	最大值	最小值	标准差
谐波分析法	1.93×10^{-3}	2.16×10^{-3}	1.70×10^{-3}	1.35×10^{-4}
POW 法	4.36×10^{-3}	5.29×10^{-3}	3.54×10^{-3}	5.78×10^{-4}
本文算法	3.41×10^{-3}	3.69×10^{-3}	3.17×10^{-3}	1.52×10^{-4}

从表 1 可见,针对阻性电流基波的测量,谐波分析法和本文算法的稳定性都非常高,二者均值、最大值、最小值都非常接近,而且标准差均小于均值的 1%,这在一定程度上验证了 2 种算法获得结果的可靠

性。谐波分析法测量结果准确性高的原因初步分析是因为实际的电压和非线性电阻特性综合导致阻性电流的基波和容性电流的基波相位差刚好为 90° , 故谐波分析法精确度较高。POW 法误差相对较大, 标准差为均值的 10% 左右, 这是因为电压信号中存在谐波分量, 导致算法误差增加。

从表 2 可见, 虽然针对的是同样的信号, 3 种算法计算得到的阻性电流 3 次谐波存在较大的差别, 因此, 算法的选择要谨慎。其中, 谐波分析法得到的阻性电流 3 次谐波幅值最小, 但多次测量结果的标准差却与本文算法接近, POW 法得到的阻性电流 3 次谐波幅值与本文算法的相近, 但标准差却是本文算法的 4 倍左右。因此, 本文算法具有最高的稳定性, 这与同一个避雷器在承受同一电压源情况下阻性电流相同吻合, 从而验证了本文方法的有效性。

4 结论

证明了 MOA 阻性电流与容性电流存在正交性, 提出了一种新的 MOA 阻性电流提取方法, 该方法根据阻性电流和容性电流存在的正交性, 通过 FFT 算法实现对电压信号的微分, 在理论上能完全补偿容性电流分量获得阻性电流, 具有很好的严谨性, 同时能获得 MOA 的等效电容。针对仿真的 MOA 电压和泄漏电流信号, 结果表明本文算法随电压谐波的增加误差始终为 0, 针对实测 10 kV MOA 的电压和泄漏电流信号的阻性电流, 计算结果表明本文算法具有最高的稳定性, 从而验证了本文算法的有效性。

参考文献:

- [1] 赵智大. 高电压技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 1998: 183-185.
- [2] 张玲. 高压并联电容器的过电压及防护[J]. 电力自动化设备, 1999, 19(5): 14-16.
ZHANG Ling. The prevention of over voltage on high voltage shunt capacitor[J]. Electric Power Automation Equipment, 1999, 19(5): 14-16.
- [3] 何云虎. 氧化锌避雷器在电力系统中的应用[J]. 电力自动化设备, 2001, 21(6): 51-54.
HE Yunhu. Applications of MOA in power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2001, 21(6): 51-54.
- [4] 颜湘莲. 电力系统中金属氧化物避雷器的监测与诊断[J]. 电力自动化设备, 2003, 23(2): 79-82.
YAN Xianglian. Monitoring and diagnosis of MOV surge arrester in power networks[J]. Electric Power Automation Equipment, 2003, 23(2): 79-82.
- [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.
HU Daoming, PAN Wenxia. MOA model for on-line monitoring based on two interference sources[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(12): 67-69.
- [6] 周念成, 邓选民, 赵渊, 等. 采用无线通信技术的避雷器检测器[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(11): 89-90.
ZHOU Niancheng, DENG Xuanmin, ZHAO Yuan, et al. Arrester monitor using wireless communication technology[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(11): 89-90.
- [7] 严璋. 电气绝缘在线检测技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 1995: 28.
- [8] 常越, 钱家骊. LCD-4 仪器检测三相氧化锌避雷器阻性电流的分析[J]. 高电压技术, 1995, 21(2): 77-80.
CHANG Yue, QIAN Jiali. Analysis on resistive leakage current of ZnO surge arresters detected by LCD-4 instrument[J]. High Voltage Engineering, 1995, 21(2): 77-80.
- [9] 汲胜昌, 杨兰均, 李彦明, 等. 在线监测氧化锌避雷器的容性电流补偿法[J]. 高电压技术, 2000, 26(4): 16-18.
JI Shengchang, YANG Lanjun, LI Yanming, et al. The capacitive current compensation method for ZnO surge arrester's on-line monitoring[J]. High Voltage Engineering, 2000, 26(4): 16-18.
- [10] 常越, 钱家骊. LCD-4 仪器检测单相氧化锌避雷器阻性电流的分析[J]. 高电压技术, 1995, 21(4): 37-38.
CHANG Yue, QIAN Jiali. Analysis on resistive leakage current of ZnO surge arresters detected LCD-4 instrument[J]. High Voltage Engineering, 1995, 21(4): 37-38.
- [11] 罗勇芬. 金属氧化物避雷器在线监测集散系统研究[D]. 西安: 西安交通大学电气工程学院, 2003.
LUO Yongfen. Study on metal-oxide-arrester on-line monitoring distributed-control-system[D]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University, 2003.
- [12] 胡道明. 基于谐波分析法的 MOA 在线监测数学模型的研究[D]. 南京: 河海大学电气工程学院, 2005.
HU Daoming. Investigation of the MOA's model monitoring on-line based on harmonic-analysis method[D]. Nanjing: Hohai University, 2005.
- [13] 都延星, 申忠如, 陈继明, 等. 应用高精度 FFT 算法的 MOA 泄漏电流测试仪[J]. 电瓷避雷器, 2003(4): 45-48.
DU Yanxing, SHEN Zhongru, CHEN Jiming, et al. Leakage current tester of MOA based on windows and interpolated FFT[J]. Insulators and Surge Arresters, 2003(4): 45-48.
- [14] 何金良, 屠幼萍. 氧化锌非线性电阻的等效计算模型[J]. 高压电器, 1998, 34(6): 50-54.
HE Jinliang, TU Youping. Equivalent calculation model of ZnO nonlinear resistance[J]. High Voltage Apparatus, 1998, 34(6): 50-54.
- [15] 丁国成. 金属氧化物避雷器在线监测的基础研究[D]. 保定: 华北电力大学电气工程学院, 2006.
DING Guocheng. Fundamental study of on-line monitoring for metal oxide surge arrester[D]. Baoding: North China Electric Power University, 2006.
- [16] 梁毓锦. 金属氧化物非线性电阻在电力系统中的应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 1997: 25.

(编辑: 李 玲)

作者简介:



徐志钰

徐志钰(1979-), 男, 浙江苍南人, 讲师, 博士研究生, 从事电力系统外绝缘、电气设备状态监测与故障诊断及电力系统谐波分析方面的研究 (E-mail: wzcjxx@sohu.com);

赵丽娟(1981-), 女, 河北涿源人, 助教, 硕士, 从事光纤通信与传感以及数字信号处理方面的研究;

丁 傲(1987-), 女, 吉林长春人, 硕士研究生, 从事电气设备状态监测与故障诊断及电力系统稳定方面的研究;

律方成(1963-), 男, 内蒙古赤峰人, 教授, 博士研究生导师, 博士, 主要从事电气设备状态监测与故障诊断、高电压与绝缘技术方面的教学和研究。

Calculation of MOA resistive current

XU Zhiniu,ZHAO Lijuan,DING Ao,LÜ Fangcheng

(National Engineering Laboratory for Biomass Power Generation Equipment,
North China Electric Power University,Baoding 071003,China)

Abstract: The equivalent circuit model of MOA(Metal Oxide Arrester),which is the paralleling of nonlinear resistor and capacitor,is analyzed and the orthogonal relation between resistive and capacitive currents is proved. A method to calculate the resistive component of MOA leakage current is presented. Theoretically, even if the nonlinearity of resistor and capacitance are unknown,accurate resistive current and capacitance of MOA can be obtained,immune from the voltage harmonics. Several algorithms of MOA resistive current calculation are realized with Matlab and used to calculate the resistive current based on the simulated voltage and leakage current signals of MOA model,which indicates that,the proposed method has the smallest error,being zero even when voltage has harmonics. The actual voltage and leakage current signals of 10 kV MOA are obtained by experiments and the proposed method has the highest stability.

This work is supported by the National Basic Research Program of China(973 Program)(2009CB724508).

Key words: MOA; resistive current; capacitive current; orthogonality