HVDC场合中直流互感器现场校验用的一种电流标准源研究

为了满足高压直流（High Voltage Direct Current，HVDC）输电系统中直流电流互感器现场校验用的电流源准确度高、幅值大、体积小以及重量轻等要求，研究了一种新型的低压大电流标准源拓扑结构，建立了动态数学模型，并进行了控制器的设计，仿真试验结果表明所研究的直流电流标准源准确度高，电能变换级数少，可满足HVDC场合中直流互感器现场校验用。

王　琨　李　鹏/国网甘肃省电力公司电力科学研究院
祁霄鹏　杨维满　王兴贵/兰州理工大学电气工程与信息工程学院

王　琨/工程师

关键词/Keywords
特高压直流输电·
电流标准源·
直流电流互感器·
模型·

0　引言

高压直流输电技术能够优化我国能源结构，促进电网与电源协调发展，是进一步落实国家能源战略，实现国家电网总体规划目标，促进区域间资源优化配置的一项重要举措[1-3]。在高压直流（High Voltage Direct Current，HVDC）输电系统中，各种直流互感器设备均存在一定的问题和隐患，部分换流站的直流互感器多次出现故障，有些故障直接导致了直流系统的单极闭锁，给电网的稳定可靠和经济运行带来极大的威胁和隐患[4-5]。

相关试验结果表明，一些直流互感器性能缺陷可以通过现场校准或周期校准提早发现，某些性能缺陷可以通过现场试验进行预防和校正[6-7]。由于理论方法研究的缺失和缺乏相关的专业设备装置支撑，目前还不具备对直流电流互感器进行现场校准的条件。为了解决HVDC输电系统中直流互感器现场校准不便，以及高压试验过程中电流互感器检测试验设备数量多、体积庞大难以运输和试验条件复杂等问题[8-9]，研究一种输出准确度高、体积小、重量轻和便于携带的电流标准源十分必要。

文献[10]设计了一种通信高频电源，并对单相的移相全桥倍流整流电路进行了动态建模，仿真结果表明建立的模型不稳定，还需要进行修正。文献[11]研究了一种采用倍流整流式结构的移相全桥ZVZCS直流变换器，通过仿真验证了该变换器满足ZVZCS的要求，但文献没有对输出电流的准确度、稳定性作进一步分析与研究。文献[12]研究了一种新型的直流电源拓扑结构，但是文中没有建立对应拓扑电路的数学模型，而是基于单个移相全桥＋倍流整流单元模型直接进行了控制器设计，这对控制参数可能带来较大误差或控制效果不太理想。

本文针对特高压直流输电的特点，设计出了一种适合HVDC系统直流互感器现场校验用的电流标准源。首先对N相移相全桥倍流整流电路建立了小信号动态模型，分别得到了控制量到输出电压、电感电流的传递函数，然后利用PI调节器实现了高准确度恒流控制。

1　电流标准源主电路结构

直流互感器现场校验用的电流标准源主电路拓扑结构如图1所示，主要由电力二极管整流、移相全桥高频逆变、脉冲变压器以及倍流整流电路等构成。为了尽可能减小电源体积，电源内部多个脉冲变压器一次侧串联连接，串联后所形成的接线端与移相全桥高频逆变交流侧相连，各高频脉冲变压器二次侧单独

接至倍流整流电路输入侧，倍流整流电路输出侧并联连接后为阻性负载供电，通过负载电流高准确度恒流控制形成电流标准源。

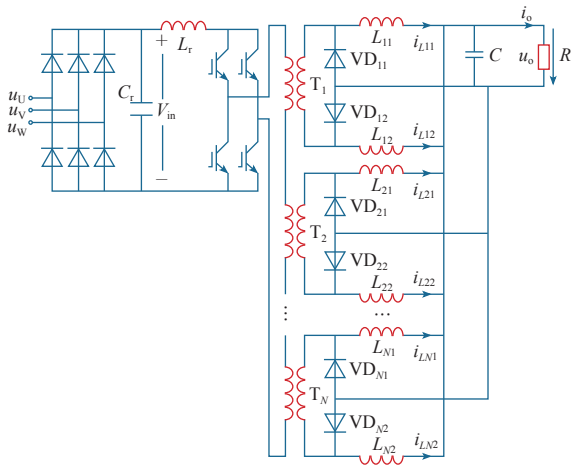

图1　电流标准源主电路拓扑结构

2　电流标准源动态建模

脉冲变压器T_1、T_2、…、T_N取为相同型号，且$L_{11}=L_{12}=L_{21}=L_{22}=\cdots=L_{N1}=L_{N2}$，故$T_1$、$T_2$、…、$T_N$上分得电压相同，倍流整流电路中$VD_{11}$、$VD_{12}$、$VD_{21}$、$VD_{22}$、…、$VD_{N1}$、$VD_{N2}$选用同一型号的快恢复二极管。此时，各倍流整流电路工作模态可完全近似认为是相同的。移相全桥倍流整流电路在工作过程中共经过6个模态，但其中有2个模态的持续时间极短，通常可以忽略，据此可以近似将整个工作时间分为4个模态[13-14]，然后在各段时间内进行列写微分方程，其中时间段分别为

$$\begin{cases} 0\leqslant t\leqslant d\dfrac{T_s}{2} \\ d\dfrac{T_s}{2}\leqslant t\leqslant \dfrac{T_s}{2} \\ \dfrac{T_s}{2}\leqslant t\leqslant \dfrac{T_s}{2}+d\dfrac{T_s}{2} \\ \dfrac{T_s}{2}+d\dfrac{T_s}{2}\leqslant t\leqslant T_s \end{cases} \tag{1}$$

式中，d为全桥移相控制占空比；T_s为开关周期。

（1）$0\leqslant t\leqslant d(T_s/2)$期间

$$\begin{cases} L_{11}\dfrac{\mathrm{d}i_{L11}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{v_{in}(t)}{n}-u_o(t) \\ L_{12}\dfrac{\mathrm{d}i_{L12}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ L_{21}\dfrac{\mathrm{d}i_{L21}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{v_{in}(t)}{n}-u_o(t) \\ L_{22}\dfrac{\mathrm{d}i_{L22}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ \vdots \\ L_{N1}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN1}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{v_{in}(t)}{n}-u_o(t) \\ L_{N2}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN2}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_o(t)}{\mathrm{d}t}=i_{L11}(t)+i_{L12}(t)+\cdots+i_{LN1}(t)+i_{LN2}(t)-\dfrac{u_o(t)}{R} \end{cases} \tag{2}$$

式中，n为变压器一、二次侧的电压比。

（2）$d(T_s/2)\leqslant t\leqslant T_s/2$期间

$$\begin{cases} L_{11}\dfrac{\mathrm{d}i_{L11}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ L_{12}\dfrac{\mathrm{d}i_{L12}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ L_{21}\dfrac{\mathrm{d}i_{L21}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ L_{22}\dfrac{\mathrm{d}i_{L22}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ \vdots \\ L_{N1}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN1}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ L_{N2}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN2}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_o(t)}{\mathrm{d}t}=i_{L11}(t)+i_{L12}(t)+\cdots+i_{LN1}(t)+i_{LN2}(t)-\dfrac{u_o(t)}{R} \end{cases} \tag{3}$$

（3）$T_s/2\leqslant t\leqslant[T_s/2+d(T_s/2)]$期间

$$\begin{cases} L_{11}\dfrac{\mathrm{d}i_{L11}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ L_{12}\dfrac{\mathrm{d}i_{L12}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{v_{in}(t)}{n}-u_o(t) \\ L_{21}\dfrac{\mathrm{d}i_{L21}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \\ L_{22}\dfrac{\mathrm{d}i_{L22}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{v_{in}(t)}{n}-u_o(t) \\ \vdots \\ L_{N1}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN1}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_o(t) \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_{N2}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN2}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{v_{\mathrm{in}}(t)}{n}-u_{\mathrm{o}}(t) \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}(t)}{\mathrm{d}t}=i_{L11}(t)+i_{L12}(t)+\cdots+i_{LN1}(t)+i_{LN2}(t)-\dfrac{u_{\mathrm{o}}(t)}{R} \end{cases} \tag{4}$$

（4）$[T_s/2+d(T_s/2)]\leqslant t\leqslant T_s$期间

$$\begin{cases} L_{11}\dfrac{\mathrm{d}i_{L11}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_{\mathrm{o}}(t) \\ L_{12}\dfrac{\mathrm{d}i_{L12}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_{\mathrm{o}}(t) \\ L_{21}\dfrac{\mathrm{d}i_{L21}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_{\mathrm{o}}(t) \\ L_{22}\dfrac{\mathrm{d}i_{L22}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_{\mathrm{o}}(t) \\ \vdots \\ L_{N1}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN1}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_{\mathrm{o}}(t) \\ L_{N2}\dfrac{\mathrm{d}i_{LN2}(t)}{\mathrm{d}t}=-u_{\mathrm{o}}(t) \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}(t)}{\mathrm{d}t}=i_{L11}(t)+i_{L12}(t)+\cdots+i_{LN1}(t)+i_{LN2}(t)-\dfrac{u_{\mathrm{o}}(t)}{R} \end{cases} \tag{5}$$

根据占空比作平均，得到基本状态平均方程如下

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{L11}(t) \\ \dot{i}_{L12}(t) \\ \dot{i}_{L21}(t) \\ \dot{i}_{L22}(t) \\ \vdots \\ \dot{i}_{LN1}(t) \\ \dot{i}_{LN2}(t) \\ \dot{u}_{\mathrm{o}}(t) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \cdots & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{L11}(t) \\ i_{L12}(t) \\ i_{L21}(t) \\ i_{L22}(t) \\ \vdots \\ i_{LN1}(t) \\ i_{LN2}(t) \\ u_{\mathrm{o}}(t) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} \frac{d}{2L} \\ \frac{d}{2L} \\ \frac{d}{2L} \\ \frac{d}{2L} \\ \vdots \\ \frac{d}{2L} \\ \frac{d}{2L} \\ 0 \end{pmatrix}\frac{v_{\mathrm{in}}(t)}{n} \tag{6}$$

由于$L_{11}=L_{12}=L_{21}=L_{22}=\cdots=L_{N1}=L_{N2}$，式（6）可简化为

$$\begin{pmatrix} \dfrac{\mathrm{d}i_{L11}(t)}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}(t)}{\mathrm{d}t} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{2N}{C} & -\dfrac{1}{RC} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{L11}(t) \\ u_{\mathrm{o}}(t) \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} \dfrac{d}{2L} \\ 0 \end{pmatrix}\dfrac{v_{\mathrm{in}}(t)}{n} \tag{7}$$

由此可以得到

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{L11}(t)}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{1}{L}u_{\mathrm{o}}(t)+\dfrac{d}{2L}\dfrac{v_{\mathrm{in}}}{n} \\ \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{2N}{C}i_{L11}(t)-\dfrac{1}{RC}u_{\mathrm{o}}(t) \end{cases} \tag{8}$$

求其开关周期平均得

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\langle i_{L11}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{1}{L}\langle u_{\mathrm{o}}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}+\dfrac{\langle d\rangle_{T_{\mathrm{s}}}\langle v_{\mathrm{in}}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}}{2L}\dfrac{1}{n} \\ \dfrac{\mathrm{d}\langle u_{\mathrm{o}}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{2N}{C}\langle i_{L11}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}-\dfrac{1}{RC}\langle u_{\mathrm{o}}\rangle_{T_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{9}$$

采用扰动法对开关周期平均方程进行线性化处理，令

$$\begin{cases} \langle i_{L11}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}=I_{L11}+\hat{i}_{L11} \\ \langle d\rangle_{T_{\mathrm{s}}}=D+\hat{d} \\ \langle v_{\mathrm{in}}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}=V_{\mathrm{in}}+\hat{v}_{\mathrm{in}} \\ \langle v_{\mathrm{o}}\rangle_{T_{\mathrm{s}}}=V_{\mathrm{o}}+\hat{v}_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{10}$$

式中，I_{L11}、D、V_{in}和V_{o}为参数稳态工作量；$\hat{i}_{L11}$、$\hat{d}$、$\hat{v}_{\mathrm{in}}$和$\hat{v}_{\mathrm{o}}$对应为参数小扰动量。

交流小信号模型为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{L11}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{1}{L}\hat{u}_{\mathrm{o}}+\dfrac{1}{2L}\dfrac{1}{n}(\hat{d}V_{\mathrm{in}}+D\hat{v}_{\mathrm{in}}) \\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{u}_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{2N}{C}\hat{i}_{L11}-\dfrac{1}{RC}\hat{u}_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{11}$$

令输入电压扰动$\hat{v}_{\mathrm{in}}=0$，再进行拉氏变换得从控制量$\hat{d}$到输出电压$\hat{u}_{\mathrm{o}}$、电流$\hat{i}_{L11}$的传递函数分别为

$$G_{ud}(s)=\left.\frac{\hat{u}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)=0}=\frac{1}{\frac{L_{11}C}{N}s^2+\frac{L_{11}}{RN}s+2}\frac{V_{\mathrm{in}}}{n} \tag{12}$$

$$G_{id}(s)=\left.\frac{\hat{i}_{L11}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)=0}=\frac{RCs+1}{RCs^2+s+2NRL_{11}}\frac{V_{\mathrm{in}}}{2nL_{11}} \tag{13}$$

由式（12）可以看出该直流电流标准源属于二阶系统。从图1主电路上获取高准确度恒定的直流电流可有两种控制方案：①基于式（12）设计

电压控制器，通过对输出电压进行恒压控制间接获得高准确度的直流电流，$i_o=u_o/R$；②基于式（13）设计电流控制器，通过对电感电流控制来获得高准确度的直流电流，稳态时$i_o=2N\hat{i}_{L11}$。此处采用第二种方法。

3 仿真分析

本文脉冲变压器（即倍流整流单元数）N取6，取电流标准源中三相桥式二极管整流输出侧的滤波元件$L_r=0.95$ mH、$C_r=1.36$ mF，输出电感$L_{11}=L_{12}=L_{21}=L_{22}=\cdots=L_{N1}=L_{N2}=12$ μF，变压器一次侧和二次侧的电压比为6.6∶1，电容$C=120$ μF，负载电阻$R=0.001\ 6$ Ω。由于输出电流为直流电流，运行过程中负载保持不变，只有来自电源侧电压波动带来的扰动影响且变化缓慢，此处仅采用电流单环PI调节器控制。电流反馈系数取1.2倍满电流的倒数，比例系数k_p取0.683，积分系数k_i取0.216。

图2为本文研究的电流标准源输出直流电流波形，满电流输出为7 200 A，每个倍流整流电路输出电流平均值维持在1 200 A，移相全桥高频逆变电路占空比设计在0.5左右，此时输出电流准确度可以达到最高，从仿真结果可以看出输出电流准确度达到10^{-5}数量级，满足直流输电系统中多种高准确度直流互感器现场校验使用。

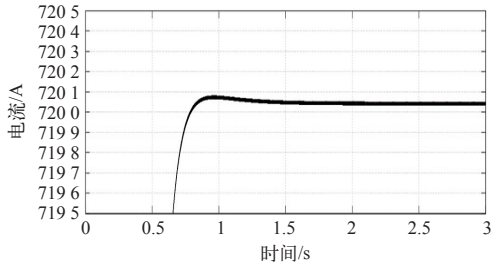

图2 输出电流波形

图3、图4分别给出了仿真运行过程中三相不可控整流桥交流输入侧电压的整体与局部波形。

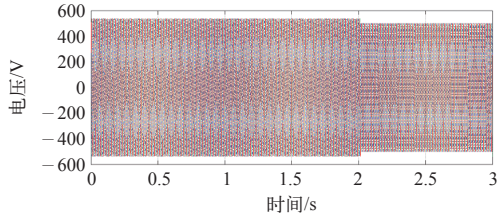

图3 三相不可控整流桥交流输入侧电压波形（整体）

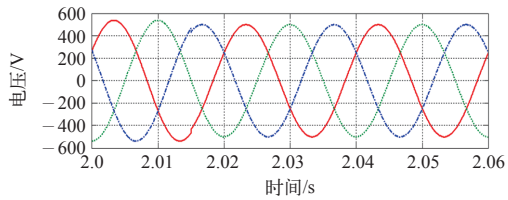

图4 三相不可控整流桥交流输入侧电压波形（局部）

从中看出运行过程中在2.015 s时刻设计了电压下降7%的输入扰动，但从图2所示输出直流电流波形可知控制器很好地抑制了该扰动，保证了输出直流电流的准确度。

4 结束语

直流电流标准源是特高压直流输电系统中直流电流互感器现场校验用的必备装置。本文基于一种新型低压大电流标准源拓扑结构建立的动态数学模型可用于线性控制器设计，在PI调节作用下可保证直流电流标准源高准确度输出，同时对交流输入侧电压波动扰动有很好的抑制作用，故该电流源完全适合HVDC场合中直流互感器现场校验使用。

参考文献

[1] 刘振亚，秦晓辉，赵良，等．特高压直流分层接入方式在多馈入直流电网的应用研究 [J]．中国电机工程学报，2013，33 (10)：1-7.

[2] 李彬彬，张书鑫，程达，等．新型混合式高压直流输电DC/DC变换器 [J]．电力系统自动化，2018，42 (7)：116-121.

[3] 张杰，胡媛媛，刘飞．高压直流互感器现场校验关键技术 [J]．高电压技术，2016，42 (9)：3003-3010.

[4] 周静，马为民，蒋维勇，等．特高压直流工程的可靠性 [J]．高电压技术，2010，36 (1)：173-179.

[5] 马为民，吴方劼，杨一鸣，等．柔性直流输电技术的现状及应用前景分析 [J]．高电压技术，2014，40 (8)：2429-2439.

[6] 易斌，潘峰，林国营．电子式互感器校验技术综述 [J]．广东电力，2016 (2)：1-8.

(下转第20页)