

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2017.04.026

暂态电磁干扰通过电子式互感器的传导耦合效应研究

辛伟峰¹, 王 栋¹, 寇晓适¹, 付海金¹, 李 朋², 耿英三³, 张国钢³

(1. 国网河南省电力公司电力科学研究院, 郑州 450052; 2. 国网河南省电力公司商丘供电公司, 河南 商丘 476000
3. 西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049;)

摘要: 为了研究开关操作产生的特快速暂态过程(VFT)通过电子式互感器的传导耦合效应, 需要求解其高频传递函数。为此, 提出了一种求解电子式电流互感器(ECT)高频传递函数的新方法。首先根据其物理结构尺寸确立ECT的高频分布参数模型, 用矢量匹配法(vector fitting method), 采用有理函数拟合其频域传递函数, 并且进行适当的降价处理, 最后利用该传递函数计算了VFT通过ECT传导耦合到采集器端口的干扰电压。通过一个实例的仿真计算和测量验证了该方法的有效性。

关键词: 电子式电流互感器; 特快速暂态过程; 矢量匹配法; 高频传递函数

Study on the Conducted Coupling Effect Way Through the Electronic Transformer Under Transient Electromagnetic Interference

XIN Weifeng¹, WANG Dong¹, KOU Xiaoshi¹, FU Haijin¹, LI Peng²,
GENG Yingsan³, ZHANG Guogang³

(1. State Grid Henan Electrical Power Research Institute, Zhengzhou 450052, China; 2. State Grid Shangqiu Electric Power Supply Company, Henan Shangqiu 476000, China; 3. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: For an accurate simulation of the conducted coupling effect caused by very fast transients (VFT), solving the high frequency transfer function of the electronic current transformers (ECT) is of vital importance. In this paper, a new method for solving the high frequency transfer function of ECT is proposed. Firstly, according to the physical structure size of ECT, the high frequency distribution parameter model of ECT is established. The frequency response is approximated by means of vector fitting method using rational function consisting of real poles as well as complex conjugate poles and zeros, and the order of the transfer function is reduced according to the practical needs. At last, the conducted coupling interference voltage to the collector port is calculated by the transfer function. The simulation and the measurement results of a real ECT confirm the validity of the proposed method.

Key words: electronic current transformer; very fast transient; vector fitting method; high frequency transfer function

0 引言

为了提高电子式互感器的质量和性能, 促进电子式互感器的工程应用, 2011 年国家电网公司在电力工业电气设备质量检验检测中心组织进行了电子式互感器电磁兼容试验检测工作。其中包括了 24 个厂家的 41 台 110 kV 电压等级的电子式电压互感器(electronic voltage transformer, EVT)和 ECT 样

品, 几乎囊括了当前国内外较有生产能力的绝大部分电子式互感器制造厂家。在部分电磁兼容检测项目中提高了检测标准, 高于国家标准规定, 并且增加特殊试验项目模拟现场运行情况以考核电子式互感器的电磁兼容性能, 最终只有 5 台样机完全通过测试。通过对试验结果的分析发现其中因为电磁兼容导致产品故障的故障率>50%。这一检测结果和工程实际应用故障率基本相符。其中最突出的是隔

收稿日期: 2016-11-10; 修回日期: 2016-12-30

基金项目: 国网科技指南项目。

Project Supported by SGCC Technology Program.

离开关操作时电子式互感器发生故障和输出异常事故,导致无法投运^[1-5]。

电子式电流互感器 ECT 原理结构图见图 1。一次传感头感应电流或电压信号后,转换为小电压信号通过屏蔽线传输到前端采集器。电子式互感器的采集器有信号输出、信号输入、外壳和电源输入等 4 类端口,因为采集器处于高压侧,因此电磁干扰通过这些端口影响到采集器的正常工作,并且会进一步影响到合并单元^[6-11]。

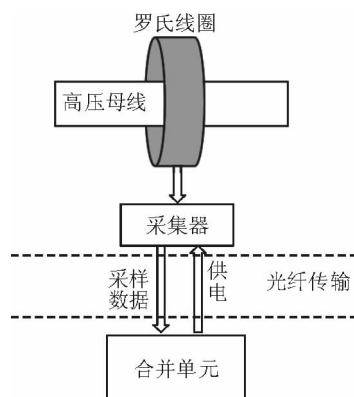


图 1 ECT 原理结构图

Fig. 1 Schematic diagram of ECT

1)信号输入端口的电磁干扰。开关操作引起的暂态过程对采集器的耦合方式有 2 种类型:传导耦合和辐射耦合。对于采用光电原理的传感器,一般采用光纤传输信号,可以有效的阻止电磁干扰信号传导耦合到二次设备端口;对于采用传统的电磁感应原理的传感器,一般用屏蔽电缆传输信号,电磁干扰不可避免的会随着电缆耦合至二次设备端口,特别对于采用罗氏线圈的传感器尤为严重。通常在一次设备上安装电子式互感器的采集器,一次母线与采集器之间经过电缆连接,暂态过电压/电流会通过罗氏线圈传导耦合到采集器端口,另外还有会通过电磁场辐射耦合对采集器造成电磁干扰。

2)电源端口电磁干扰。电子式互感器采集器电源来自 2 个方面:①在传感部分,一次电流为取能线圈直接供能,经 AC/DC 转换,为采集器供电;②由合并器通过光纤为采集器供电。空间电磁场感应和电源线传导会在电源端口引起电磁干扰。

3)外壳端口干扰源。暂态电磁脉冲和暂态地点位升(transient ground potential rise,简称 TGPR)都会对外壳端口产生电磁干扰,尤其对嵌在 GIS 壳体的采集器电子部分和站内各种二次测量和保护装置造成干扰。

1 矢量匹配法原理

矢量匹配法(vector fitting method)^[12]采用一阶有理分式和的形式对频域函数进行逼近,是文[13-14]提出的一种稳定、有效的拟合方法。作者先后用该方法对架空线和电力变压器的有关频变参数进行了拟合分析,得到了满意的结果。矢量匹配法特别适用于含有频变参数的一些建模问题,相比与其他拟合方法具有以下 3 个优势^[15]:

1)在一个宽频范围内对某一实测频率响应应用高阶的有理函数(复频率为变量)进行拟合时,矢量匹配法可以进行很好的拟合,而其他的拟合方法会碰到数值问题,尤其是对于有噪声的频率响应拟合时数值问题更为突出。

2)矢量匹配法不用预计曲线的极点零点,可以使用实数的极点拟合平滑的曲线,对于具有谐振点的曲线可以使用共轭复数对的极点进行拟合。

3)原理上可以通过求解两个线性最小二乘方程组直接寻优。迭代次数少,速度快。为了保证拟合函数的稳定性可以选择不同的拟合条件。

该方法用有理函数近似拟合频率响应 $H(s)$,首先将频率响应写为极点/留数形式

$$H(s) \approx \sum_{i=1}^m \frac{c_i}{s-a_i} + d + sh. \quad (1)$$

式(1)中:留数 c_i 和极点 a_i 可以是实数或者共轭复数对;参数 d 和 h 可选择,它们都是实数。

为此引入初始极点 $\bar{a}_i(i=1, 2, K, m)$,以及试探函数 $\lambda(s) = 1 + \sum_{i=1}^m \frac{\bar{c}_i}{s-\bar{a}_i}$,用函数 $\lambda(s)$ 与 $H(s)$ 相乘,可得

$$\lambda(s)H(s) = \left(1 + \sum_{i=1}^m \frac{\bar{c}_i}{s-\bar{a}_i}\right) H(s) \approx \sum_{i=1}^m \frac{c_i}{s-\bar{a}_i} + d + sh. \quad (2)$$

注意式(2)中有理函数近似式 $\lambda(s)$ 与 $\lambda(s)H(s)$ 的有理近似式有相同的极点。此式整理可得到

$$d + sh + \sum_{i=1}^m \frac{c_i}{s-\bar{a}_i} - \left(\sum_{i=1}^m \frac{\bar{c}_i}{s-\bar{a}_i}\right) H(s) = H(s). \quad (3)$$

式(3)是关于未知变量 $d, h, c_i, \bar{c}_i$ 的线性方程,对于某个给定的频率点 s_k

$$A_k x = b_k. \quad (4)$$

$$\text{式(4)中: } A_k = \begin{bmatrix} \frac{1}{s_k - \bar{a}_1} L & \frac{1}{s_k - \bar{a}_m} L & 1 & -\frac{H(s_k)}{L} \end{bmatrix};$$

$$x = [c_1 L \ c_m L \ d + s_k h \ \bar{c}_1 L \ \bar{c}_m L]; b_k = H(s_k).$$

当在关心的频段内取多个采样点时,式(4)变为一个超定方程组,通过最小二乘法求解可得到未知

变量。

$\lambda(s)$ 与 $\lambda(s)H(s)$ 的极点/零点形式为

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda(s) = \frac{\prod_{i=1}^m (s - \bar{z}_i)}{\prod_{i=1}^m (s - \bar{a}_i)} \\ \lambda(s)H(s) = h \frac{\prod_{i=1}^{m+1} (s - \bar{z}_i)}{\prod_{i=1}^m (s - \bar{a}_i)} \end{array} \right. \quad (5)$$

由于 $\lambda(s)$ 与 $\lambda(s)H(s)$ 有相同的极点,得到

$$H(s) = h \frac{\prod_{i=1}^{m+1} (s - \bar{z}_i)}{\prod_{i=1}^m (s - \bar{z}_i)} \quad (6)$$

式(6)表明 $H(s)$ 的极点正好是 $\lambda(s)$ 的零点。因此,可以通过计算 $\lambda(s)$ 的零点得到 $H(s)$ 的一组极点。当新极点与初始极点相差不大时,结束求解过程,否则重复式(3)~(6)。上述过程涉及的运算只有线性方程组的求解,而这些方程系数矩阵的条件数一般不会随阶数的提高而增大,因此矢量匹配法可用于高阶或者宽频率范围有理函数的逼近。

从理论上来说,可以直接求解式(6),得到 $H(s)$ 的留数,但计算误差较大。把 $\lambda(s)$ 的零点作为 $H(s)$ 的极点代入式(1)计算,得到的结果更准确。这同样是求解一组冗余方程 $\mathbf{Ax}=\mathbf{b}$,其中 $\mathbf{x}$ 是由未知变量 d 、 h 和 c_i 组成的列向量。

初始极点的选择比较重要,一般在关心的频率范围内选取。对于光滑的函数曲线,一般选择实数作为初始极点。而对于有谐振点的函数曲线,一般选择包含共轭的复数对作为初始极点,并且复数实部相比与虚部很小。初始极点的分布类型分为线性和对数2种,分布类型指的是复数对初始极点的虚部分布类型,因实部与虚部有一定的倍数关系,故实部具有与虚部相同的分布规律。采用线性和对数分布各有优势,采用线性分布,可以拟合出更精确的曲线高频段部分;而采用对数分布,可以拟合出更精确的曲线低频段部分。

被拟合的函数决定了极点的个数和拟合次数,通常情况下,为了追求拟合函数的精确性,需要选取的极点数越多、拟合次数越高,但过高的拟合阶数(极点数)降低拟合的效率,使拟合函数复杂化。所以,极点个数的选择是平衡拟合函数的精度和拟合效率来确定。一般情况下,对于在关心的频率范围

内,含有 N 个谐振点的曲线,则拟合的逼近有理函数至少要有 $2N$ 个极点。

2 ECT的高频电路模型

对于频率较高的信号,电压、电流信号的波长和电子式互感器电路的尺寸比较接近时,电场和磁场的能量在空间的分布参数影响变大,不可忽略,此时适用于分布参数模型。因此把罗氏线圈在高频模型可以用传输线模型进行分析。罗氏线圈的高频模型由分布参数电路构成见图2,电路分布参数都是单位长度的值,罗氏线圈被等效为传输线模型^[6]。

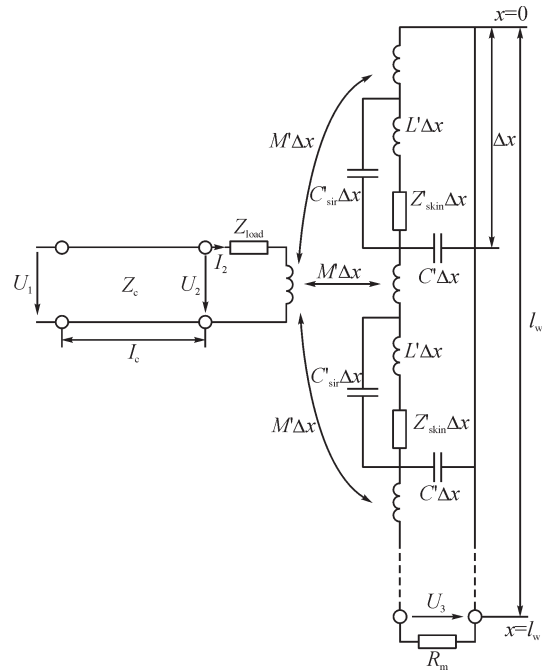


图2 罗氏线圈的高频模型

Fig. 2 High frequency model of rogowski coil

图2中: L' 为单位长度的自感; M' 为单位长度的互感系数; C_{sr}' 为线圈匝间电容; C' 为单位长度上线圈与屏蔽壳之间的电容; Z_{skin}' 为铜导线内阻抗; l_w 为罗氏线圈铜导线的总长度; R_m 为测量电阻。

罗氏线圈等效电路中的参数计算公式如下

$$Z_{skin}' = \frac{\gamma}{2\pi r_w \sigma_w} \cdot \frac{I_0(\gamma_s r_w)}{I_1(\gamma_s r_w)} \quad (7)$$

式(7)中: $\gamma_s = \sqrt{j\omega\mu_0\mu_w\sigma_w}$; r_w 为铜导线的半径; σ_w 为铜的电导率; I_0 和 I_1 为第一类贝塞尔函数; μ_w 为铜导线的相对磁导率; ω 为角频率。

$$L_T = \frac{\mu_0 h N^2}{\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (8)$$

式(8)中: h 为骨架厚度; D 为骨架外半径; d 为骨架内半径; N 为线圈匝数。

$$L_L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2H}{r_w}\right) \quad (9)$$

L_L' 代表罗氏线圈单位长度的漏感,罗氏线圈的匝数越少,漏感就会越大; H 是骨架和屏蔽层之间的距离。

所以,罗氏线圈单位长度的总电感 L' 为

$$L' = \frac{L_T}{l_w} + L_L'。 \quad (10)$$

罗氏线圈单位长度的互感 M' 为

$$M' = \frac{\mu_0 h N}{2\pi l_w} \ln\left(\frac{D}{d}\right)。 \quad (11)$$

罗氏线圈单位长度的分布电容 C' 为

$$C' = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{2H}{r_w}\right)l_w}。 \quad (12)$$

式(12)中, $l_s = l_w - Nh$ 。

从这个罗氏线圈的数学模型可以推导出罗氏线圈的传递函数为

$$H(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{j\omega M' R_m Z_0 \sin[h(\gamma l_w)]}{Z_s \{Z_0 \sin[h(\gamma l_w)] + R_m \cos[h(\gamma l_w)]\}}。 \quad (13)$$

根据欧拉恒等式, $\cot[h(\gamma l_w)] = j \cot(j\gamma l_w)$, 因此上式又可变化为

$$H(j\omega) = \frac{j\omega M' R_m}{Z_s - [\omega C' R_m \cot(j\gamma l_w)]/\gamma}。 \quad (14)$$

式(14)中: $U_2(j\omega)$ 为测量电阻 R 上的电压信号的拉氏变换; $I_1(j\omega)$ 为被测电流信号的拉氏变换; Z_0 为罗氏线圈的波阻抗,其求解公式为

$$Z_0 = \frac{\sqrt{-(Z_{\text{skin}}' + j\omega L')}}{\sqrt{\omega^2 C_{\text{str}}' C' (Z_{\text{skin}}' + j\omega L' + \frac{1}{j\omega C_{\text{str}}'})}}; \quad (15)$$

$$Z_s = \frac{(Z_{\text{skin}}' + j\omega L') \frac{1}{j\omega C_{\text{str}}'}}{Z_{\text{skin}}' + j\omega L' + \frac{1}{j\omega C_{\text{str}}'}}。 \quad (16)$$

罗氏线圈的传播常数 γ 为

$$\gamma = \sqrt{\frac{Z_{\text{skin}}' + j\omega L'}{Z_{\text{skin}}' + j\omega L' + \frac{1}{j\omega C_{\text{str}}'}} \cdot \frac{C'}{C_{\text{str}}'}}。 \quad (17)$$

式(15)–(17)中, C_{str}' 为线圈匝间电容。其电容值很难通过理论计算,如果只计及相邻两匝间的电容,则单位长度罗氏线圈匝间等效电容表达式为

$$C_{\text{str}}' = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{m}{kr_w}\right)}。 \quad (18)$$

式(18)中: ϵ_0 为真空介电常数; ϵ_r 为介质相对介电常数; m 为相邻两匝之间距离。

3 实例验证

文中用于仿真计算的罗氏线圈结构参数和分布参数计算结果见表 1^[7]。

表 1 罗氏线圈结构参数和分布参数

Table 1 Structure and distributed parameter of Rogowski coil

罗氏线圈结构参数	参数值	高频分布参数	计算结果
骨架外半径/mm	110	线圈电容/pF	0.50
骨架内半径/mm	90	与屏蔽壳互电容/pF	18.56
骨架厚度/mm	20	线圈内阻/ Ω	0.304 8
线圈匝数/个	1 440	自感/nH	4 312.00
绕线直径/mm	0.2	互感/nH	119.78

利用上述的罗氏线圈分布参数模型,求得其传递函数,频率从 100 Hz~100 MHz。采用矢量匹配法拟合其频响特性,拟合结果见图 3。从图 3 可以看出,该频域传递函数有 2 个明显的拐点,拟合的阶数(极点数)为 36 阶时可以达到满意的效果。在拟合时,选择 $h=0$,即拟合函数的分子与分母的阶数相同,最终常数项 $d=0.683 1$ 。

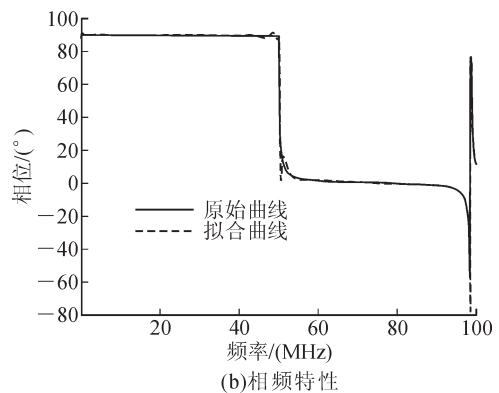
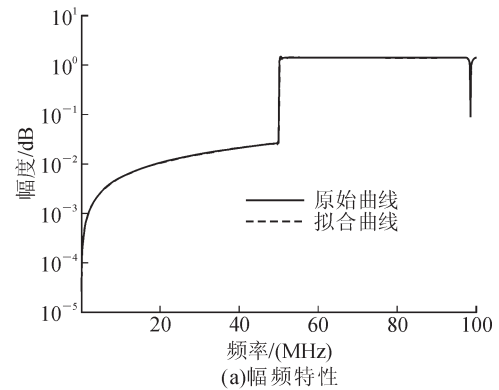


图 3 传递函数幅频特性和相频特性

Fig. 3 Amplitude-frequency and phase-frequency characteristic of transfer function

从图 3 中还可以看到,原始曲线(实线所示)与拟合曲线(虚线所示)吻合得相当好。拟合传递函数的各项参数见表 2。

在对变压器、互感器等设备的高频传递函数进行有理函数拟合时,为了得到准确的拟合结果,往往需要很高的拟合阶数(极点数),用电路实现时,建

表2 传递函数拟合多项式的极点和留数

Table 2 Poles and residues of transfer function

序号	极点	留数	序号	极点	留数
1	1 000+100 000i	-0.000 059+0i	19	-32 800 000+324 700 000i	4 900.000 000+5 200i
2	-200 000+100 000i	-0.007 67+0i	20	-32 800 000-324 700 000i	4 900.000 000-5 200i
3	1 700 000+100 000i	-0.042 000+0i	21	42 800 000+323 600 000i	-1 900.000 000+9 200i
4	-5 300 000+100 000i	-0.167 000+0i	22	42 800 000-323 600 000i	-1 900.000 000-9 200i
5	18 000 000+100 000i	-0.200 000+0i	23	70 900 000+328 400 000i	-8 900.000 000+8 700i
6	-33 800 000+100 000i	2.300 000+0i	24	70 900 000-328 400 000i	-8 900.000 000-8 700i
7	86 600 000+100 000i	-0.399 000+0i	25	87 000 000+324 500 000i	-900.000 000+600i
8	344 100 000+100 000i	-6 600.000 000+0i	26	87 000 000-324 500 000i	-900.000 000-600i
9	-891 800 000+100 000i	-1 839 100.000 000+0i	27	-137 100 000+332 400 000i	15 700.000 000+33 900i
10	-1 381 100 000+100 000i	313 580.000 000+0i	28	-137 100 000-332 400 000i	15 700.000 000-33 900i
11	-700 000+316 800 000i	200.000 000+700i	29	166 100 000+319 400 000i	15 300.000 000+30 500i
12	-700 000-316 800 000i	200.000 000-700i	30	166 100 000-319 400 000i	15 300.000 000-30 500i
13	2 600 000+317 800 000i	-1 000.000 000+1 000i	31	342 200 000+259 500 000i	6 400.000 000+82 100i
14	2 600 000-317 800 000i	-1 000.000 000-1 000i	32	342 200 000-259 500 000i	6 400.000 000-82 100i
15	-11 100 000+321 200 000i	-200.000 000+5 300i	33	-273 400 000+335 900 000i	-13 200.000 000+10 900i
16	-11 100 000-321 200 000i	-200.000 000-5 300i	34	-273 400 000-335 900 000i	-13 200.000 000-10 900i
17	16 800 000+321 200 000i	300.000 000+4 000i	35	-1 700 000+619 700 000i	-2 300.000 000-3i
18	16 800 000-321 200 000i	300.000 000-4 000i	36	-1 700 000-619 700 000i	-2 300.000 000+3i

立的电路模型也将非常复杂,这给使用传递函数模型进行仿真计算造成了极大的不便。为此,传递函数的降阶是必要的^[18-20]。

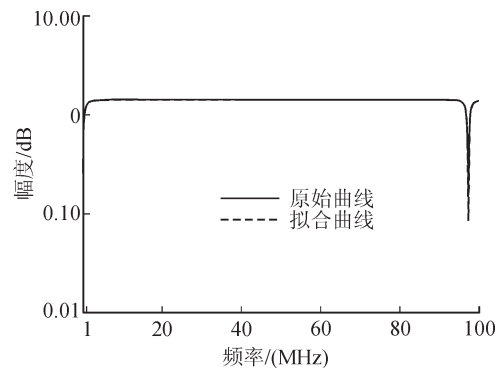
进行降阶时需要考虑 VFT 的主频,仿真计算时针对不同的 GIS,互感器的主要频率范围(取决于互感器的具体结构和型号)和 VFT 的主要频率范围(取决于一次系统具体的接线方式和电站尺寸的大小)一般不会重合。因此,选择的时候需要综合考虑2个频率范围,选取它们的交集。考虑到文中所选罗氏线圈和 VFT 选取频率范围1~100 MHz。降阶后传递函数的各项参数见表3,得到的降阶传输特性见图4。此时传递函数的阶数为6阶,常数项 $d=0.2788$ 。

表3 降阶传递函数的极点/留数

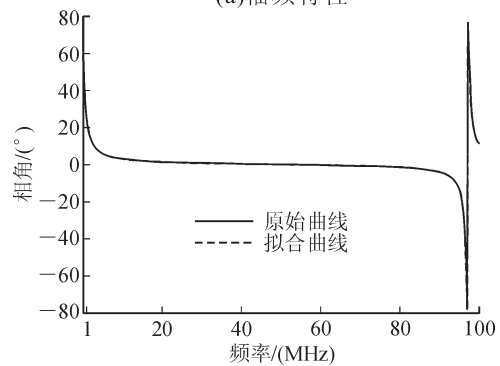
Table 3 Poles and residues of reduced transfer function

序号	极点($\times 10^9$)	留数($\times 10^6$)
1	-0.000 7	-0.203 8
2	-1.413 7	-0.190 5
3	-0.000 7+0.611 2i	-0.184 1-0.000 0i
4	-0.000 7-0.611 2i	-0.184 1+0.000 0i
5	-0.306 5+1.554 2i	-1.046 1+0.125 4i
6	-0.306 5-1.554 2i	-1.046 1-0.125 4i

此拟合传递函数可以利用 MATLAB/Simulink 的传递函数模块进行仿真计算 VFT 经过电子式电流互感器耦合到二次侧的感应电压,其时域和频域波形见图5。



(a)幅频特性



(b)相频特性

图4 降阶传递函数幅频特性和相频特性

Fig. 4 Amplitude frequency and phase frequency characteristic of reduced transfer function

为了对该仿真模型的结果进行验证,在某110 kV智能变电站进行了采集器端口电压的实验测量,测量母线隔离开关动作过程中采集器端口的电压值,

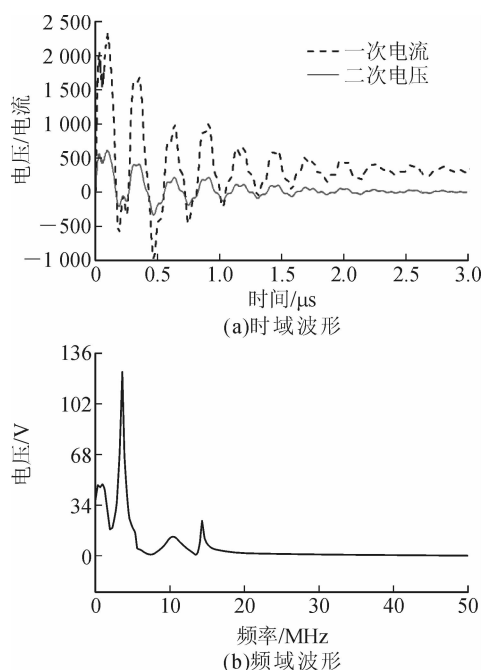


图5 采集器端口感应电压时域和频域仿真波形

Fig. 5 Simulation induced voltage waveform of collector port in time domain and frequency domain

其测量结果见图6。

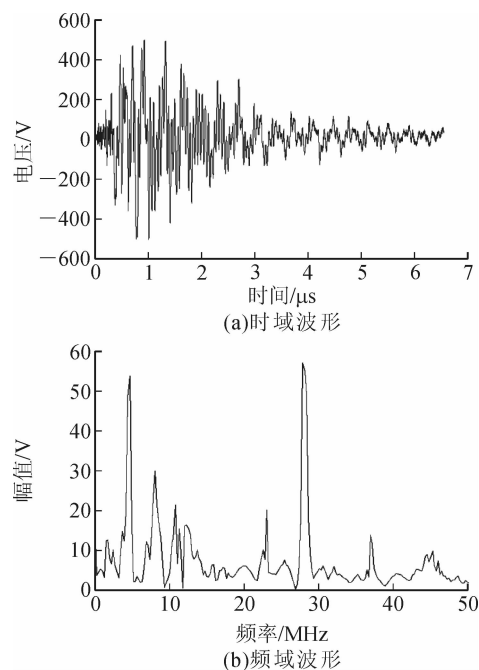


图6 采集器端口感应电压时域和频域实测波形

Fig. 6 Measurement induced voltage waveform of collector port in time domain and frequency domain

通过图5、6的对比可以看出, 仿真计算的结果和实测结果在幅值都在约500 V, 仿真主频在4.7 MHz, 实测主频在4.6 MHz和28 MHz, 高频误差主要是由于2方面的因素造成: ①仿真模型的简化; ②测量过程中的误差。还可以看出, 仿真结果和实测结果在幅值大小比较吻合, 整体波动趋势也比

较吻合。

4 结语

为了研究开关操作产生的VFT通过电子式互感器的传导耦合效应, 提出了一种求解电子式电流互感器(ECT)高频传递函数的新方法。采用矢量匹配法对ECT高频传递函数进行拟合, 具有速度快、结果稳定准确、不受测量误差影响的优点。对于已知结构尺寸的ECT模型, 可以利用该方法快速求解开关操作引起的VFT通过ECT的传到耦合效应。

参考文献:

- [1] 吕新良, 卢江平, 宋晓林. 电子式互感器电磁兼容试验研究[J]. 陕西电力, 2010, 38(12): 80-83.
LYU Xinliang, LU Jiangping, SONG Xiaolin. Experimental study on electromagnetic compatibility of electronic transformer[J]. Shaanxi Electric Power, 2010, 38(12): 80-83.
- [2] 童悦, 张勤, 叶国雄, 等. 电子式互感器电磁兼容性分析[J]. 高电压技术, 2013, 39(11): 2829-2835.
TONG Yue, ZHANG Qin, YE Guoxiong, et al. Electromagnetic compatibility performance of electronic transformers[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(11): 2829-2835.
- [3] 廖传柱, 张惠霞, 范新权, 等. 电子式互感器可靠性分析与电磁兼容性能研究[J]. 电气应用, 2014, 33(9): 104-108.
LIAO Chuazhu, ZHANG Huixia, FAN Xinquan, et al. Reliability analysis and electromagnetic compatibility performance of electronic transformers[J]. Electrical Application, 2014, 33(9): 104-108.
- [4] 罗苏南, 田朝勃, 赵希才. 空心线圈电流互感器性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(3): 108-113.
LUO Sunan, TIAN Zhaobo, ZHAO Xicai. Performance analysis of air-core current transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(3): 108-113.
- [5] 胡琳, 张明勋, 姚志勇. 电子式互感器的电磁兼容性能优化设计研究[J]. 陕西电力, 2014, 42(11): 1-5.
HU Lin, ZHANG Mingxun, YAO Zhiyong. Study on optimal design of electromagnetic compatibility for electronic transformers[J]. Shaanxi Electric Power, 2014, 42(11): 1-5.
- [6] 张志远. GIS开关操作对电子式互感器的影响研究[D]: 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
ZHANG Zhiyuan. Research on the influence of GIS switching operation on electric transformer[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2013.
- [7] 李振华, 胡蔚中, 闫苏红, 等. 隔离开关开合下电子式互感器传导干扰分析及抗干扰方法[J]. 高电压技术, 2016, 42(1): 233-240.
LI Zhenhua, HU Weizhong, YAN Suhong, et al. Conductive interference analysis and anti-interference methods of electronic transformers in disconnector switching test[J]. High

- Voltage Engineering, 2016, 42(1):233-240.
- [8] 白世军, 曾林翠, 荣命哲, 等. GIS 隔离开关操作对电子式电流互感器的干扰分析及防护[J]. 高压电器, 2016, 52(4):54-62.
- BAI Shijun, ZENG Lincui, RONG Mingzhe, et al. Interference analysis and protection of electronic current transformer caused by disconnect switch operation in GIS[J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(4):54-62.
- [9] IEC 60044-8—2002 Instrument transducers, Part eight: Electronic current transducers[S], 2002.
- [10] 熊 兰, 周健瑶, 宋道军, 等. 基于改进 J-A 磁滞模型的电流互感器建模及实验分析[J]. 高电压技术, 2014, 40(2):482-488.
- XIONG Lan, ZHOU Jianyao, SONG Daojun, et al. Modeling and experimental analysis of current transformer based on modified J-A hysteretic model[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(2):482-488.
- [11] 胡 蓓, 冯翔翔, 唐 鹏, 等. 浪涌干扰下电子式电压互感器的测量准确度研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(23):18-23.
- HU Bei, FENG Xiangxiang, TANG Peng, et al. Measurement accuracy of EVT during the surge[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2014, 51(23):18-23.
- [12] GUSTAVSEN B, SEMLYEN A. Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1998, 13(3):834-842.
- [13] GUSTAVSEN B, SEMLYEN A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14 (3):1052-1061.
- [14] GUSTAVSEN B. Improving the pole relocating properties of vector fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3):1587-1592.
- [15] DESCHRIJVER D, MROZOWSKI M, DHAENE T, et al. Macromodeling of multiport systems using a fast implementation of the vector fitting method[J]. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2008, 18(6):383-385.
- [16] DUBICKAS V, EDIN H. High-frequency model of the rogowski coil with a small number of turns[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56 (6):2284-2288.
- [17] 周均德. 电子式电流互感器 Rogowski 线圈传感头的研究与设计[D]. 长沙: 湖南大学, 2006.
- ZHOU Junde. Analysis and design of the sensor head of Rogowski coil electronic current transformer[D]. Changsha: Hunan University, 2006.
- [18] 张重远. 气体绝缘变电站开关操作产生的电磁干扰问题研究[D]. 保定: 华北电力大学, 2004.
- ZHANG Zhongyuan. Research on the electromagnetic interference due to switching operation in gas insulated substation[D]. Baoding: North China Electric Power University, 2004.
- [19] 张重远, 陈昱同. 基于黑盒子方法的 GIS 内电压互感器高频电路模型的建立[J]. 高压电器, 2008, 44(4):295-300.
- ZHANG Zhongyuan, CHEN Yutong. A high frequency circuit model for potential transformer in gas insulated substation based on the black box method[J]. High Voltage Apparatus, 2008, 44(4):295-300.
- [20] 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.

辛伟峰(1985—), 男, 博士, 工程师, 从事设备状态评价和检测工作。

耿英三(1963—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事高压真空开断技术、电器智能化理论与技术、电器计算机辅助设计与仿真。

张国钢(1976—), 男, 博士, 副教授, 主要从事智能电器理论与工程、电弧与电接触、电器计算机辅助设计与工程等方面的研究。