

基于二端口散射参数的 CVT 宽频暂态模型

潘飞¹, 穆舟², 刘浩³, 王彤彤⁴, 江波⁵, 张榆², 张晨萌², 谢施君², 林国松¹

(1. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 611756;

2. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041;

3. 清华大学电机工程与应用电子技术系, 北京 100084;

4. 山东泰开互感器有限公司, 山东 泰安 271000;

5. 国网四川省电力公司计量中心, 四川 成都 610045)

摘要: 电容式电压互感器 (CVT) 因为绝缘强度高、测量工频电压准确的优点, 在电力系统中的运用十分广泛。由于雷电过电压、操作过电压等暂态信号时常在电力系统内发生, 但 CVT 只能准确传递工频信号, 而传递非工频信号将产生不同程度的失真。因此, 首先利用黑盒模型基于 CVT 的端口参数进行宽频建模, 再通过网络分析仪测量其散射参数并利用矢量匹配法和福斯特等值电路理论转化为 π 型等值电路; 最后通过雷电冲击实验得到的 CVT 高压输入波形, 利用贝杰龙法和支路电流矩阵法计算, 成功得到与测量结果近似相同的二次侧输出波形, 验证了模型的正确性。

关键词: 电容式电压互感器 (CVT); 散射参数; π 型模型; 宽频暂态

中图分类号: TM 451 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6954(2021)04-0011-05

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20210403

Broadband Transient Model of CVT Based on Two-port Scattering Parameters

Pan Fei¹, Mu Zhou², Liu Hao³, Wang Tongtong⁴, Jiang Bo⁵, Zhang Yu²,
Zhang Chenmeng², Xie Shijun², Lin Guosong¹

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, Sichuan, China;

2. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China;

3. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

4. Shandong Taikai Instrument Transformer Co., Ltd., Taian 271000, Shandong, China;

5. Metering Center of State Grid Sichuan Electric Power Company, Chengdu 610045, Sichuan, China)

Abstract: Due to the advantages of high insulation strength and accurate power frequency measurement of capacitor voltage transformer (CVT), it is widely used in power system. As lightning overvoltage, switching overvoltage and other transient signals often occur in power system, CVT can only accurately transmit power frequency signals, and non-power frequency signals will produce varying degrees of distortion, so it is necessary to model CVT in broadband transient. A black box model based on port parameters of CVT is used to build the model, then through network analyzer, the scattering parameters of the CVT is measured, and vector fitting method and Forster equivalent circuit theory are used to transform the model to π type of equivalent circuit. Finally, the high-voltage lightning input waveform of CVT is obtained by lightning impulse test, and the output waveform of secondary side is obtained by using Bergeron model and computing branch current equation, which is similar to the measurement results, so the correctness of the proposed model is verified.

Key words: capacitive voltage transformer (CVT); scattering parameters; π -type model; broadband transient model

基金项目: 国网四川省电力公司科技项目 (4Z19W197A01F);
中国博士后基金 (2019M663485)

0 引言

电压互感器是电力系统中必不可少的测量设备,其将一次系统和二次系统电气隔离开,以便在二次侧对系统进行测量和保护等工作。目前,国内外电力系统大量投入使用的电压互感器主要包含电磁式电压互感器和电容式电压互感器两种。其中电容式电压互感器(capacitive voltage transformer, CVT)由于其绝缘强度高、不易发生铁磁谐振且价格较低等优点被广泛运用于110 kV以上的电网中^[1]。

在研究过电压保护问题时,暂态过电压包含丰富的非工频频率分量,而之前广泛运用的CVT在线监测系统不能满足非工频暂态电压的CVT的宽频测量。因此CVT宽频模型的建立一直是众多专家学者研究的重点。准确的CVT宽频模型的建立对于雷电过电压、操作过电压的测量和电磁兼容问题有着重要的意义。

1 CVT的宽频模型

如图1所示,CVT主要由电容单元和电磁单元两部分组成。其中电容单元主要由高压电容 C_1 和中压电容 C_2 串联组成。电容单元将高电压电压波形转换为10~20 kV中压电压波形输入电磁单元。电磁单元由中间变压器、补偿电抗器L、阻尼器D、避雷器BL等组成。为了减小负荷对中压电压的影响,电磁单元的中压侧接入一个补偿电抗器,其在工频电压下与电容单元的中压点阻抗谐振。

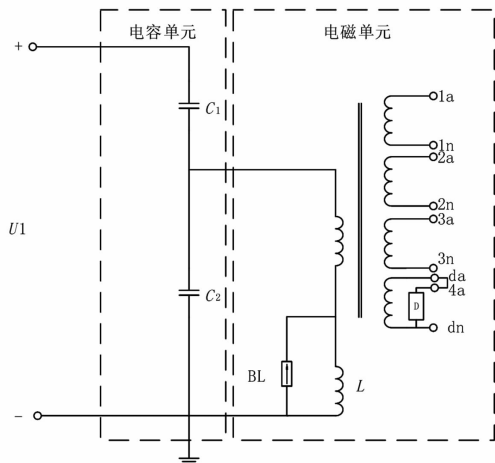


图1 CVT稳态物理模型

图1所示的模型为CVT的稳态物理模型。该

模型能够准确地体现工频电压下CVT的工作情况。而具有高频成分的暂态电压还将受制于CVT内部复杂的杂散参数以及元件之间的耦合等效应。由于传统的CVT稳态物理模型无法囊括这些效应,因此需要构建新的CVT宽频暂态模型来反应CVT的暂态电压传递特性。

采用图2所示的 π 型黑盒模型来构建CVT宽频暂态模型。

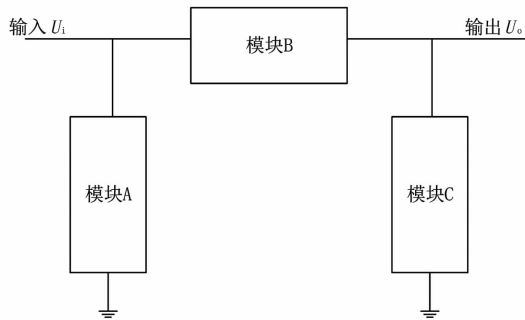


图2 CVT黑盒模型

CVT黑盒模型由3个子模块构成,子模块内部均由传统的 R 、 L 、 C 元件构成。整个模型基于准确测量得到的端口宽频参数来构建,而不必得到物理模型中各个元件的准确参数。

CVT的 π 型黑盒建模的步骤如下:

1)测量待测件端口之间的宽频二端口散射参数(S 参数),并转化为二端口导纳参数(Y 参数)。运用矢量匹配法将 Y 参数拟合成有理数表达式,并进行端口无源优化。

2)基于二端口 Y 参数,计算各个子模块的单端口导纳参数的有理数表达式。

3)基于各个子模块的导纳参数的有理数表达式,进一步用电路综合理论建立等值电路模型。

2 CVT二端口宽频参数的测量与计算

2.1 宽频参数的获取

首先运用网络分析仪测量CVT输入、输出端口的二端口 S 参数。如图3所示,二端口 S 参数的4个子参数分别代表着在功率归一化后,两个端口各

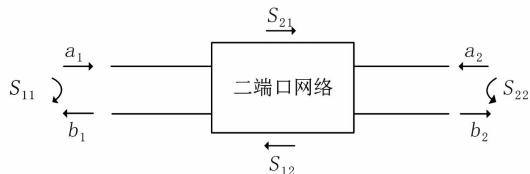


图3 S参数

自的反射参数与两个端口之间的传输参数,可分别用式(1)计算。

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} & S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \end{aligned} \quad (1)$$



图4 AGILENT E5071C对CVT的测量

如图4所示,采用AGILENT E5071C矢量网络分析仪对一台型号为TYD110/ $\sqrt{3}$ -0.01H的110 kV CVT在9 kHz~2 MHz频率范围内进行二端口S参数的测量,其结果如图5所示。

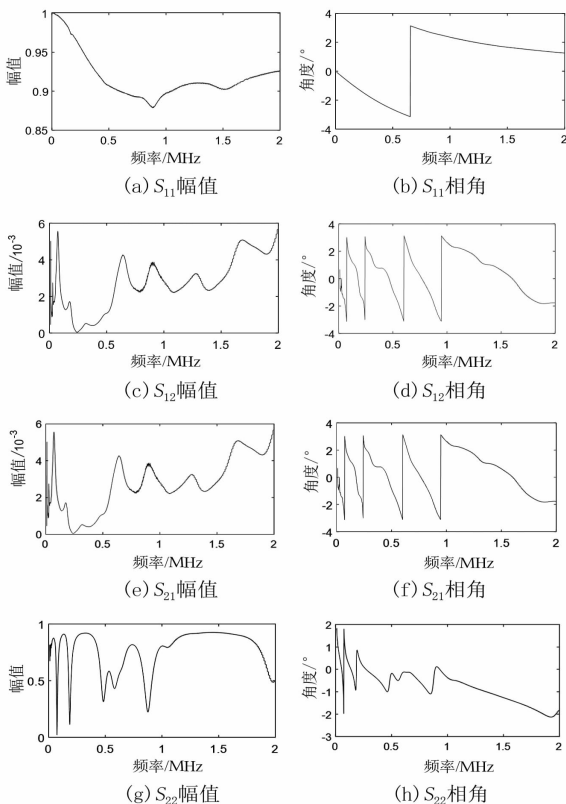


图5 S参数测量结果

获取S参数后,运用式(2)^[2]将S参数转换为CVT的Y参数。其中 Z_{01} 、 Z_{02} 为端口匹配阻抗,由于实验中使用的同轴电缆以及各端口的特征阻抗均为50 Ω ,因此端口匹配阻抗也取50 Ω 。

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{(1 - S_{11})(Z_{02} + S_{22}Z_{02}) + S_{12}S_{21}Z_{02}}{(Z_{01} + S_{11}Z_{01})(Z_{02} + S_{22}Z_{02}) - S_{12}S_{21}Z_{01}Z_{02}} \\ Y_{12} &= \frac{-2S_{12}\sqrt{R_{01}R_{02}}}{(Z_{01} + S_{11}Z_{01})(Z_{02} + S_{22}Z_{02}) - S_{12}S_{21}Z_{01}Z_{02}} \\ Y_{21} &= \frac{-2S_{21}\sqrt{R_{01}R_{02}}}{(Z_{01} + S_{11}Z_{01})(Z_{02} + S_{22}Z_{02}) - S_{12}S_{21}Z_{01}Z_{02}} \\ Y_{22} &= \frac{(1 - S_{22})(Z_{01} + S_{11}Z_{01}) + S_{12}S_{21}Z_{01}}{(Z_{01} + S_{11}Z_{01})(Z_{02} + S_{22}Z_{02}) - S_{12}S_{21}Z_{01}Z_{02}} \end{aligned} \quad (2)$$

2.2 Y参数的矢量匹配拟合和无源优化

对于上一步获取的一定频率范围内CVT二端口Y参数,其必须拟合为有理数表达式才能进一步地处理。这里采用矢量匹配法对Y参数进行有理数表达式拟合。

矢量匹配法^[6-8]是一种能快速收敛且能保持函数稳定性的有理函数拟合方法,由B. Gustavsen于1999年提出。矢量匹配法简洁、快速、稳定且无数值病态问题,被广泛应用于宏模型提取方法和频域线性系统拟合等方向。矢量匹配法将上面测量得到 Y_{11} 、 Y_{12} 、 Y_{21} 、 Y_{22} 进行有理数拟合,分别表达为如式(3)的有理数分式和形式:

$$f(s) \approx \sum_{i=1}^N \frac{c_i}{s - a_i} + d + se \quad (3)$$

式中:留数 c_i 和极点 a_i 为实数或共轭复数对;而常数项 d 和比例项 e 为实数且为可选项,这里忽略,即 $e = 0, d = 0; N$ 为总支路数。

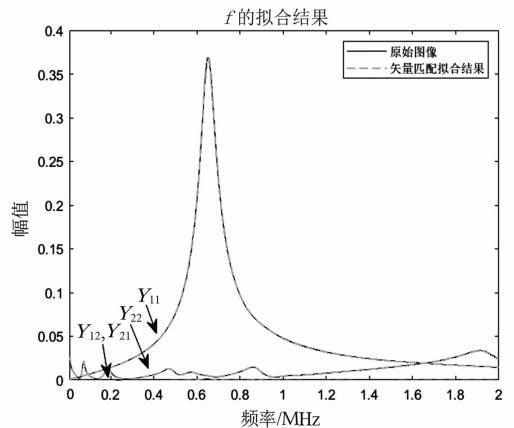


图6 幅值匹配结果

这样矢量匹配的问题就转化为如何得到式(3)中各项系数的估计值来求得 $f(s)$ 的最小二乘估计。由于

未知极点 a_i 在分母, 则式(3)对未知数来说是非线性求解问题。矢量匹配法通过引入初始极点将非线性求解问题分解为两步连续的线性问题来求解。

对测得的 S 参数进行矢量匹配的结果如图 6 和图 7 所示, 匹配的误差在 10^{-4} 以下, 表明匹配的结果较为精准。

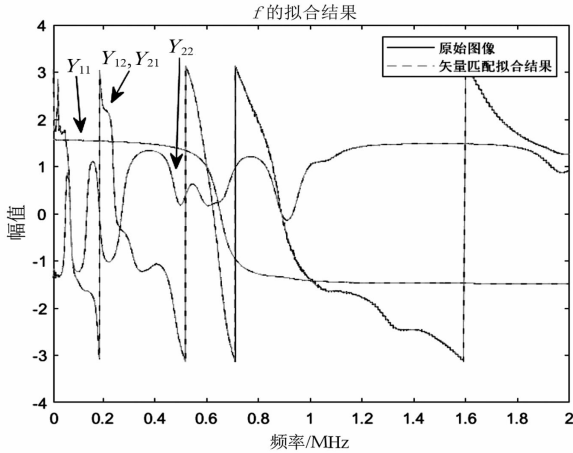


图 7 相角匹配结果

矢量匹配法能够保证拟合结果的稳定性(极点实部小于 0), 但是无法保证其结果的无源性。而有源的模型也会导致模型的计算结果出现不稳定情况, 因此有必要对拟合出的 Y 参数进行无源优化。

无源性是指一个二端口网络无论在什么端口条件下均不对外产出能量。假设导纳参数矩阵为 $Y(s)$, 则电流电压有如式(4)的关系。

$$I = Y(s)U \quad (4)$$

式中: U 为任意复数电压向量; I 为对应复数电流向量。

将矩阵 $Y(s)$ 分解为电导 $G(s)$ 与导纳 $B(s)$ 之和的形式, 则端口网络吸收的有功功率为

$$P = \text{Re} \{ \dot{U}^* Y(s) \dot{U} \} = \text{Re} \{ \dot{U}^* (G(s) + jB(s)) \dot{U} \} = \text{Re} \{ \dot{U}^* G(s) \dot{U} \} \quad (5)$$

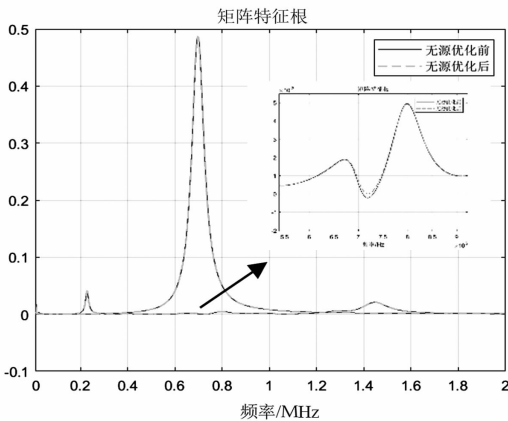


图 8 对导纳参数的无源优化

由端口无源的定义可知, 网络吸收的有功功率必须为正值, 即式(5)中 $P = \text{Re} \{ \dot{U}^* G(s) \dot{U} \} > 0$ 。因此要保证网络的无源性就是保证网络电导矩阵 $G(s)$ 的所有特征值均大于 0。确定该条件后, 利用二次规划法对 Y 矩阵进行优化^[10]。

该 CVT 优化前后的导纳参数特征根如图 8 所示, 可见部分小于 0 的特征值被优化为正值, 从而保证了端口的无源。

2.3 模型的电路实现

基于上一节获得的无源优化后的二端口 Y 参数的有理表达式, 可用式(6)计算如图 2 所示的 π 型电路中每个子模块的单端口 Y 参数有理表达式。

$$\begin{aligned} Y_A &= Y_{11} + Y_{12} \\ Y_B &= -\frac{Y_{12} + Y_{21}}{2} \\ Y_C &= Y_{12} + Y_{22} \end{aligned} \quad (6)$$

在获取 3 个子模块的单端口 Y 参数有理表达式后, 根据福斯特 II 型电路综合理论进行等效电路构建。具体地, 每个子模块的表达式可以化为式(7)所示的福斯特部分分式和表达式^[10]。

$$f(s) = h + \sum_{i=1}^n \left(\frac{r_{ci}}{s - p_{ci}} + \frac{r_{ci}^*}{s - p_{ci}^*} \right) + \sum_{i=1}^m \left(\frac{r_{ri}}{s - p_{ri}} \right) \quad (7)$$

式中: h 为常数项; n 为复极点数; m 为实数极点数; p_{ri} 和 r_{ri} 分别为第 i 个实数极点和留数; p_{ci} 、 p_{ci}^* 、 r_{ci} 和 r_{ci}^* 分别为第 i 对复共轭极点和留数。

对于其中的常数项, 可综合表达为如图 9 所示阻值为 $\frac{1}{h}$ 的电阻 R_0 。

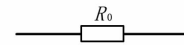


图 9 常数项等效电路

对于实数极点项, 可综合表示为如图 10 所示的 RL 支路, 其值如式(8)所示。

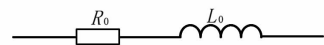


图 10 实数极点项等效电路

$$\begin{aligned} R_0 &= -\frac{p_{ri}}{r_{ri}} \\ L_0 &= \frac{1}{r_{ri}} \end{aligned} \quad (8)$$

对于复共轭极点项, 可综合表示为如图 11 所示

的 RLCG 串并联支路。

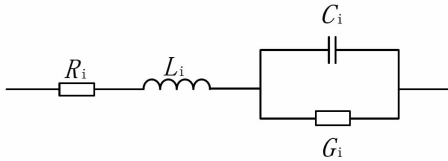


图 11 复共轭极点项等效电路

图中各元件的值如式(9)所示。

$$L_1 = \frac{1}{r_{ci} + r_{ci}^*}$$

$$R_1 = [-(p_{ci} + p_{ci}^*) + (r_{ci}p_{ci}^* + r_{ci}^*p_{ci})L_i]L_i \quad (9)$$

$$C_1 = \frac{1}{L_i [p_{ci}p_{ci}^* + R_i (r_{ci}p_{ci}^* + r_{ci}^*p_{ci})]}$$

$$G_1 = -(r_{ci}p_{ci}^* + r_{ci}^*p_{ci})C_iL_i$$

将上述各个电路并联即可形成子模块的等效电路。则整个 π 型电路如图 12 所示,模型即建立完成。

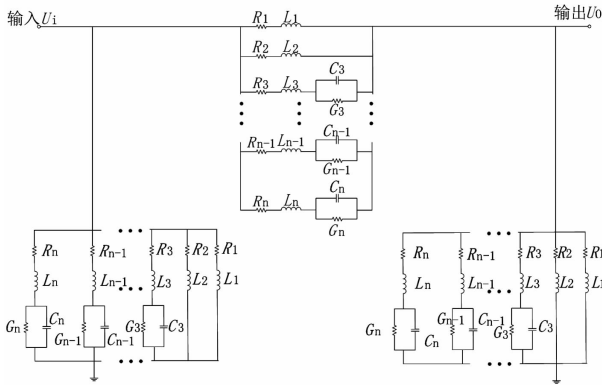


图 12 电路综合后的黑盒模型

2.4 模型的计算与验证

为了证实模型的正确性,在测得 CVT 输入雷电冲击波形 U_{in} 的情况下通过电路综合后的黑盒模型计算得到 CVT 二次侧输出 U_{out} 并与实测值对比。

针对图 12 中的储能元件,采用贝杰龙法对其进行处理^[11]。电感和电容可分别将其等值电路表示为如图 13 所示的形式,图中的 $I_L(t - \Delta t)$ 和 $I_C(t - \Delta t)$ 是电感和电容的历史电流值。

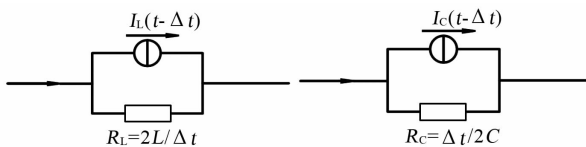


图 13 电感、电容等值电路

在已知 U_{in} 的情况下,在每个时间点利用支路电流法计算 U_{out} 。设模块 B 和模块 C 中各个支路的支路电流、电感电流、电容电流和电导电流为未知数 I_L, I_C, I_G 和 I'_L, I'_C, I'_G 。对电路节点列写基尔

霍夫电流定律方程并对独立的单孔回路基于基尔霍夫定理列写电路矩阵,即可求解相关参数。

在 S 参数的测量完成后,不改变 CVT 的任何配置,对其进行雷电冲击实验。雷电冲击实验采用实验用雷电冲击发生器对 CVT 输入 200 kV 的标准雷电冲击波。

首先,将 CVT 的所有 n 端良好接地,所有二次侧端口均开路。将标准雷电冲击发生器的输出端与 CVT 高压输入端口相连,CVT 二次侧端口 1a—1n 通过 1000:1 的衰减器后接入示波器。雷电高压波形通过与 CVT 并联的 129 700:1 的标准阻尼式电容分压器输入示波器。CVT 输入的高压雷电波形如图 14 所示,实际峰值约为 209 kV。

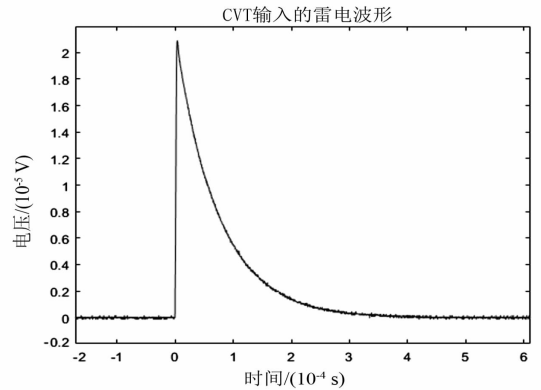


图 14 高压标准雷电波形

将测得的高压标准雷电波形带入所述的支路电流法电路矩阵中,计算得到各时刻 CVT 二端口输出情况,与测量的二次侧波形进行对比,如图 15 所示。

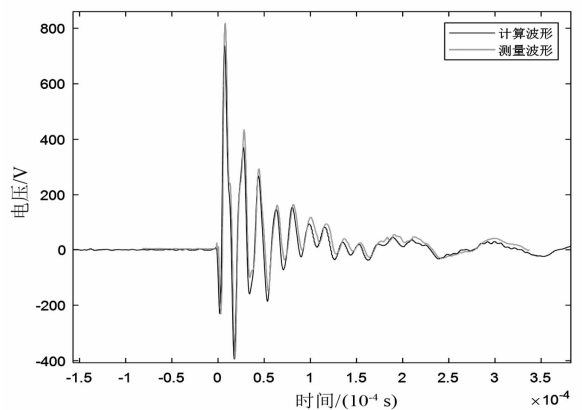


图 15 计算和测量对比结果

由图 15 可看出,计算得到的波形和实验测得的 CVT 输出波形基本一致。

3 结 语

上面利用二端口散射参数、黑盒模型构建了 π (下转第 32 页)

会电线电缆专业委员会年会,2000.

- [8] F Freschi, M Tartaglia. Power Lines Made by Many Parallel Single Core Cables: A Case Study [C] // IEEE Industry Applications Conference, 2006: 2230 – 2237.
- [9] 樊友兵, 赵健康, 钱康, 等. 单芯电力电缆同相多根并联运行方式分析与优化 [J]. 高电压技术, 2010, 36(10): 2607 – 2612.
- [10] 王育学, 张哲, 尹项根, 等. 平行多回电缆序阻抗参数的计算与分析 [J]. 电网技术, 2011, 35(8): 186 – 191.
- [11] 刘渝根, 尚龙龙, 田金虎, 等. 220 kV 四回高压电缆同相 2 根并联敷设方式优化研究 [J]. 高压电器, 2015, 51(12): 25 – 32.
- [12] 李光琦. 电力系统暂态分析 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [13] 鲁志伟, 于建立, 郑良华, 等. 交联电缆集群敷设载流量的数值计算 [J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 481 – 487.
- [14] 梁永春, 李彦明, 柴进爱, 等. 地下电缆群稳态温度

场和载流量计算新方法 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 185 – 190.

- [15] Electric cables – Calculation of the current rating – Part 1 – 1: Current rating equations (100% load factor) and calculation of losses – General; IEC 60287 – 1 – 1 [S], 2014.
- [16] Electric cables – Calculation of the current rating – Part 1 – 3: Current rating equations (100% load factor) and calculation of losses – Current sharing between parallel single – Core cables and calculation of circulating current losses; IEC 60287 – 1 – 3 [S], 2002.

作者简介:

白亦斓(1990), 女, 工程师, 主要研究方向为特高压变电站电气设计;

周 特(1990), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向为特高压变电站电气设计。

(收稿日期: 2021 – 01 – 21)

(上接第 15 页)

型 CVT 黑盒模型, 利用矢量匹配法、宏观无源化和福斯特 II 型等效电路建立了 π 型等值电路的 CVT 模型。为了验证该模型是否能够在宽频暂态电压的条件下表征 CVT 的端口特性, 通过网络分析仪测量 CVT 的 S 参数, 得到 π 型等值电路的 CVT 模型的各个元件参数后, 对 CVT 进行雷电过电压试验, 在已知 CVT 高压输入雷电波形的情况下利用支路电流法列写方程, 计算得到 CVT 二端口的输出波形。最终比较计算波形和测量得到的波形, 二者近似相同, 验证了所建立的 CVT 宽频暂态模型的正确性。

参考文献

- [1] 杜欣宇. 电容式电压互感器宽频无源电路模型的研究 [D]. 北京: 华北电力大学, 2016.
- [2] Dean A Frickey. Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1994, 42(2): 205 – 211.
- [3] Morched A, Gustavsen B, Tartibi M. A Universal Model for Accurate Calculation of Electromagnetic Transients on Overhead Lines and Underground Cables [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(3): 1032 – 1038.
- [4] 张喜乐, 梁贵书, 董华英, 等. 变压器绕组的特快速暂态建模 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(3): 55 – 59.
- [5] 张重远, 徐志钮, 律方成, 等. 电压互感器的高频无源

电路模型 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 77 – 82.

- [6] B Gustavsen, A Semlyen. Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(3): 1052 – 1061.
- [7] B Gustavsen. Improving the Pole Relocating Properties of Vector Fitting [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1587 – 1592.
- [8] D Deschrijver, M Mrozowski, T Dhaene, et al. Macromodeling of Multiport Systems Using A Fast Implementation of the Vector Fitting Method [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008, 18(6): 383 – 385.
- [9] Adam Semlyen, Bjørn Gustavsen. A Half – size Singularity Test Matrix for Fast and Reliable Passivity Assessment of Rational Models [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(1): 345 – 351.
- [10] 赵京生. 10 kV 电力变压器严格无源暂态电路模型建立方法研究 [D]. 北京: 华北电力大学, 2012.
- [11] 吴仕军, 吴安坤, 邵莉丽, 等. 基于 Bergeron 模型的变电站雷电入侵分析 [J]. 科技创新与应用, 2017(21): 6 – 8.

作者简介:

潘 飞(1997), 男, 硕士, 主要从事高电压方向的研究工作;

穆 舟(1991), 男, 博士, 主要从事电力系统暂态过电压测量技术的研究工作。

(收稿日期: 2021 – 05 – 28)