

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.171426

基于 RTDS 的模块化多电平换流器 闭锁状态仿真建模方法

王洁聪¹ 刘崇茹¹ 徐东旭¹ 谢国超¹ 朱毅²

(1. 新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学) 北京 102206

2. 国网山东省电力公司经济技术研究院 济南 250021)

摘要 模块化多电平换流器(MMC)因其模块化的结构特点在高压直流(HVDC)输电领域得到广泛应用。对于 MMC 闭锁状态的仿真涉及对二极管这种自然开断器件的仿真。由于实时数字仿真(RTDS)平台不能使用插值和变步长算法,在 RTDS 中仿真时会存在数值振荡和二极管开关动作延迟的问题,RTDS 是通过小步长来实现误差降低。但 CBuilder 工具不具备小步长仿真能力,需采用接口变压器连接,其漏抗等参数会降低仿真精度。提出一种适于 RTDS 平台的 MMC 闭锁状态仿真方法,将桥臂电抗的积分方法改为能有效抑制数值振荡的后退欧拉法,同时采用双值电阻并联 RC 阻尼电路的模型对二极管进行等效。通过对模型的稳态误差、暂态误差以及二极管动作延迟造成的误差进行计算分析,提出模型的参数选择方法,提高了模型的计算精度和数值稳定性。

关键词: 模块化多电平换流器 实时数字仿真 数值振荡 后退欧拉法 二极管等效电路
中图分类号: TM743

Simulation Method of Modular Multilevel Converter Blocking State Based on RTDS

Wang Jiecong¹ Liu Chongru¹ Xu Dongxu¹ Xie Guochao¹ Zhu Yi²

(1. State Key Lab for Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources

North China Electric Power University Beijing 102206 China

2. State Grid Shandong Economics Research Institute Jinan 250021 China)

Abstract Modular multilevel converter (MMC) has been widely used in the area of high-voltage direct current (HVDC) transmission due to its modular structure. The simulation of the MMC blocking state involves the simulation of the diode, which is a kind of uncontrolled power electronic device. However, without interpolation algorithm and flexible time-step in real-time digital simulation (RTDS), there are the problems of the numerical oscillations and the diode switching delay. Therefore, RTDS reduces the error through using small time-step solving power electronic circuit. However, the user-defined model in CBuilder does not provide small time-step simulation environment. An alternating way is to use the interface transformer connecting the small time-step model of diode, but the leakage reactance and other parameters of which will reduce the simulation accuracy. An MMC blocking model suitable for RTDS is proposed, in which the backward Euler method is adopted for arm reactor calculation to eliminate the numerical oscillation, and the diode is equivalent to a two-value

国家电网公司科学技术项目(张北柔性直流电网系统构建方案研究)(SGSDJY00JHJS1600141)资助。

收稿日期 2017-10-11 改稿日期 2018-01-18

resistor paralleled with an RC snubber circuit. The errors of the proposed model under steady-state and transient state as well as the error caused by the diode switching delay are analyzed and calculated. Furthermore, the method of the parameter setting to the proposed model is provided, which can improve the calculation precision and numerical stability.

Keywords: Modular multilevel converter (MMC), real-time digital simulation (RTDS), numerical oscillation, backward-euler method, diode equivalent circuit

0 引言

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 的闭锁状态是一种非正常工作状态, 用于 MMC 启动时向子模块电容充电, 或者在故障时将子模块电容旁路^[1-3]。处于闭锁状态的换流器中所有子模块的绝缘栅双极型晶体管 (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) 闭锁, 换流器拓扑中的开关元件相当于只有二极管。因此对于二极管这种自然关断器件的正确模拟, 是 MMC 闭锁状态仿真的关键。

在电磁暂态仿真中通常将二极管等效为一个双值电阻, 采用这种模型在以定步长梯形积分算法为基础的电磁暂态仿真中, 会在开关动作时刻引起数值振荡。现有研究通过对二极管动作时刻及状态变量进行插值, 或者通过变步长仿真的方式, 精确计及开关动作时刻并解决梯形法引起的数值振荡问题^[4,5]。但对于实时数字仿真 (Real-Time Digital Simulation, RTDS) 平台这种不能回退计算的实时仿真装置, 既不能采用插值算法也不能在仿真过程中改变仿真步长, 需要寻找适合的方法保证 MMC 闭锁仿真的正确性和精确性。

通过改变积分方法可以抑制由于梯形法在开关动作时刻产生的数值振荡, 例如采用后退欧拉法^[6]、2S-DIRK^[7]等避开突变的非状态变量, 或采用阻尼梯形法^[8]、龙-库-梯形法^[9]等方法加速数值振荡的衰减。在无插值仿真平台中进行仿真时要兼顾算法的精度、复杂度以及在仿真平台的可实施性。

在无法通过插值或者变步长获得二极管正确动作时刻的情况下, 还会造成非状态变量的“尖峰”畸变^[4]。通过改变二极管的等效方法也可以在一定程度上减小这种开关动作延迟所造成的误差。RTDS 的开关元件使用电感/电容 (L/C) 模型, 断开时用电容串联电阻等效, 闭合时用电感等效^[10]。文献[11]通过改变积分算法对 L/C 模型进行了改进, 提高了模型精度。但 L/C 模型与理想开关模型相比, 暂态

特性正好相反, 在步长较大时仍可能造成较大的仿真误差。文献[12]提出一种通过在二极管两端并联 RC 阻尼电路来抑制数值振荡的方法, 但没有分析该模型在无法精确计算开关动作时刻时的适用性, 且所提参数优化方法依赖 PSCAD/EMTDC 软件。

本文提出一种适于 RTDS 平台的 MMC 闭锁状态仿真的建模方法, 在 RTDS 不能插值和变步长仿真的情况下, 尽可能地抑制数值振荡, 并减小二极管延迟动作造成的误差。

1 MMC 换流器等效模型

1.1 半桥子模块基本结构

图 1 为半桥型 MMC 子模块的拓扑结构, 由反并联的 IGBT 和二极管构成的两组开关组以及一个储能电容 C 是半桥型拓扑中最重要的器件。 S_{SM} 是一个高速旁路开关, 其作用是保证子模块发生故障时将其快速可靠地旁路。 VT_{SM} 是一个压接式封装晶闸管, 它可以在 MMC 闭锁时保护与其并联的续流二极管 VD_{2_SM} 。

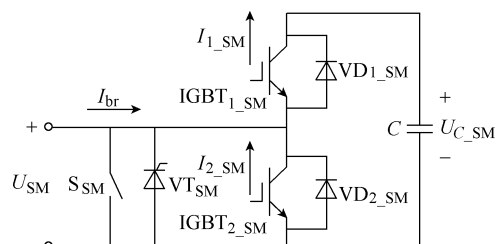


图 1 半桥子模块结构

Fig.1 Structure of half-bridge sum-module

电磁暂态仿真软件中提供有 IGBT、二极管等电子元器件, 可采用这些元器件按照子模块电路结构来搭建详细模型, 但这种模型会受到仿真软件资源对节点数或者仿真时长的限制, 无法仿真高电平 MMC 系统。PSCAD/EMTDC 环境下, 双端 21 电平系统的仿真 1s 用时为 1 672.6s (PSCAD 4.2.1 Professional, 运行于 Intel(R) Core(TM) i5-4440 CPU @3.10GHz, 8G 内存, 64 位 Win10 操作系统), 仿真时间已经不可接受; RTDS 环境下, 小步长模块

不能超过 36 个节点。

1.2 子模块详细等效模型

为了解决高电平 MMC 系统仿真速度慢的问题,文献[13]提出了一种 MMC 戴维南等效模型,其核心内容是建立单个子模块的戴维南等效模型后进行代数叠加。该模型可以整体等效一个桥臂上的 N 个子模块的戴维南信息,并可以求出每个子模块的电容电压值,仿真精度高^[14],现有 MMC 建模方法多基于此^[15-19]。

1.3 桥臂等效模型

1.3.1 桥臂闭锁和非闭锁状态的仿真实现方法

MMC 通常在起动过程中或发生直流故障后需要进行闭锁操作,所有子模块的 IGBT 的触发脉冲全部闭锁,同一桥臂中所有子模块的运行状态相同,因此可以用开关 SW 和二极管 VD_1 、 VD_2 组成的开关组合,来控制整个桥臂的闭锁或者非闭锁状态,如图 2a 所示。图 2 中, SM_1, SM_2, \dots, SM_N 表示 N 个子模块的详细等效模型^[11], L_0 为桥臂电抗器, I_{br} 为桥臂电流。将桥臂等效模型按照图 2b 所示方式接线,得到三相 MMC 换流器仿真系统。

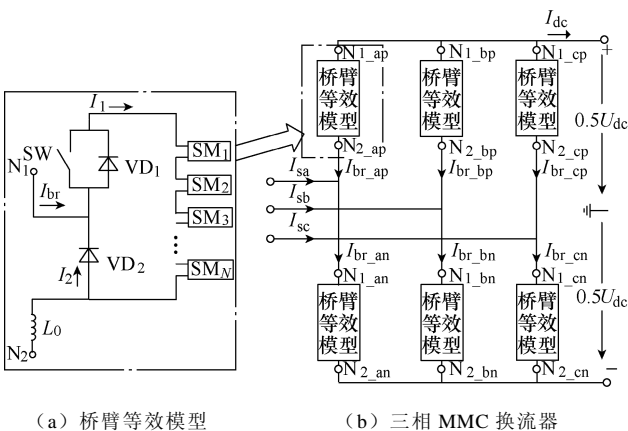


图 2 桥臂等效模型及其接线示意图

Fig.2 Equivalent model of bridge arm and its connection diagram

开关 SW 闭合模拟桥臂处于非闭锁状态,根据 IGBT 信号以及电流 I_1 的方向和子模块电容电压正负判断出每个子模块的运行状态,每个子模块中的两组由 IGBT 反并联二极管组成的开关组分别等效为可变电阻 R_{1_SM} 和 R_{2_SM} (导通状态为阻值很小的 R_{ON} , 关断状态为阻值很大的 R_{OFF})^[13], 由于 N 个子模块的输出电压不小于 0, 二极管 VD_2 保持关断状态, 不会影响桥臂电流流路径^[20], 也不会影响子模块状态的判断和计算。

开关 SW 断开模拟桥臂处于闭锁状态, 桥臂等

效为由两个二极管决定桥臂电流流路径的等效电路^[20]。仿真中设置每个子模块保持投入状态($R_{1_SM}=R_{ON}$ 和 $R_{2_SM}=R_{OFF}$), 子模块中电容的充放电状态实际由二极管 VD_1 和 VD_2 的状态确定, 二极管的状态根据其两端的电压正负进行判断。当 MMC 在故障后发生闭锁时, 每个子模块中的晶闸管 VT_{SM} 也会触发导通, 利用其通态电阻小于二极管的特性对流过二极管故障电流分流^[21]。触发导通的晶闸管与二极管的通断特性相似, 因此导通的晶闸管与二极管并联可以看作一个二极管, 桥臂仍可以用图 2a 所示模型进行等效。

1.3.2 闭锁状态与非闭锁状态的切换过程

当 MMC 在非闭锁状态与闭锁状态之间切换时, 桥臂等效模型的电路拓扑发生变化, 电路中某些状态变量会发生突变。而电磁暂态仿真中所获得 t 时刻的电压值实际为 t^+ 时刻的值, 继续以两端电压值作为判据可能会误判二极管 VD_1 和 VD_2 的状态, 因此需要根据 t^+ 时刻不发生突变的状态变量确定二极管状态。

闭锁状态切换为非闭锁状态时, 开关 SW 由断开到闭合。由于子模块电容电压不发生突变且不小于 0, 二极管 VD_2 两端电压近似等于串联子模块输出电压之和, 判断出二极管 VD_2 关断, 然后根据桥臂电流方向判断出 VD_1 的状态。

由非闭锁状态切换为闭锁状态的过程中, 开关 SW 由闭合到断开, 桥臂中的子模块由一部分投入运行到全部投入运行。在电路变化时, 桥臂电流不会发生突变, 只要切换瞬间的桥臂电流不为 0, 那么切换后二极管 VD_1 和 VD_2 必有一个导通而另一个关断, 并且根据桥臂电流的方向容易判断出 VD_1 和 VD_2 的状态: 桥臂电流 I_{br} 为正时, VD_1 导通, VD_2 关断; 桥臂电流 I_{br} 为负时, VD_1 关断, VD_2 导通。切换为闭锁状态后, 仍然根据二极管两端的电压正负确定二极管的状态。

2 闭锁状态的等效计算

2.1 利用仿真程序提供的二极管模型

文献[14-16]利用 PSCAD/EMTDC 软件提供的二极管模型与自定义模型进行组合来实现闭锁状态的仿真计算, 这样可以利用 PSCAD/EMTDC 的插值算法, 实现闭锁状态下的正确仿真。但这一方法并不适用于 RTDS, 因为 RTDS 本身不具有插值算法, 而是通过小步长来实现降低误差。RTDS 中的电力电子元器件需要在小步长环境中使用, 与自定义模

型组合使用时，每个桥臂需使用两个接口变压器进行大小步长的交互。

为测试 RTDS 中接口变压器导致的误差，本文建立了图 3 所示的测试电路。单相交流电源有效值 10kV，串联电阻 1Ω，串联电感 0.1H，子模块电容 3 000μF。采用载波移相-正弦波脉宽调制 (Carrier Phase Shift-Sine Pulse Width Modulation, CPS-SPWM) 方式，载波频率 200Hz，调制比为 1。

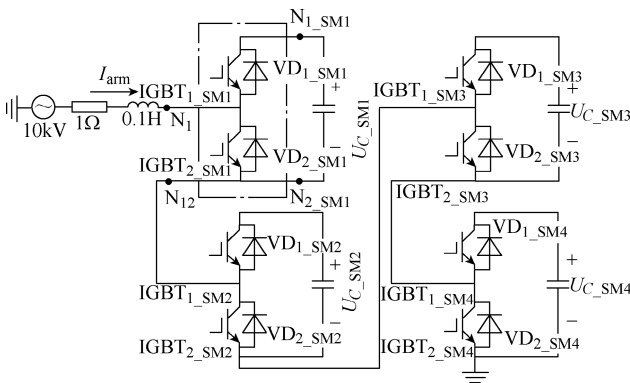


图 3 接口变压器误差测试电路

Fig.3 Testing circuit of interface transformer's error

为了进行对比分析，建立了两组对比测试模型：一组全部在小步长环境中搭建；另一组的主电路在大步长环境中搭建，其中开关元器件在小步长环境搭建且两边端口各由一个接口变压器与主电路连接，如图 4 所示。

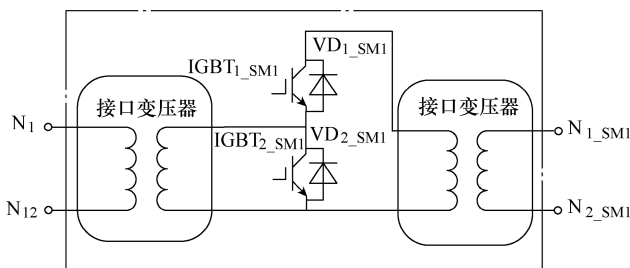
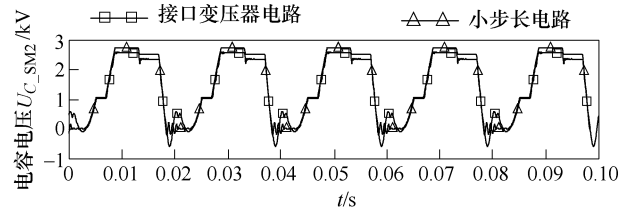


图 4 接口变压器接线方式

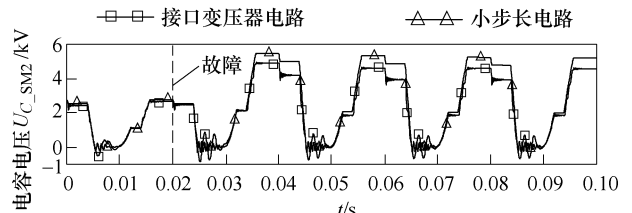
Fig.4 Interface transformer connection

接口变压器的影响的测试结果如图 5a 所示，在电容电压过零点处，两组仿真曲线有较大差别，采用接口变压器的模型不能正确反映出二极管 VD_{2,SM} 对电容电压的钳位作用。这是由于 RTDS 的接口变压器必须设置漏抗参数且最小值为 0.05(pu)，引入了计算误差。

另外，接口变压器电压比的选择对仿真精度影响很大，对于故障状态等非额定状态时的仿真会造成较大的误差，如图 5b 所示。第二个子模块在 0.02s 时刻发生电容值减小的故障，电容值减小为原来的



(a) 正常状态



(b) 故障状态

图 5 接口变压器的影响

Fig.5 Influence of the interface transformer

1/2。故障发生后，子模块电容电压发生变化，原来的接口变压器参数不再适用，造成了较大误差。

因此使用 RTDS 提供的二极管模型与自定义模型进行组合的方法并不适用于在 RTDS 环境下对 MMC 闭锁状态的处理。

2.2 CBuilder 环境下闭锁状态建模

2.2.1 存在问题及解决方案

闭锁状态下，由于二极管的特性，正确模拟子模块及桥臂特性主要有两个难点：①使用梯形法会在二极管动作时刻引起数值振荡；②定步长仿真中二极管状态只能在步长整数倍的时刻改变，这将导致开关动作时间上的延迟，造成电压电流波形出现不真实的“尖峰”^[22]。

为了解决上述两个问题，本文分别采用如下两种对策：①选择后退欧拉法作为桥臂电抗的数值积分方法，可有效抑制电压的数值振荡，防止闭锁时子模块误跳入错误状态；②二极管采用双值电阻并联 RC 阻尼支路的模型进行等效，既可以抑制其他元件产生的数值振荡，又对电压“尖峰”起缓冲作用。

2.2.2 桥臂电抗的积分算法

闭锁状态的 MMC 单个桥臂可以简化等效为如图 6 所示的电路。对闭锁状态的电路进行分析，发现桥臂电抗电压的数值振荡现象是导致闭锁状态下二极管判断错误的直接原因。

桥臂电抗的微分方程为

$$u_{L0}(t) = L_0 \frac{di_{br}(t)}{dt} \quad (1)$$

应用梯形积分法则有

$$i_{br}(t) = i_{br}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2L_0} [u_{L0}(t - \Delta t) + u_{L0}(t)] \quad (2)$$

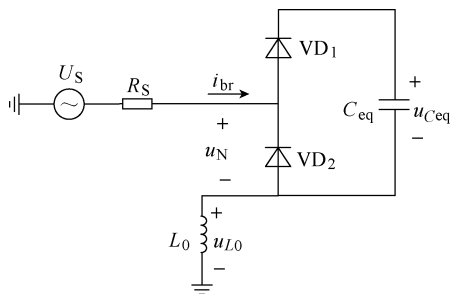


图6 闭锁状态单桥臂简化等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of a blocking bridge arm

式中, Δt 为步长。

以 $t=t_0$ 时刻二极管 VD_1 由导通状态变为关断状态为例。在 $t < t_0$ 时, $i_{br}(t) > 0$, 此时二极管 VD_1 导通、 VD_2 关断; $t=t_0$ 时刻二极管 VD_1 承受反向电压关断, VD_2 仍然关断; $t > t_0$ 时二极管 VD_2 保持关断直至 $u_N(t) < 0$, 这段时间内 $i_{br}(t)=0$, 桥臂电抗电压满足

$$\begin{cases} u_{L0}(t_0 + \Delta t) = -u_{L0}(t_0) - \frac{2L_0}{\Delta t} i_{br}(t_0) \\ u_{L0}(t_0 + k\Delta t) = (-1)^{k-1} u_{L0}(t_0 + \Delta t) \end{cases} \quad (3)$$

因此, 只要 $t=t_0+\Delta t$ 时刻桥臂电抗的电压不为 0, $t > t_0$ 时就会出现一个持续的数值振荡。桥臂电抗电压的数值振荡将导致串联在同一桥臂的子模块端口电压 $u_N(t)$ 也会出现数值振荡, 当振荡幅度较大时可能导致二极管 VD_2 状态判断错误。

后退欧拉法只用到当前时刻的非状态变量, 因而能够彻底消除数值振荡。应用后退欧拉法对式

(1) 进行离散化得

$$i_{br}(t) = i_{br}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{L_0} u_{L0}(t) \quad (4)$$

$t > t_0$ 时, 桥臂电抗电压满足

$$u_{L0}(t) = 0 \quad (5)$$

采用后退欧拉法桥臂电抗的诺顿等效模型参数计算式为

$$\begin{cases} G_{L0} = \frac{\Delta t}{L_0} \\ Ih_{L0}(t) = i_{br}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (6)$$

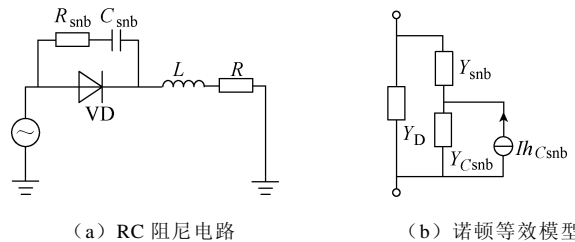
式中, G_{L0} 为诺顿等效模型的等效电导; Ih_{L0} 为等效电流源。

2.2.3 二极管等效模型

1) 二极管并联 RC 支路

将二极管理想地等效为一个双值电阻是电磁暂态仿真中的通用方法, 但在 RTDS 这种采用梯形积分算法的无插值仿真平台中会存在数值振荡问题。RC 阻尼电路是用来抑制数值振荡的一种有效方

法^[12], RC 阻尼电路如图 7a 所示。通过在二极管两端并联 RC 阻尼电路, 参数配置合适就可以达到抑制数值振荡的效果。采用梯形积分法对图 7a 所示模型进行诺顿等效, 用双值电导 Y_D 表示二极管的通断状态, 可以得到图 7b 所示的等效模型。图 7b 中, Y_{snb} 是阻尼支路电阻的电导, Y_{Csnb} 和 Ih_{Csnb} 分别为阻尼支路电容的等效电导和等效电流源。



(a) RC 阻尼电路

(b) 诺顿等效模型

图7 加入 RC 阻尼电路的 RL 振荡电路

Fig.7 RL oscillation circuit with RC snubbing circuit

2) 减小二极管动作延迟造成的误差

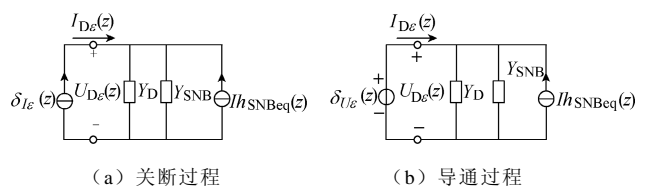
由于在 RTDS 中不能准确获得二极管动作的时刻, 使得仿真中在二极管的动作时刻电流、电压并不为 0, 会造成电压、电流出现“尖峰”。这个不为 0 的电流或电压可以看作一个冲激激励, 关断过程可以视为二极管等效电路在冲激电流激励 $\delta_{I_e}(z)$ 下的响应, 导通过程可以视为在冲激电压激励 $\delta_{U_e}(z)$ 下的响应。而 RC 阻尼支路的存在, 缓和了这个激励对电路的冲激。

将 RC 支路等效为电导 Y_{SNB} 和电流源 $Ih_{SNB_{eq}}$ 并联的诺顿模型, 采用梯形积分的计算方法即

$$\begin{cases} Y_{SNB} = \frac{Y_{snb} Y_{Csnb}}{Y_{snb} + Y_{Csnb}} \\ Ih_{SNB_{eq}}(t) = Y_{SNB} \left[Y_{Csnb}^{-1} I_{Csnb}(t - \Delta t) + U_{Csnb}(t - \Delta t) \right] \end{cases} \quad (7)$$

式中, $Y_{Csnb} = 2C_{snb} / \Delta t$, I_{Csnb} 为阻尼支路电流; U_{Csnb} 为阻尼支路电容两端的电压。

二极管的导通和关断状态通过等值电导 Y_D 的数值表示。电路离散化之后, 二极管动作延迟误差模型如图 8 所示。 I_e 和 U_e 分别为冲激激励的幅值, 与仿真步长 Δt 有关。 $I_{D_e}(z)$ 和 $U_{D_e}(z)$ 分别为二极管延迟关断造成的电压误差和电流误差。



(a) 关断过程

(b) 导通过程

图8 二极管动作延迟误差模型

Fig.8 Error model of diode switching delay

对于二极管导通过程, 由于导通电阻较小, 冲激激励产生的能量可以在二极管内部模型中消耗, 将不会造成二极管两端电压和电流特性发生畸变。

对于关断过程, 则需要通过设置合适的阻尼支路参数 R_{snb} 和 C_{snb} , 使得动作瞬间产生的电压误差峰值尽量小, 动作后电压误差衰减较快。根据这一想法, 推导出误差电流激励下, 二极管模型端口电压的 z 函数 $U_{D\varepsilon}(z)$ 为

$$U_{D\varepsilon}(z) = I_\varepsilon \frac{1 + \sigma z^{-1}}{(1 - z^{-1})Y_{\text{SNB}} + (1 + \sigma z^{-1})Y_{\text{D}}} \quad (8)$$

z 反变换后得到端口电压响应函数 $u_{D\varepsilon}(k)$

$$u_{D\varepsilon}(k) = \frac{I_\varepsilon}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{D}}} \left[\frac{\sigma(Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{D}})}{\sigma Y_{\text{D}} - Y_{\text{SNB}}} \delta(k) + \frac{(1 + \sigma)Y_{\text{SNB}}}{Y_{\text{SNB}} - \sigma Y_{\text{D}}} \left(\frac{Y_{\text{SNB}} - \sigma Y_{\text{D}}}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{D}}} \right)^k \varepsilon(k) \right] \quad (9)$$

式中, $\varepsilon(k)$ 为单位阶跃函数; σ 是阻尼支路的阻尼特性系数, 其计算式为

$$\sigma = \frac{Y_{\text{snb}} - Y_{\text{Csnb}}}{Y_{\text{snb}} + Y_{\text{Csnb}}} \quad -1 < \sigma < 1 \quad (10)$$

可以得到电压响应峰值为

$$u_\varepsilon(0) = \frac{I_\varepsilon}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{D}}} \quad (11)$$

衰减系数为

$$a = \frac{Y_{\text{SNB}} - \sigma Y_{\text{D}}}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{D}}} = \frac{1 + Y_{\text{D}} [R_{\text{snb}} - \Delta t / (2C_{\text{snb}})]}{1 + Y_{\text{D}} [R_{\text{snb}} + \Delta t / (2C_{\text{snb}})]} \quad (12)$$

不难看出: 电压的峰值随二极管模型等效电导 $Y_{\text{D}} + Y_{\text{SNB}}$ 增大而减小, 与外电路无关, 这要求阻尼支路 R_{snb} 尽量小而 C_{snb} 尽量大; 衰减系数要求 R_{snb} 尽量大而 C_{snb} 尽量小。

3) 二极管等效模型的误差分析

(1) 稳态误差分析。为了保证图 7 所示的等效模型稳态响应与二极管理想等效模型稳态响应相等, 阻尼电路应尽量减小对二极管模型等值电阻的影响。稳态状态下电容可以看作一个阻值为 $1/(\omega C_{\text{snb}})$ 的阻抗。当二极管处于导通状态时, 二极管等效电阻 R_{D} 较小, RC 阻尼支路的影响也较小; 当二极管处于关断状态时, 考虑到电阻 R_{snb} 不能太大否则会使阻尼支路失去缓冲作用, 因此要求电容值应设置得尽量小。

(2) 暂态误差分析。当二极管处于关断状态时, RC 支路分流造成一定的暂态误差。将外部电路和

RC 支路分别进行诺顿等效, RC 支路等效为电导 Y_{SNB} 和电流源 I_{hSNBeq} 并联的诺顿模型, 二极管的导通和关断通过等值电导 Y_{D} 的数值表示, 暂态误差分析模型如图 9 所示。电路离散化之后, $I_{\text{S}}(z)$ 和 Y_{S} 分别为外部电路等效电流源和等效电导; $U(z)$ 和 $I(z)$ 为并联有阻尼支路的二极管的端口电压和电流; Y_{SNB} 和 $I_{\text{hSNBeq}}(z)$ 分别为阻尼支路的等效电导和等效电流源。

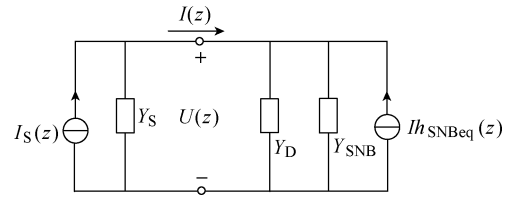


图 9 暂态误差分析模型

Fig.9 Analysis model of diode transient process

由图 9 可知

$$\begin{cases} (Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}} + Y_{\text{SNB}})U(z) = I_{\text{S}}(z) + I_{\text{hSNBeq}}(z) \\ I_{\text{hSNBeq}}(z) = z^{-1}f(U(z), I(z)) \\ I(z) = I_{\text{S}}(z) - Y_{\text{S}}U(z) \end{cases} \quad (13)$$

式中, $f(u, i)$ 表示阻尼支路等效电流源与等效二极管端口电压和电流的关系。

根据式 (7) 和式 (13) 计算得到二极管分别采用并联 RC 阻尼电路等效和双值电阻等效时的电压响应分别为 U_{E} 和 U_{R} , 即

$$U_{\text{E}}(z) = I_{\text{S}}(z) \frac{1 + \sigma z^{-1}}{(1 - z^{-1})Y_{\text{SNB}} + (1 + \sigma z^{-1})(Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}})} \quad (14)$$

$$U_{\text{R}}(z) = \frac{I_{\text{S}}(z)}{Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}} \quad (15)$$

那么, 二极管采用并联 RC 阻尼电路等效时的暂态误差 $\varepsilon(z)$ 为

$$\varepsilon(z) = \frac{U_{\text{R}}(z) - U_{\text{E}}(z)}{U_{\text{R}}(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z^{-1} + \frac{Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}}{Y_{\text{SNB}}}(1 + \sigma z^{-1})} \quad (16)$$

由此可得, 暂态误差函数的极点

$$p = \frac{Y_{\text{SNB}} - \sigma(Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}})}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}} = Y_{\text{SNB}} \frac{1 - (Y_{\text{Csnb}}^{-1} - Y_{\text{snb}}^{-1})(Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}})}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}} \quad (17)$$

可以看出: 当 Y_{S} 和 σ 在定义域内取任何值时极点 p 均落在单位圆内, 所以该模型的暂态误差是全局收敛的。但为了避免出现振荡并使得误差尽可能地收敛, 极点应落在虚轴右侧的单位圆内, 且尽

可能靠近原点。因此, 阻尼支路参数 R_{snb} 、 C_{snb} 以及外电路等效电导 Y_S 应满足

$$\begin{cases} R_{\text{snb}} \approx \frac{\Delta t}{2C_{\text{snb}}} - \frac{1}{Y_S + Y_D} \\ R_{\text{snb}} > \frac{\Delta t}{2C_{\text{snb}}} - \frac{1}{Y_S + Y_D} \end{cases} \quad (18)$$

为保证参数的普适性, 可以取 $R_{\text{snb}} = \Delta t / (2C_{\text{snb}})$ 。

4) 阻尼支路的参数选择

阻尼支路的参数选择要根据模型的稳态误差、暂态误差以及尽量减小二极管延迟动作造成的误差等因素综合考虑。由于模型的误差与外电路参数有关, 而外电路参数在仿真过程中是不断变化的, 考虑参数的普适性, 本文根据如下几条原则进行二极管阻尼支路的参数选择。

(1) 首先要保证模型稳态误差, 稳态误差要求电容值应尽量小, 一般工频下电容阻抗值大于 $1\text{M}\Omega$ 时稳态误差可以忽略, 因此要求电容 $C_{\text{snb}} < 0.03\mu\text{F}$ 。

(2) 模型暂态误差的收敛速度和模型稳定性与阻尼支路的阻尼特性和阻尼支路等效电导与外电路等效电导的比值有关, 由前述分析, 取 $R_{\text{snb}} = \Delta t / (2C_{\text{snb}})$ 。

(3) 为了将二极管动作延迟造成的电压“尖峰”峰值减小到无阻尼支路时的 0.01 倍, 则 RC 阻尼支路的等效电阻应小于 $0.01R_{\text{OFF}}$, 即 $R_{\text{snb}} + \Delta t / (2C_{\text{snb}}) < 0.01R_{\text{OFF}}$ 。

3 仿真与分析

3.1 测试系统

在 RTDS 平台利用 CBuilder 开发本文所提桥臂等效模型, 并搭建单端 21 电平 MMC 仿真系统。因为在 RTDS 平台中采用小步长器件搭建 MMC 详细模型的电平数十分有限, 所以在 PSCAD/EMTDC 平台中用元件库器件搭建相同的仿真系统, 并调用插值算法, 用于对比验证。MMC 系统采用定直流电压和定无功功率控制, 系统参数见表 1, 仿真步长均为 $50\mu\text{s}$ 。

3.2 精度测试

3.2.1 闭锁充电状态仿真

二极管导通和关断电阻通常分别设置为 0.01Ω 和 $10\text{M}\Omega$ 。根据本文所提参数选择原则, 阻尼支路的电阻 R_{snb} 为 1250Ω , 电容 C_{snb} 为 $0.02\mu\text{F}$ 。为便于与 PSCAD/EMTDC 对比, RTDS 中断路器设置在交流电压源 A 相电压由负到正过零时刻动作。

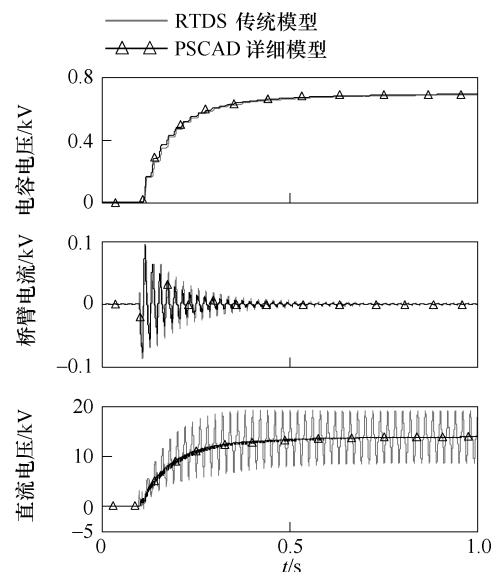
表 1 单端 21 电平 MMC 系统参数

Tab.1 Parameters of single-ended 21 level MMC system

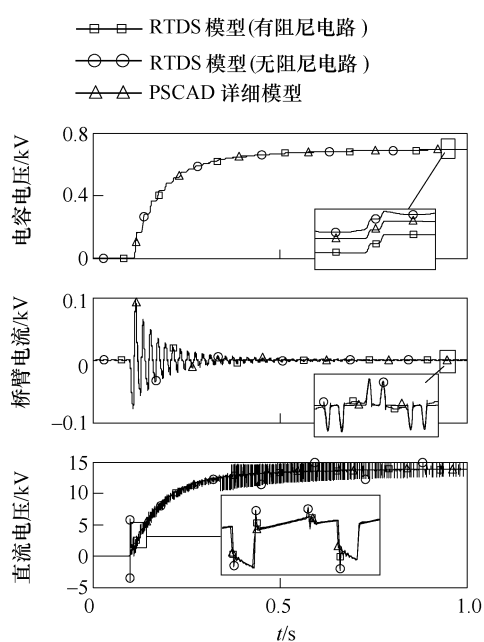
参数	数值
交流系统电压/kV	10
交流系统电阻/ Ω	0.314
阻抗比	1
直流电压/kV	± 10
无功功率/(MV·A)	5
变压器电压比	10kV:10kV
变压器联结组标号	Dyn11
变压器接地电阻/ Ω	2000
变压器容量/MW	10
变压器短路阻抗	12%
子模块电容/ μF	3000
子模块个数	20
桥臂电抗/H	0.04
限流电阻/ Ω	50

在 RTDS 中, 桥臂电抗采用梯形积分法等效, 二极管采用传统双值电阻等效, 闭锁状态的仿真结果不正确, 直流电压有明显的振荡现象如图 10a 所示。只采用后退欧拉法等效的桥臂电抗模型, 二极管仍用传统双值电阻等效, 仿真结果如图 10b 中“○”标识的曲线所示, 数值振荡的幅值明显减小因而不会造成子模块状态误跳变, 但直流电压波形中存在很明显的“尖峰”。

采用后退欧拉算法的桥臂电抗模型, 并且二极管采用并联 RC 阻尼支路等效模型的仿真结果如图 10b 中“□”标识的曲线所示, 与 PSCAD 详细模型的曲线 (“△”标识的曲线) 基本吻合, 充电稳定后与 PSCAD/EMTDC 详细模型电容电压和直流电压



(a) 桥臂电抗采用梯形法等效



(b) 桥臂电抗采用后退欧拉法等效

图 10 闭锁充电状态对比仿真结果

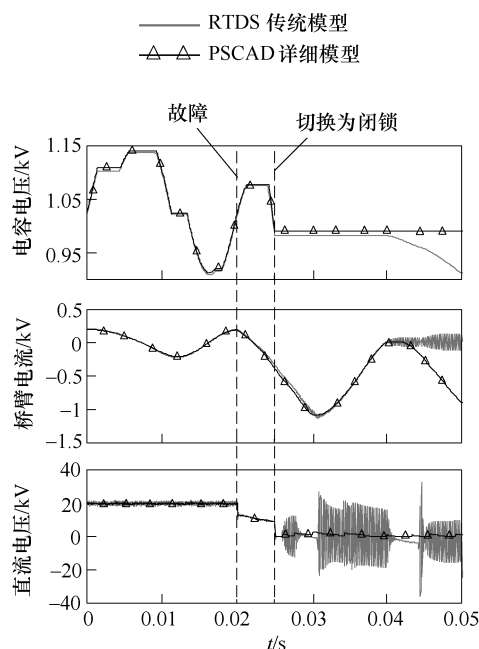
Fig.10 Comparison of simulation result during blocking period

的相对误差分别为 0.203% 和 0.206%。直流电压波形的“尖峰”以及数值振荡的收敛情况明显好于无阻尼电路的情况。仿真结果说明本文所提模型能有效抑制 MMC 闭锁状态仿真中的数值振荡和减小电压波形的“尖峰”畸变。

3.2.2 故障过程仿真

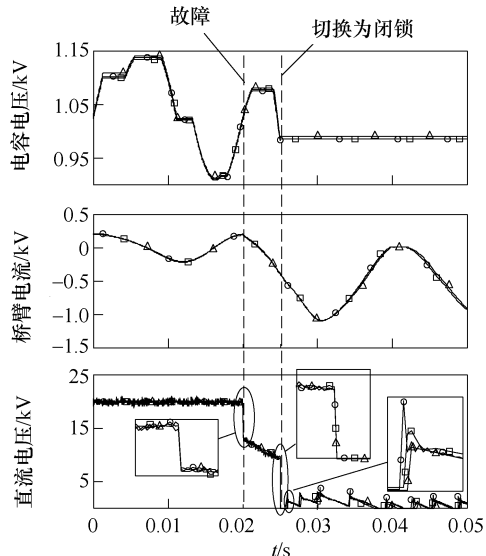
为验证本文所提模型在 MMC 处于非闭锁状态（包括稳态运行和故障暂态过程）以及非闭锁状态至闭锁状态的切换过程的正确性，仿真测试 MMC 稳定运行后发生直流侧双极短路故障、故障后 5ms 换流站闭锁的过程。RTDS 仿真中故障发生时间设置在交流电压源 A 相电压由负到正过零时刻。在 PSCAD/EMTDC 详细等效模型的仿真过程中，在闭锁的同时设置所有晶闸管触发导通，晶闸管的导通和关断电阻分别为 0.001Ω 和 10MΩ。

RTDS 中桥臂电抗采用梯形积分法等效、二极管采用传统双值电阻等效的仿真结果如图 11a 所示，稳态运行时与 PSCAD/EMTDC 详细模型基本一致，但故障瞬间和非闭锁与闭锁状态切换瞬间直流电压出现明显的“尖峰”，闭锁阶段直流电压波形有明显的振荡。桥臂电抗用后退欧拉法等效的仿真结果如图 11b 中“○”标识的曲线所示，非闭锁状态和非闭锁与闭锁状态切换过程仿真结果正确，但闭锁阶段直流电压波形中存在明显的“尖峰”。



(a) 桥臂电抗采用梯形法等效

图 11 故障过程仿真结果



(b) 桥臂电抗采用后退欧拉法等效

图 11 故障过程仿真结果

Fig.11 Comparison of simulation results in fault process

图 11b “□” 标识的曲线为本文所提模型的仿真结果，在非闭锁稳态正常运行、故障暂态过程、非闭锁至闭锁状态切换过程以及故障后的闭锁状态均与 PSCAD/EMTDC 详细模型仿真结果（图 11b 中标识“△”）一致，验证了所提模型的正确性。模型可以用于对 MMC 稳态和暂态运行特性进行研究。

3.3 模型适应性分析

本文所提桥臂等效模型将一个桥臂的所有子模

块和桥臂电抗等效为两节点模型,简化了桥臂结构,在换流器非闭锁状态、闭锁状态以及两种状态切换的情况下均不会改变桥臂电流的流电路径,因而能够精确模拟。但模型不适用于对桥臂内部故障仿真以及子模块内部器件选型等方面的研究。

为了分析模型在不同仿真步长条件下的适应性,对比了不同仿真步长下本文所提模型与 PSCAD/EMTDC 详细等效模型在闭锁充电状态仿真 0~4s 期间直流电压的相对误差,阻尼支路电容 $C_{snb}=0.02\mu\text{F}$,电阻 $R_{snb}=\Delta t/(2C_{snb})$ 。直流电压相对误差与步长的关系如图 12 所示。

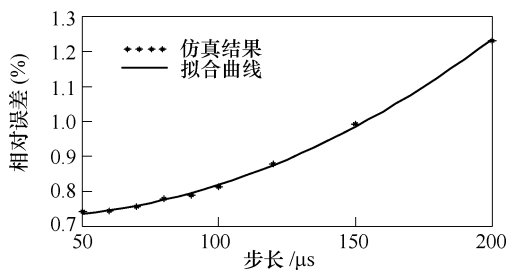


图 12 仿真精度与步长关系

Fig.12 Relationship between accuracy and time-step

从图 12 可以看出,模型误差随步长增加而增大,拟合得到的直流电压相对误差与步长的关系为

$$\varepsilon\% = 1.68 \times 10^{-7} \Delta t^2 - 874 \Delta t + 0.736 \quad (19)$$

式中,步长 Δt 的单位为 s。直流电压的相对误差基本与步长的二次方成正比,因此在条件允许的情况下,仿真步长应尽可能小。RTDS 电力系统仿真通常设置步长 50~100 μs ,这一范围内模型精度较高,误差小于 0.9%,满足仿真精度要求。

3.4 录波对比测试

现场波形选自 2013 年 11 月 8 号南澳柔性直流感工程塑城站 STATCOM 运行方式下,解锁前的一段自然整流波形作为和 RTDS 比对的原始文件,录波采样频率为 2500Hz。在 RTDS 中按照塑城站的参数搭建单端 MMC 仿真模型,塑城站完整参数见表 2。RTDS 仿真模型中二极管阻尼支路参数为 1250 Ω 和 0.02 μF ,仿真步长为 50 μs 。

闭锁状态录波对比结果如图 13 所示,本文所提模型与直流正极电压波形现场录波波形基本吻合,相对误差为 0.89%。本文所提模型的阀侧电压最大值为 142.3kV,现场录波值约为 145.9kV,相对误差为 2.467%。本文所提模型的阀侧电流略大于现场录波结果,波形趋势一致,最大值均约为 0.002kA。

表 2 塑城站系统参数

Tab.2 Parameters of Sucheng station

参数	数值
交流系统电压/kV	113.9
交流系统电阻/ Ω	2.094
阻抗比	4.76
变压器容量/MW	240
变压器短路阻抗	12%
变压器电压比	110kV:166kV
变压器联结组标号	Dyn11
变压器接地电阻/ Ω	2000
直流电阻/ Ω	0.1
直流电抗/H	0.01
子模块电容/ μF	5000
子模块个数	147
桥臂电抗/H	0.1
限流电阻/ Ω	5000

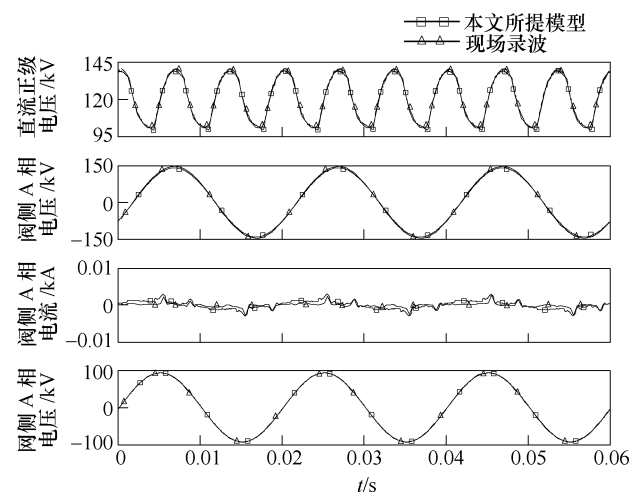


图 13 闭锁充电录波对比结果

Fig.13 Comparison with on-site recording

4 结论

本文提出一种适于 RTDS/CBuilder 环境的 MMC 闭锁状态实时仿真方法,该方法具有如下特点:

1) 将桥臂电抗的积分方法改为能有效抑制数值振荡的后退欧拉法。

2) 采用双值电阻并联 RC 阻尼电路的模型对二极管进行等效,并对模型的稳态误差、暂态误差以及二极管动作延迟造成的误差进行分析,提出 RC 阻尼支路的参数选择方法,抑制了仿真电路中其他采用梯形积分等效的元件产生的数值振荡现象,减小二极管动作延迟所造成的电压“尖峰”。

通过与 PSCAD/EMTDC 中用器件搭建的详细模型以及南澳工程现场录波进行仿真对比, 验证了该模型的正确性。

参考文献

- [1] Dennezière S, Nguéfeu S, Saad H, et al. Modeling of modular multilevel converters for the France-Spain link[C]//International Conference on Power Systems Transients, Vancouver, Canada, 2013.
- [2] 罗永捷, 徐罗那, 熊小伏, 等. MMC-MTDC 系统直流单极对地短路故障保护策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(增刊 1): 98-106.
Luo Yongjie, Xu Luona, Xiong Xiaofu, et al. Pole-to-ground DC fault protection of MMC-MTDC systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(S1): 98-106.
- [3] 郝瑞祥, 杨晓峰, 薛尧, 等. 一种具有直流故障限流能力的模块化多电平换流器[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 172-180.
Hao Ruixiang, Yang Xiaofeng, Xue Yao, et al. A novel modular multilevel converter with DC fault current limiting capability[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 172-180.
- [4] Bruno De Kelper, Louis A Dessaint, Kamal Al-Haddad, et al. A comprehensive approach to fixed-step simulation of switched circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(2): 216-224.
- [5] 王成山, 李鹏, 黄碧斌, 等. 一种计及多重开关的电力电子时域仿真插值算法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(6): 83-88.
Wang Chengshan, Li Peng, Huang Bibin, et al. An interpolation algorithm for time-domain simulation of power electronics circuit considering multiple switching events[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(6): 83-88.
- [6] 张益, 周群. 电力系统数字仿真中的数值振荡及对策[J]. 上海交通大学学报, 1999, 33(12): 1545-1549.
Zhang Yi, Zhou Qun. Numerical oscillation and its countermeasures in power system simulation[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 1999, 33(12): 1545-1549.
- [7] Taku Noda, Kiyoshi Takenaka, Toshio Inoue. Numerical integration by the 2-stage diagonally implicit Runge-Kutta method for electromagnetic transient simulations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(1): 390-398.
- [8] 刘益青, 陈超英. 用以消除数值振荡的阻尼梯形法误差分析与修正[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 58-61.
Liu Yiqing, Chen Chaoying. Errors analysis and correction of damping trapezoidal integration for eliminating numerical oscillation[J]. Proceeding of the CSEE, 2003, 23(7): 58-61.
- [9] 陈超英, 贺家李. 电力系统数字仿真中消除非原型振荡的一种新方法——龙-库-梯法[J]. 中国电机工程学报, 1995, 15(3): 210-216.
Chen Chaoying, He Jiali. New method for eliminating nonprototype oscillations in digital simulation of power system R-K-T method[J]. Proceeding of the CSEE, 1995, 15(3): 210-216.
- [10] Real time digital simulator power system and control user manual[M]. RTDS Technologies, 2017.
- [11] 穆青, 周孝信, 王祥旭, 等. 面向实时仿真的小步长开关误差分析和参数设置[J]. 中国电机工程学报, 2013, 31(33): 120-129.
Mu Qing, Zhou Xiaoxin, Wang Xiangxu, et al. Error analysis and parameters of switches in small step simulation for real-time simulation[J]. Proceeding of the CSEE, 2013, 31(33): 120-129.
- [12] 姬煜轲, 许建中, 徐延明, 等. 无插值仿真平台中抑制数值振荡的阻尼电路设计方法[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(7): 143-149.
Ji Yuke, Xu Jianzhong, Xu Yanming, et al. Design of damping circuit for depressing numerical oscillation in interpolation-free simulation environment[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 143-149.
- [13] Gnanarathna U N, Gole A M, Jayasinghe R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324.
- [14] 许建中, 李承昱, 熊岩, 等. 模块化多电平换流器高效建模方法研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3381-3391.
Xu Jianzhong, Li Chengyu, Xiong Yan, et al. A review of efficient modeling methods for modular

- multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(13): 3381-3391.
- [15] 罗雨, 饶宏, 许树楷, 等. 级联多电平换流器的高效仿真模型[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2346-2352.
Luo Yu, Rao Hong, Xu Shukai, et al. Efficient modeling for cascading multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2346-2352.
- [16] 唐庚, 徐政, 刘昇. 改进式模块化多电平换流器快速仿真方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(24): 56-61.
Tang Geng, Xu Zheng, Liu Sheng. Improved fast model of the modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power System, 2014, 38(24): 56-61.
- [17] 刘崇茹, 林雪华, 李海峰, 等. 基于 RTDS 的模块化多电平换流器子模块等效模型[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(12): 93-99.
Liu Chongru, Lin Xuehua, Li Hanfeng, et al. An equivalent sub-module model for modular multilevel converter in RTDS[J]. Automation of Electric Power System, 2013, 37(12): 93-99.
- [18] Liu Chongru, Lin Xuehua, Li Haifeng, et al. Sub-module component developed in CBuilder for MMC control and protection test in RTDS[J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2014, 56: 198-208.
- [19] 刘崇茹, 洪国巍. 基于 PSCAD 的大规模钳位双分子模块-模块化多电平换流器高效仿真建模方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 113-119.
Liu Chongru, Hong Guowei. Efficient modeling and simulation method of large-scale modular multilevel converter based on clamp double sub-module in PSCAD[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 113-119.
- [20] 陈继开, 孙川, 李国庆, 等. 双极 MMC-HVDC 系统直流故障特性研究[J]. 电工技术学报, 2017, 30(10): 54-68.
Chen Jikai, Sun Chuan, Li Guoqing, et al. Study on characteristics of DC fault in bipolar MMC-HVDC system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 30(10): 54-68.
- [21] 朱铭炼, 熊文, 王斐, 等. MMC 阀保护晶闸管的电流分配与结温计算[J]. 电力电子技术, 2017, 51(5): 111-114.
Zhu Minglian, Xiong Wen, Wang Fei, et al. Current distribution and junction temperature calculation of the protection thyristor for MMC valve[J]. Power Electronics, 2017, 51(5): 111-114.
- [22] 程晓绚, 林周宏, 刘崇茹, 等. MMC 子模块中 IGBT 等效模型的仿真实验验证[J]. 中国电力, 2013, 46(7): 47-51.
Cheng Xiaoxuan, Lin Zhouhong, Liu Chongru, et al. Simulation proof of the IGBT equivalent model in the MMC sub-module[J]. Electric Power, 2013, 46(7): 47-51.

作者简介

王洁聪 女, 1992 年生, 博士研究生, 研究方向为柔性直流输电。

E-mail: wangjiecong@ncepu.edu.cn

刘崇茹 女, 1977 年生, 博士, 教授, 从事交直流混合系统分析与仿真、运行与控制的科研和教学工作。

E-mail: chongru.liu@ncepu.edu.cn (通信作者)

(编辑 郭丽军)