

基于黑盒子方法的 GIS 内电压互感器高频电路模型的建立

张重远, 陈昱同

(华北电力大学电气与电子工程学院, 河北 保定 071003)

摘要: 为了研究气体绝缘变电站内的开关操作产生的陡波前过电压(VFTO)通过互感器对二次设备的影响,需要建立它们的高频电路模型。笔者提出了一种基于黑盒子方法的电压互感器(PT)高频电路模型的建立方法。该方法在应用矢量匹配法逼近 PT 导纳参数矩阵 $Y(s)$ 的基础上建立了其型等效电路,然后运用福斯特型 RLC 电路综合方法实现了该电路模型。为了保证电路模型仿真时的稳定性,对 $Y(s)$ 的实部进行了无源性修正。由于该方法保证了所建模型的宏观无源性,所以建立的电路模型可以进行稳定、准确的数值仿真。对一个实际 PT 的测量和仿真计算验证了该方法的有效性。

关键词: VFTO; 黑盒子方法; PT; 无源性; 稳定性; 高频电路模型

中图分类号: TM63

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2008)04-0295-03

A High Frequency Circuit Model for Potential Transformer in Gas Insulated Substation Based on the Black Box Method

ZHANG Zhong-yuan, CHEN Yu-tong

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: In order to study the interference caused by very fast transient overvoltage on the secondary circuit via potential/current transformers (PT/CT) in GIS, a method for building a high frequency terminal model of PT based on the black box technique was presented. An equivalent circuit model of PT was set up based on the rational function approximation of admittance matrix $Y(s)$ by means of vector fitting method, and a higher order RLC equivalent lumped circuit was constructed based on the Foster synthesis method. To guarantee the simulation stability of the circuit model, a correction of the real part of $Y(s)$ was made, which enforces the positive-definite criterion (passivity) to be satisfied. The simulation and the measurement results of a real PT confirm the validity of the proposed method.

Key words: very fast transient overvoltage(VFTO); black box technique; PT; passivity; stability; high-frequency circuit model

0 引言

气体绝缘变电站(GIS)内的开关操作会产生波头时间为 3~20 ns 和幅值为 1.5~2.5 p.u.的陡波前过电压(VFTO)^[1]。这种暂态过电压主要通过电压互感器(PT)和电流互感器(CT)内部的杂散电容传入电站内的控制和保护设备,干扰它们的正常运行,时常引发严重的电站事故^[2]。在这种情况下,常规的中频和低频互感器模型已不适用。为了计算 VFTO 通过互感器对二次设备造成的干扰,必须建立其高频模型。

互感器的模型可分为内部模型和端口模型两大类。建立内部模型需要分析互感器的内部结构并进

行复杂的电磁场计算,而端口模型的建立相对简单。端口模型是应用黑盒子方法建立的,其一般建立方法如下:①首先通过测量或计算得到设备输入、输出端口之间的频率特性参数,如导纳矩阵 Y 、阻抗矩阵 Z 或端口之间的传递函数;②用有理函数对这些数据进行拟合,建立其频域函数模型;③在②的基础上运用电路综合方法建立其电路模型。

文[3~5]基于设备端口间的电压传递函数建立了互感器和变压器的稳定高频电路模型,但这些模型缺少输入、输出阻抗,作为元件植入系统中进行仿真时影响计算的准确性。

文[6]基于变压器的导纳矩阵 Y 建立了变压器的多端口型等效电路模型。该电路模型不缺少输入输出阻抗,可以作为独立的线性模型使用,也可以

收稿日期: 2007-08-23; 修回日期: 2008-03-09

基金项目: 华北电力大学博士基金资助项目(93101507)。

作者简介: 张重远(1969-),男,河北省保定市人,博士,副教授,研究方向是电力系统电磁兼容和高电压与绝缘技术。

植入到系统进行整体仿真计算。但该变压器模型存在以下两个问题：①建立的电路模型频率较低，只适用于几 MHz 以下的仿真计算；②所建立的电路模型有时候不稳定。

针对以上问题，笔者在文[6]的基础上建立了 PT 的高频稳定电路模型。建立方法如下：①基于导纳参数矩阵 Y 建立其 π 型等效电路；②应用矢量匹配法拟合 PT 的导纳参数得到其频域有理函数表达式；③为了实现电路仿真的稳定性，对 Y 矩阵的频域函数进行了无源性修正；④运用福斯特型 RLC 电路综合方法实现了该电路模型。

1 π 型电路的建立

由导纳矩阵 Y 建立 PT 二端口 π 型等效电路，见图 1。图 1 中，根据二端口电路理论，该电路的支路导纳与 Y 各元素的关系见公式(1)。

$$\begin{cases} Y_{T1}=Y_{11}+Y_{12} \\ Y_{T2}=Y_{22}+Y_{12} \\ Y_L=-Y_{12}=-Y_{21} \end{cases} \quad (1)$$

同理，也可以由 Z 参数建立 T 型等效电路，但与导纳矩阵的有理函数拟合相比，阻抗矩阵的有理函数拟合误差较大，且拟合阶数偏高。因此，笔者采用导纳矩阵建立 π 型电路。

2 有理函数拟合与无源性修正

2.1 矢量匹配法

矢量匹配法^[7]由于具有拟合准确、速度快、使用方便等诸多优点，现已被广泛用于电力系统中有关频变效应的建模。其拟合得到的部分分式和形式的有理函数见式(2)。

$$f(s)=d+se^t \sum_{i=1}^N \frac{G_i}{s-p_i} \quad (2)$$

式(2)中， $s=j\omega$ 是复频率； p_i 、 G_i 分别表示函数的极点和留数；N 表示拟合阶数；d 和 e 为常数项。

用矢量匹配法拟合得到 Y 的各元素 $[Y_{ij}]$ 的有理函数表达式，它们拥有相同的极点和不同的留数。

2.2 有理函数的无源性修正

用于时域仿真的电路模型要保证稳定性时，需满足两个条件：①所有的极点都是稳定的；②模型宏观上是无源的^[8]。

尽管矢量匹配拟合出来的极点都位于复频域的左半开平面，是稳定极点，但由于没有实现函数的无源性，仿真结果仍然可能是不稳定的。无源性是网络的一个重要特性，无源网络与无源网络互连后仍然是无源网络，仿真是稳定的；而一个网络即使是稳定的，如果没有保证其无源性，与其他稳定网络连接后的新的网络仍可能是不稳定的^[9]。对于笔者建立的 PT 的 π 型电路，为了实现稳定仿真，必须保证拟合

函数的无源性。

设网络的导纳矩阵为 Y(s)，即

$$i=Y(s)u \quad (3)$$

式(3)中，i 和 u 分别表示网络端口的电流向量和电压向量，则网络吸收的功率为

$$P=\text{Re}\{u^T Y u\}=\text{Re}\{u^T (G+jB) u\}=\text{Re}\{u^T G u\} \quad (4)$$

式(4)中，G、B 分别表示 Y 的实部和虚部；T 表示转置共轭； $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示实部。所以，只要保证 G 的特征值都是正的，那么网络吸收的功率 P 就是大于零的，即网络是吸收能量的，也就是无源的。

因此，无源性判据是：矩阵 G 是正定矩阵。

为了保证 Y 的无源性，文[8]提出一种修正方法，即在约束条件(6)下解方程(5)，对拟合出来的有理函数作微小的修正从而保证 G 的特征值都大于零。式(6)中， $\text{eig}\{\cdot\}$ 表示特征值。

$$Y=\sum_{i=1}^N \frac{G_i}{s-p_i} + d \quad (5)$$

$$\text{eig}\{\text{Re}(Y + \sum_{i=1}^N \frac{G_i}{s-p_i} + d)\} > 0 \quad (6)$$

3 电路综合

获得 $[Y_{ij}]$ 的有理函数表达式并进行无源修正后，由(1)式计算得到 π 型电路各支路导纳对应的有理函数。假设各支路有理函数有 N_r 个实数极点和 $N_c=(N-N_r)/2$ 对复共轭极点，这样式(2)可写为

$$f(s)=d+se^t \sum_{i=1}^{N_r} \frac{C_{ri}}{s-p_{ri}} + \sum_{i=1}^{N_c} (\frac{C_{ci}}{s-p_{ci}} + \frac{C_{ci}^*}{s-p_{ci}^*}) \quad (7)$$

式(7)中，* 指共轭， p_{ri} 、 C_{ri} 分别为实数极点和留数； p_{ci} 、 p_{ci}^* 和 C_{ci} 、 C_{ci}^* 分别为复共轭极点和留数对。应用福斯特 II 型电路^[10]对式(7)有理函数进行电路综合，所实现的电路由电容支路 C、电阻支路 R、RL 支路和 RLCG 支路并联而成，结构见图 2。

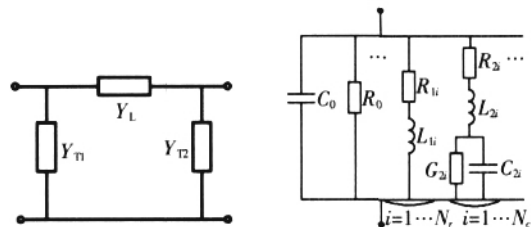


图 1 π 型等效电路

图 2 RLC 等效电路

电路中各参数由公式(8)、(9)、(10)计算得到

$$C_0=e, R_0=1/d \quad (8)$$

$$R_{1i}=-\frac{p_{ri}}{C_{ri}}; L_{1i}=-\frac{1}{C_{ci}} \quad (9)$$

式(9)中， $i=1 \dots N_r$ 。

$$L_{2i}=\frac{1}{2\text{Re}[C_{ci}]} \quad (10a)$$

$$R_{2i}=\frac{\text{Im}[C_{ci}]\text{Im}[p_{ci}]-\text{Re}[C_{ci}]\text{Re}[p_{ci}]}{2\text{Re}[C_{ci}]^2} \quad (10b)$$

$$C_2 = \frac{2\text{Re}[c_0]^3}{\{\text{Re}[c_0]^2(\text{Re}[p_0]^2 + \text{Im}[p_0]^2) + (\text{Im}[c_0]\text{Im}[p_0])^2 - (\text{Re}[c_0]\text{Re}[p_0])^2\}} \quad (10c)$$

$$G_2 = \frac{-(\text{Re}[c_0]\text{Re}[p_0] + \text{Im}[c_0]\text{Im}[p_0])C_2}{\text{Re}[c_0]} \quad (10d)$$

式(10)中, $i=1\dots N_c$; 符号“ $\text{Re}[\cdot]$ ”“ $\text{Im}[\cdot]$ ”分别表示实部和虚部。

将 Y_L 、 Y_{T1} 、 Y_{T2} 3个支路的电路模型型连接就得到PT的二端口等效电路模型。

4 计算实例

笔者应用 HP 4395A 频谱网络分析仪对一个电压互感器模型的输入与输出端口之间的 S 参数进行了测量。虽然 GIS 中的 VFTO 的振荡频率最高可达数百 MHz, 但其主要频率分量是由 1 MHz 左右的基本振荡频率和 10 MHz 左右的高频振荡频率叠加而成的^[11], 所以散射参数测量频率取 0.1~20 MHz。按式(11)计算得到 PT 的导纳矩阵 Y ^[12]。

$$Y = [R(E+S)]^{-1}(E-S) \quad (11)$$

式(11)中, R 是散射参数测量时的匹配阻抗矩阵; E 为单位矩阵。

PT 的 Y 矩阵各元素幅频和相频特性曲线见图 3 中的实线所示, 由于 Y 为对称矩阵, 即 $Y_{12}=Y_{21}$, 所以只作 Y_{11} 、 Y_{22} 、 Y_{12} 3 条曲线。利用矢量匹配法对 Y_{11} 、 Y_{22} 、 Y_{12} 进行有理函数拟合, 拟合阶数为 44 阶, 拟合结果见图 3 中的点线所示。

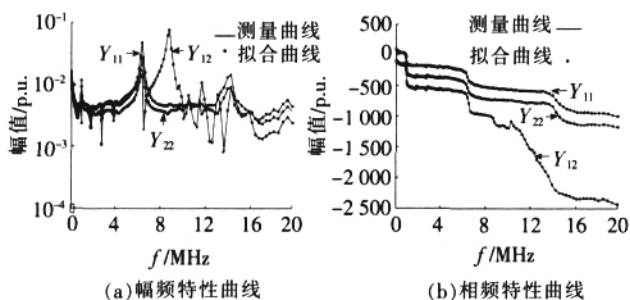


图 3 Y 的特性曲线

对拟合后的有理函数进行无源性修正, 修正前和修正后的 Y 的实部特征值 λ_1 、 λ_2 曲线见图 4。图 4(a) 是 Y 实部特征值曲线全图, 图 4(b) 是局部放大图。可看出, 无源修正前的特征值 λ_2 在整个频段大

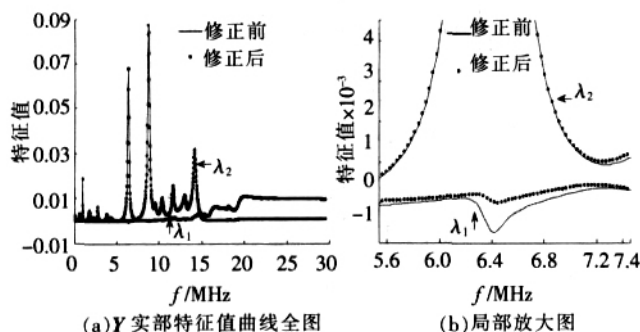


图 4 无源修正前后的 Y 实部的特征值

于零, 而 λ_1 在部分频段小于零, 修正以后, 特征值 λ_1 在整个频段也都大于零, 从而保证了 Y 的无源性。

采用高压毫微秒冲击电压发生器在 PT 首端施加一冲击电压波来模拟 VFTO, 用示波器测量 PT 末端的电压波形, 见图 5 中的实线所示。在 Simulink 环境下, 对第 2.2 节无源修正后的有理函数运用第 3 节介绍的电路综合方法建立型电路模型。为了说明对函数模型进行无源修正的重要性, 由无源修正前的有理函数也建立了电路模型, 该模型的仿真电压在 2 μs 时就达到了 1.5×10^{23} V, 趋向无穷大, 说明模型不稳定。图 5 中的虚线是无源修正后电路仿真波形。可以看出, 仿真波形的整体波动趋势和幅值都与实测波形相近。

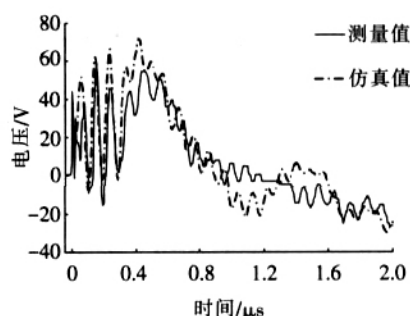


图 5 实测波形和仿真波形

5 结语

为了研究气体绝缘变电站内的隔离开关操作产生的特快速暂态过电压通过互感器对相连二次设备的影响, 笔者建立了 PT 的高频电路模型。为了保证仿真计算的稳定性, 对 Y 矩阵的频域函数进行了无源修正, 实现了 PT 模型的宏观无源性。该方法具有简单、可靠、通用的特点, 任何形式的 PT 只要测得其频响特性便可应用该方法建立它的电路模型。另外, 该方法也同样适用于 CT 电路模型的建立。该电路模型的建立使 GIS 变电站内传导干扰的准确计算成为可能, 同时也为电力系统中其它设备电路模型的建立提供了新思路。

参考文献:

- [1] 张桂红, 郭洁, 徐燕飞. GIS 中的电磁暂态现象[J]. 高压电器, 2006, 42(5): 349-351.
- [2] 张重远, 梁贵书, 崔翔. GIS 内传导干扰计算模型的建立[J]. 高压电器, 2003, 39(4): 11-13.
- [3] 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.
- [4] 吴茂林, 崔翔. 电压互感器宽频特性的建模[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 1-5.
- [5] 梁贵书, 张喜乐, 王晓晖, 等. 特快速暂态过电压下变压器绕组高频电路模型的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(4): 144-148.

(下转第 300 页)

在这里也可以对电容 C 的大小进行设计,如果在突加负载 P_L 情况下,电容电压允许变化的最大电压为 U_{max} ,根据典型型系统的抗干扰性计算, C 的取值必须满足^[5]

$$C > \frac{1.6T_F \cdot P_L}{d \cdot U_{max}} \quad (12)$$

3 仿真和实验结果分析

为了验证变结构控制策略的有效性,对图 1 所示的并联型 APF 进行了实验研究。实验测试波形见图 4。实验装置的逆变器开关器件采用 IGBT,负载为常见的三相桥式整流器,其系统主要参数为:电源电压 $U_s=300V/50Hz$;负载功率 $P_L=2.5 kW$; $L=10 mH$; $C=1 100 \mu F$; $T_F=2 ms$; $U_d=700 V$; PI 调节器 $T_i/K_p=10 ms/0.001 5$;开关频率 $f=5 kHz$ 。该系统采用数字化可编程信号处理器 TMS320LF2407A 为核心的硬件控制器实现全数字控制,控制周期为 $100 \mu s$,比常规控制小得多。

对图 1 进行仿真,采样电阻 $R=0.5 \Omega$ 。控制器的时钟周期 $T_s=20 kHz$ 。仿真软件采用 Matlab 中的 Simulink 完成。仿真条件:电源电压=200V/50Hz,其它参数同上。

仿真波形见图 3。由图 3(b)可知,由于负载为非线性负载,所以接入 APF 前电源电流的波形已经严重畸变,而接入 APF 后电源电流已经基本为正弦波。图 3(c)为补偿后的电流上还有一点幅度的尖峰,其产生的原因在于动态补偿时,跟踪速度还有待提高和改善。

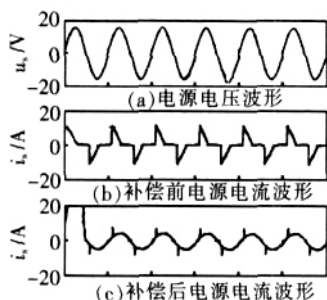


图 3 仿真波形

图 4(a)、(b) 分别给出了经并联型 APF 补偿前后的电源电流波形。从图中可以看出,该控制方案能有效地抑制负载所产生的谐波电流。

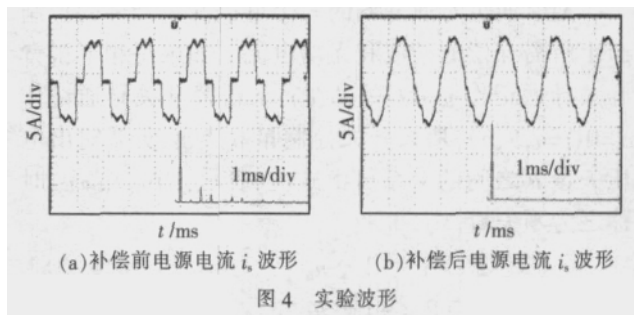


图 4 实验波形

另外,从图中也可看出,在负载电流突变处,电源跟踪会出现较大误差,主要原因是由于 LP_L 过大,变结构控制的可达性条件得不到满足而造成。

4 结语

并联型 APF 采用变结构控制模型,可以很好地实现谐波补偿。由于对期望的电源电流实现了闭环跟踪控制,因此具有良好的无功补偿和谐波抑制性能。笔者分析了电压闭环参数的工程设计,为并联型 APF 的推广和应用提供了设计依据。该法控制电路简单实现方便,补偿效果好,是一种很有前景的控制方法。

参考文献:

- [1] AKAGI H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning [J]. IEEE Trans. on I.A., 1996, 32(6): 1312-1322.
- [2] AKAGI H. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components [J]. IEEE Trans. on I.A., 1984, 20(3): 625-630.
- [3] 高为炳. 变结构控制理论基础 [M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990.
- [4] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 (第 2 版) [M]. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [5] BHAVARAJU V B. An Active Line Conditioner to Balance Voltages in a Three-phase System [J]. IEEE Trans. on I.A., 1996, 32(2): 287-292.

(上接第 297 页)

- [6] MORCHED A, MARTI L. A High Frequency Transformer Model for the EMTP [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1993, 8(3): 1615-1626.
- [7] GUSTAVSEN B, SEMLYEN A. Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1999, 14(3): 1052-1061.
- [8] GUSTAVSEN B. Enforcing Passivity for Admittance Matrices Approximated by Rational Functions [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2001, 16(1): 97-104.
- [9] DHARMENDRA S, RAMACHANDRA A. A Fast Algorithm and Practical Considerations for Passive Macromodeling of

- Measured/Simulated Data [J]. IEEE Trans. on Advanced Packaging, 2004, 27(1): 57-70.
- [10] G C 特密斯 (美), J W 拉帕特雷. 电路综合与设计导论 [M]. 贾毓聪, 韩宝珍, 译. 北京: 人民邮电出版社, 1985.
- [11] 史保社, 张文元, 顾温国, 等. GIS 中快速暂态过电压的计算及其影响因素分析 [J]. 高电压技术, 1997, 23(4): 19-25.
- [12] DEAN A FRICKEY. Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters Which are Valid for Complex Source and Load Impedances [J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1994, 42(2): 205-211.