第 52 卷 第 4 期：1858-1871 高电压技术 Vol.52, No.4: 1858-1871
2026 年 4 月 30 日 High Voltage Engineering April 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250416

IGCT 型换流器快速电磁暂态等效建模方法

王渝红，袁　梦，高仕林，廖建权
（四川大学电气工程学院，成都 610065）

摘　要：针对集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor, IGCT)型换流器电磁暂态仿真中存在的仿真效率低问题，该文提出了一种基于戴维南等效的 IGCT 型换流器快速电磁暂态等效建模方法。首先，介绍了 IGCT 型换流器的拓扑结构及基于 IGCT 型换流器的直流输电系统拓扑。其次，分析了 IGCT 型换流器器件的开关状态判断逻辑。进一步，提出了基于戴维南等效的 IGCT 型换流器桥臂快速电磁暂态等效建模方法，并分析了含 IGCT 型换流器快速等效模型的电磁暂态仿真流程。最后，以典型的 IGCT 型直流输电系统为对象，将所提出的快速等效模型与详细模型进行对比。结果表明，所提出的快速等效模型在保持与详细模型仿真精度偏差小于 1% 的情况下，仿真计算时间减少超过 30%，仿真效率更高。

关键词：高压直流输电；集成门极换流晶闸管；电磁暂态建模；戴维南等效；换相失败；电磁暂态仿真

Fast Electromagnetic Transient Equivalent Modeling Method of IGCT-based Converter

WANG Yuhong, YUAN Meng, GAO Shilin, LIAO Jianquan
(College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: In order to address the issue of low simulation efficiency in the electromagnetic transient simulation of integrated gate commutated thyristor (IGCT)-based converters, a fast electromagnetic transient equivalent modeling method for IGCT-based converters based on Thevenin's equivalent is proposed. First, the topology of IGCT-based converter and DC transmission system based on IGCT converter are introduced. Secondly, the logic for determining the switching state of the devices of an IGCT-based converter is analyzed. Furthermore, a fast equivalent modeling method for the bridge arm of the IGCT-based converter is proposed using Thevenin's equivalent, and the electromagnetic transient simulation process with the fast equivalent model of the IGCT-based converter is analyzed. Finally, a typical IGCT-based DC transmission system is selected as a case study, and a comparative validation is conducted between the proposed fast equivalent model and the detailed model. The comparison results show that the proposed fast equivalent model achieves a simulation accuracy deviation within 1% compared to the detailed model, while reducing the computation time by more than 30%, thus significantly improving simulation efficiency.

Key words: high voltage direct current transmission; integrated gate commutated thyristor; electromagnetic transient modeling; Thevenin's equivalent; commutation failure; electromagnetic transient simulation

0　引言

作为实现远距离大容量输电的关键技术，高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)在新型电力系统建设中具有重要战略地位[1-3]。其中，基于晶闸管的电网换相换流器(line commutated converter, LCC)技术成熟、经济性优且可靠性高，目前在国内外工程应用中占主导地位[4-5]。然而，LCC 对电网电压的强依赖性使得其可能在交流系统故障时发生换相失败，进而导致直流闭锁问题[6-8]。为了解决 LCC 换流器中换相失败问题，可以采用绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)和晶闸管混联的拓扑，引入辅助换相回路实现强制关断，但所需要的器件数量多，控制系统复杂。因此，可以从器件角度考虑，利用导通压降更低、通流能力更大、制造成本更低的新一代电力电子器件—集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor, IGCT)来构建高压直流输电系统[9-10]。

近年来，清华大学研究团队在传统 LCC 拓扑的基础上，提出基于 IGCT 的混合换相换流器(hybrid commutated converter, HCC)拓扑。HCC 在保留晶闸

基金资助项目：国家自然科学基金(52307127)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52307127).

管换流阀基本拓扑不变的情况下，采用逆阻型集成门极换流晶闸管(reverse blocking IGCT, RB-IGCT)器件替代部分晶闸管，实现主动关断功能，有效解决了换相失败问题，并兼具工程经济性优势[11-13]，可用于常规直流工程升级改造和新建高压直流输电工程[2, 4]。其典型工程应用方案为 LCC-HCC 直流输电系统，送端采用 LCC、受端采用 HCC，在保留常规直流工程大容量、高可靠性优势的同时，显著降低无功补偿需求并消除换相失败风险[14-15]。目前国网河南电科院已完成 IGCT 器件和驱动电路运行可靠性研究试验，计划于 2025 年在灵宝换流站单元 I 开展改造应用[4, 13]。

为了支撑基于 IGCT 型换流器的直流输电工程的规划、设计和投运，需在设备投运前构建电磁暂态模型并进行大量仿真实验。然而，现有文献主要关心器件级仿真，缺少分析面向电力系统规划运行的 IGCT 型直流输电的电磁暂态仿真建模。分析 IGCT 型直流输电的特点可知，其电磁暂态仿真面临 2 方面问题：一方面，现有电磁暂态仿真程序中无 IGCT 开关模型；另一方面，在高压直流输电中，IGCT 一般通过多级串联的方式形成 HCC，这导致电力电子器件的数量显著增加，系统节点数量和复杂度提升，电磁暂态仿真的计算量大[16]。为此，亟需针对基于 IGCT 的电流源型换流器(后文简称 IGCT 型换流器)开展快速电磁暂态仿真模型研究。

已有研究在模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的快速电磁暂态建模领域取得重要进展，如提出适用于任意新型双端口 MMC 的通用等效建模方法、基于节点电压分析法的超大规模 MMC 仿真提速模型和基于戴维南等效和后退欧拉法的 MMC 整体快速建模方法[17-18]。相较于 MMC，IGCT 型换流器的系统级电磁暂态建模仿真技术研究目前仍处于探索阶段，文献[19]构建了基于 IGCT 器件的 HVDC 系统模型，并通过时频域特性分析验证了模型正确性，但整体以功能验证为主，针对快速电磁暂态建模与仿真效率优化的研究仍较为有限。现有研究主要集中于 IGCT 器件的建模与优化，包括功能性建模方法[20]、基于漂移扩散方程的物理建模[21]、驱动供能特性分析[22-23]，以及通过器件结构优化提升关断能力与可靠性[24]、改善恢复特性以降低系统无功功率需求[25]等方面。另外，部分研究探索了 IGCT 在 MMC 拓扑结构中的应用方案，涉及拓扑设计优化、器件通态特性等[26]。在实验验证方面，文献[27]搭建了 40 kV 级试验平台，初步验证了 RB-IGCT 在高压直流输电系统中具备较好的适用性和可靠性。上述研究成果初步奠定了 IGCT 技术应用于高压直流输电领域的理论和实践基础。总的来说，目前亟需进一步深入研究针对 IGCT 型换流器的快速电磁暂态等效建模方法。

本文提出一种基于戴维南等效的 IGCT 电流源型换流器快速电磁暂态等效建模方法，分析了电磁暂态仿真中 IGCT 型换流器中的开关状态变化逻辑，并利用戴维南等效原理对换流器桥臂进行快速等效建模，提出了考虑 IGCT 型换流器快速仿真模型的电磁暂态仿真流程。通过对典型 LCC-HCC 直流输电系统模型的仿真，证明了所提快速建模方法的仿真准确性和高效性。

1　IGCT 型换流器工作原理

1.1　换流器拓扑结构

在高压直流输电系统中，换流器中的功率半导体器件需承受较高的电压和较大的电流应力。电流源型换流器的桥臂在换相过程中会周期性地承受反向电压，这一特殊工况要求功率器件必须具备承受反向电压的能力。RB-IGCT 本身具备此能力，而非对称型 IGCT/IGBT 需要串联二极管共同构成开关单元，该方案封装体积大、动态均压控制复杂、成本高、可靠性较低，工程实践较难。同时，在实际工程中，为了适应远超单个功率器件耐压极限的工作电压，桥臂通常由多个可关断逆阻型功率半导体器件串联组成。综合以上特点，考虑到器件阻断能力和通态压降、串联系统的可靠性要求，以及器件的制造生产工艺等众多因素影响，RB-IGCT 成为更优的选择，更有工程应用潜力。后续分析将以 RB-IGCT 为研究对象。

以三电平拓扑为基础，通过采用 RB-IGCT 器件替换传统晶闸管，可以构建一种新型的电流源型换流器[12]，其拓扑结构如图 1 所示。图 1(a)为 IGCT 型换流器的主电路，由三相 6 个桥臂构成，上、下 2 个桥臂构成 1 个相单元，每个桥臂由一定数量的 IGCT 器件串联构成，以承受高压工况。换流器直流侧通过直流滤波电抗器 L_{dc} 连接直流线路，交流侧通过平波电抗器连接电网。图 1(b)为 IGCT 型换流器桥臂拓扑图，每个桥臂均由 IGCT 串联阀组、桥臂电抗器 L_0 和桥臂并联电容器 C_0 组成，其中 IGCT 串联阀组由多个 IGCT 级(图中 SM 方框所示)

组成，C_0 为等效的杂散电容。图 1(c)为单个 IGCT 级(又称 IGCT 子模块)拓扑图，其中 T_i 代表 IGCT 开关元件，每个 IGCT 级包含 1 组缓冲电路，将其看作独立的 IGCT 子模块，后续分析以 IGCT 子模块为单位展开。

在工作过程中，换流器桥臂中串联的大量 RB-IGCT 需要同时完成开通与关断。在开关瞬态过程中，换流器中电容和电感的能量将会重新分配，使得 IGCT 不仅要承担电流开关的作用，还要承受从静态到瞬态的电压波动和电流冲击，可能导致器件过载甚至损坏。因此必须采用缓冲电路进行保护。在缓冲电路中，阻尼电阻 R_1 和阻尼电容 C_1 的主要作用是确保换流阀内动态电压分布均匀。直流均压电阻 R_2 又称静态均压电阻，主要作用是保证桥臂内串联器件的直流电压分布均匀。为了保护 IGCT 换流阀受过电压危害，可在 IGCT 换流阀并联避雷器以限制 IGCT 换流阀两端的电压幅值[28]。

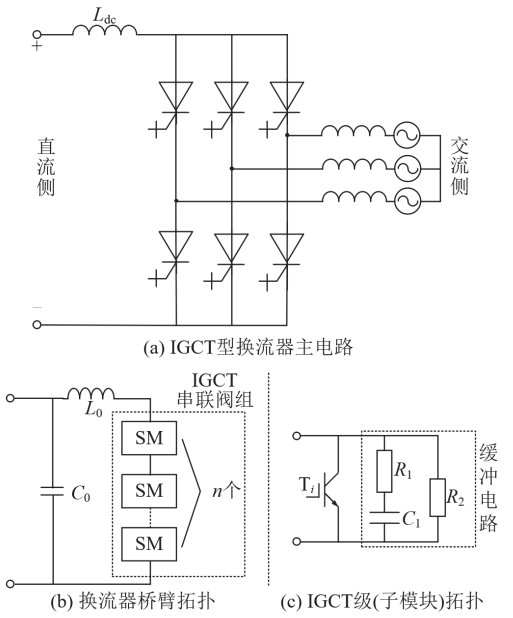


图 1 IGCT 型换流器拓扑

Fig.1 Topology of IGCT-based converter

1.2 LCC-HCC 直流输电系统

实际工程应用中，常采用多个换流器在直流侧级联的拓扑结构，如双极 12 脉动结构。多个换流器串联后，系统总的直流电压由各个子换流器均匀分配，每个子换流器流过相同的直流电流，并与换流变压器独立连接。在 LCC-HCC 直流输电系统中，整流侧采用双 12 脉动 LCC，逆变侧采用 HCC，可构成双极直流输电系统，其拓扑结构如图 2 所示。整流侧由换流变压器、无功补偿装置及相关的滤波装置构成，逆变侧由滤波装置以及换流变压器组成。为了确保直流侧恒流运行，通常需要选用电感值达到“H”级的大电感。这种设计也有助于使直流侧故障短路电流保持相对较小的水平。

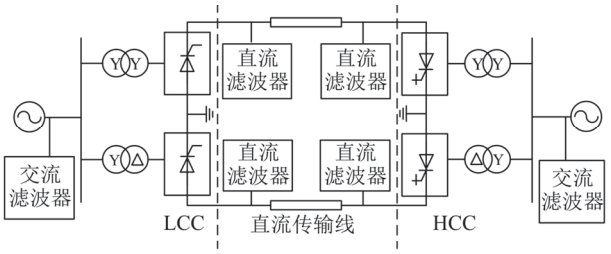


图 2 双极 LCC-HCC 直流输电系统主回路

Fig.2 Main circuit of bipolar LCC-HCC DC transmission system

LCC-HCC 系统在整体上沿用 CIGRE 标准控制策略，即采用多种控制模式切换，包括定电流控制、定关断角控制、低压限流环节等。与传统 LCC-HVDC 系统控制策略不同的是，LCC-HCC 系统针对 RB-IGCT 器件的特性，采用基于触发角的改进型相位控制，在保留传统 LCC 相位控制框架的基础上，增加了关断逻辑控制，充分发挥全控器件更灵活的关断能力。

1.3 IGCT 在电磁暂态仿真程序中的建模

IGCT 作为门极可关断晶闸管(gate turn-off thyristor, GTO)的技术演进产物，在器件拓扑和电流导通路径方面与 GTO 高度相似，其本质上是一种通过强门极驱动实现全控导通与关断的晶闸管器件。相较于 GTO，IGCT 的核心改进在于将 GTO 的分立式门极驱动电路集成于器件内部，这一结构优化使得换流回路电感显著降低、关断时间大幅缩短。IGCT 结合了 IGBT 与 GTO 的优点，既继承了 IGBT 的快速开关特性，又保留了 GTO 的低通态压降和大通流能力，形成独特的性能优势。

在电磁暂态仿真程序(如 PSCAD/EMTDC)中，功率器件如晶闸管、GTO 和 IGBT 通常采用二值阻性开关模型，利用门极脉冲控制导通与关断，而不精确模拟器件内部复杂物理过程。尽管 GTO 和 RB-IGCT 在结构、关断时长等参数上存在差异，但二者的控制响应与导通关断行为具有可比性，GTO 可以满足 RB-IGCT 的关键特性，如全控性、快速开断、控制逻辑响应等[29]。因此，在电力系统电磁暂态仿真中，详细开关模型可以采用 GTO 器件模型对 IGCT 的行为进行建模，通过调整 GTO 模型的

导通压降、关断延迟时间，可得到满足电力系统规划运行分析用的 IGCT 仿真模型。该详细模型可作为基础对照，在系统仿真中为后续快速建模方法的验证提供支撑。

2　IGCT 型换流器快速等效建模方法

2.1　开关状态判断

与 GTO 一致，IGCT 器件导通需要同时满足以下条件：阳极施加正向电压及门极施加正向触发脉冲信号。在电磁暂态仿真中，通常将 IGCT 的门极触发处理成一个控制信号，类似于 LCC 晶闸管的触发，触发角 α 仍是核心参数，通过锁相环实时跟踪电网电压相位，当达到预设触发角时发出触发脉冲，实现 IGCT 开通。IGCT 导通时，其可以看成一个阻值很小的电阻，阻值近似为 0。

IGCT 关断过程依靠门极硬驱动技术实现主动控制，当门极接收到足够强度的反向触发脉冲时，IGCT 关断。IGCT 关断时，其可以看成一个阻值近似为无穷大的电阻。对于关断逻辑控制信号的生成，预设的关断条件包含以下 3 种情况：(1)换相桥臂的电流下降至预设阈值并保持一定时间，换相桥臂仍未关断；(2)关断桥臂电流持续上升且变化率 di/dt 超过设定阈值；(3)换相电压不足，电流无法降至 0。当满足任一预设的关断条件时，系统生成关断指令并将其精确分配至各个桥臂，IGCT 关断改进型相位控制的关断逻辑见附录 A 图 A1。

2.2　IGCT 子模块等效建模

以换流器桥臂中一个 IGCT 子模块为例，在电磁暂态仿真中，IGCT 器件等效为可变电阻 R_0，进行开关元件等效后，其电路模型见附录 A 图 A2。

在 EMTP 类电磁暂态仿真程序中，为了对 IGCT 子模块进行建模，首先需要利用数值积分公式对电感电容的微分方程进行离散化，得到元件的差分方程，并形成诺顿等效电路，然后进行求解[18]。考虑到梯形积分在大多数情况下具有简单稳定和精度适宜的特性，一般利用梯形法进行离散化。

首先，利用梯形法对式(1)所示的电容 C_1 的微分方程进行离散化。

$$\frac{\mathrm{d}v_{\mathrm{C}_1}(t)}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{C_1}i_{\mathrm{C}_1}(t) \tag{1}$$

式中：$v_{\mathrm{C}_1}(t)$ 为电容两端电压；$i_{\mathrm{C}_1}(t)$ 为电容电流。

式(1)离散化结果为：

$$\begin{aligned}v_{\mathrm{C}_1}(t)=v_{\mathrm{C}_1}(t-\Delta t)+\frac{\Delta t}{2C_1}\left(i_{\mathrm{C}_1}(t)+i_{\mathrm{C}_1}(t-\Delta t)\right)=\\ R_{\mathrm{ceq1}}i_{\mathrm{C}_1}(t)+v_{\mathrm{ceq1}}(t-\Delta t)\end{aligned} \tag{2}$$

其中：

$$R_{\mathrm{ceq1}}=\frac{\Delta t}{2C_1} \tag{3}$$

$$v_{\mathrm{ceq1}}(t-\Delta t)=\frac{\Delta t}{2C_1}i_{\mathrm{C}_1}(t-\Delta t)+v_{\mathrm{C}_1}(t-\Delta t) \tag{4}$$

式中：Δt 为仿真步长；R_{ceq1} 为电容 C_1 离散化后的等效电阻，用于表示作用于当前时步电流项的部分；$v_{\mathrm{ceq1}}(t-\Delta t)$为电容 C_1 离散化后历史项所对应的等效电压源(后文简称历史电压源)[30-31]，用于表示取前一时步电气量作用于当前时步电压项的部分。

根据以上推导，子模块中电容 C_1 离散化模型见附录 A 图 A3(a)，对图 A3(a)拓扑整体进行戴维南等效，得到图 A3(b)。图 A3(b)中，$R_{\mathrm{smeq}}(t)$为子模块戴维南等效电阻，$v_{\mathrm{smeq}}(t)$为子模块戴维南等效电压源，$v_{\mathrm{SM}}(t)$为当前时刻每个子模块端口电压，$i_{\mathrm{SM}}(t)$为当前时刻流过该子模块的电流。戴维南等效模型中，R_{smeq} 和 v_{smeq} 可以分别表示为：

$$R_{\mathrm{smeq}}=\frac{R_0R_2(R_1+R_{\mathrm{ceq1}})}{(R_1+R_{\mathrm{ceq1}})(R_0+R_2)+R_0R_2} \tag{5}$$

$$v_{\mathrm{smeq}}(t)=\frac{R_0R_2v_{\mathrm{ceq1}}(t-\Delta t)}{(R_1+R_{\mathrm{ceq1}})(R_0+R_2)+R_0R_2} \tag{6}$$

式中：R_0 为 IGCT 器件等效可变电阻；R_2 为静态均压电阻。

2.3　桥臂等效建模

如图 1(b)所示，IGCT 换流器每个桥臂均由 n 个子模块串联电感 L_0 之后并联电容器 C_0 组成。根据其拓扑结构可知，n 个 IGCT 子模块串联的等效模型可通过对子模块等效电路进行串联计算，即等效电阻和等效电压源分别为 $\sum_{i=1}^{n}R_{\mathrm{smeq}i}$ 和 $\sum_{i=1}^{n}v_{\mathrm{smeq}i}(t)$。对桥臂串联电感 L_0 进行离散化的过程如下文所述。利用梯形法对式(7)所示的电感的微分动态方程进行离散化。

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}_0}(t)}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_0}v_{\mathrm{L}_0}(t) \tag{7}$$

式中：$v_{\mathrm{L}_0}(t)$ 为电感两端电压；$i_{\mathrm{L}_0}(t)$ 为流过电感的电流。式(7)离散化结果为：

$$\begin{aligned}v_{\mathrm{L}_0}(t)=\frac{2L_0}{\Delta t}i_{\mathrm{L}_0}(t)-\left(\frac{2L_0}{\Delta t}i_{\mathrm{L}_0}(t-\Delta t)+v_{\mathrm{L}_0}(t-\Delta t)\right)=\\ R_{\mathrm{Leq0}}i_{\mathrm{L}_0}(t)+v_{\mathrm{Leq0}}(t-\Delta t)\end{aligned} \tag{8}$$

其中：

$$R_{\mathrm{Leq0}}=\frac{2L_0}{\Delta t} \tag{9}$$

$$v_{\mathrm{Leq0}}(t-\Delta t)=-\left(\frac{2L}{\Delta t}i_{\mathrm{L_0}}(t-\Delta t)+v_{\mathrm{L_0}}(t-\Delta t)\right) \tag{10}$$

式中：Δt 为仿真步长；R_{Leq0} 为电感 L_0 离散化后的等效电阻，用于表示作用于当前时步电流项的部分；$v_{\mathrm{Leq0}}(t-\Delta t)$为电感 L_0 离散化后的等效历史电压源，代表取前一时步电气量作用于当前时步电压项的部分。根据以上推导，电感 L_0 离散化模型见附录 A 图 A4(a)，进一步，对图 A4(a)中 n 个子模块和电感串联的整体拓扑进行戴维南等效，得到图 A4(b)。图 A4(b)中，R'_{armeq} 为戴维南等效电阻，$v'_{\mathrm{armeq}}(t)$ 为戴维南等效电压源，$v'_{\mathrm{arm}}(t)$ 为当前时刻模块的端口电压，$i'_{\mathrm{arm}}(t)$ 为当前时刻流过该模块的电流。戴维南等效模型中，R'_{armeq} 和$v'_{\mathrm{armeq}}(t)$ 可以分别表示为：

$$R'_{\mathrm{armeq}}=\sum_{i=1}^{n}R_{\mathrm{smeq}i}+R_{\mathrm{Leq0}} \tag{11}$$

$$v'_{\mathrm{armeq}}(t)=\sum_{i=1}^{n}v_{\mathrm{smeq}i}(t)-v_{\mathrm{Leq0}}(t-\Delta t) \tag{12}$$

同理，利用梯形法对图 1(b)中的桥臂并联电容 C_0 进行离散化可得其等效电阻和等效历史电压源分别为：

$$R_{\mathrm{ceq0}}=\frac{\Delta t}{2C_0} \tag{13}$$

$$v_{\mathrm{ceq0}}(t-\Delta t)=\frac{\Delta t}{2C_0}i_{\mathrm{C_0}}(t-\Delta t)+v_{\mathrm{C_0}}(t-\Delta t) \tag{14}$$

式中：R_{ceq0}为电容 C_0离散化后的等效电阻；$v_{\mathrm{ceq0}}(t-\Delta t)$为电容 C_0 离散化后的等效历史电压源。

进一步，在附录 A 图 A4(b)基础上并联电容 C_0，得到换流器桥臂模型，对桥臂模型拓扑整体进行等效得到图 A5，其中图 A5(a)为戴维南等效模型，图 A5(b)为对应的诺顿等效模型。图 A5 中，$v_{\mathrm{arm}}(t)$为当前时刻桥臂的端口电压，$i_{\mathrm{arm}}(t)$为当前时刻流过桥臂的电流，R_{armeq} 为桥臂戴维南等效电阻，$v_{\mathrm{armeq}}(t)$为桥臂戴维南等效电压源，Y_{eff} 为桥臂等效电导，$i_{\mathrm{norton}}(t)$为历史项所对应的等效电流源(后文简称历史电流源)。各参数分别表示为：

$$R_{\mathrm{armeq}}=\frac{R_{\mathrm{ceq0}}R'_{\mathrm{armeq}}}{R_{\mathrm{ceq0}}+R'_{\mathrm{armeq}}} \tag{15}$$

$$v_{\mathrm{armeq}}(t)=\frac{R_{\mathrm{ceq0}}\left(v'_{\mathrm{armeq}}(t)-v_{\mathrm{ceq0}}(t-\Delta t)\right)}{R_{\mathrm{ceq0}}+R'_{\mathrm{armeq}}}+v_{\mathrm{ceq0}}(t-\Delta t) \tag{16}$$

$$Y_{\mathrm{eff}}=1/R_{\mathrm{armeq}} \tag{17}$$

$$i_{\mathrm{norton}}(t)=Y_{\mathrm{eff}}v_{\mathrm{armeq}}(t) \tag{18}$$

通过上述等效过程，将桥臂原本复杂的多节点网络转化为一个电阻和历史电流源并联的两节点支路，计算效率将得到提高。因此，在电磁暂态仿真中，可基于上述简化建模方法，将包含大量 IGCT 开关器件的换流器桥臂建模为一个独立的元件/模块，从而提升 IGCT 型换流器电磁暂态仿真效率，并提高系统建模的灵活性。

3 IGCT 型换流器快速电磁暂态仿真模型的实现流程及方法

3.1 快速等效模型的电磁暂态仿真流程

含 IGCT 型换流器的快速电磁暂态仿真模型的仿真流程见附录 A 图 A6。首先，对系统进行初始化，根据初始条件形成系统等效节点导纳矩阵。其次，在电磁暂态仿真的每一时步内，求解控制系统生成当前时刻 IGCT 器件的开关信号，接着判断开关状态是否发生改变。若开关状态发生变化，则执行临界阻尼调整(critical damping adjustment, CDA)过程。CDA 过程的细节在 3.2 节中详细阐述。若未发生变化，随后将计算当前时刻的诺顿等效电流，并进一步求解节点电压方程得到系统节点电压。最后，基于节点电压求解支路的电压与电流，以供下一时步的仿真计算使用。整个仿真过程通过逐步更新时间步长进行迭代，直至达到设定的终止条件。

3.2 IGCT 型换流器快速电磁暂态仿真模型实现

为实现 IGCT 型换流器的快速电磁暂态仿真，将快速电磁暂态仿真流程中的步骤构建为不同的算法模块，包括开关状态判断模块、诺顿等效电流求解模块、元件内部变量求解模块、CDA 模块。以下对其中 3 个核心模块的实现进行详细介绍。

1）诺顿等效电流求解模块

为求解诺顿等效电流，首先，需要提取前一时步动态元件的状态变量，包括：电容电流 $i_{\mathrm{C_0}}$、$i_{\mathrm{C_1}}$，电容电压 $v_{\mathrm{C_0}}$、$v_{\mathrm{C_1}}$，电感电流 $i_{\mathrm{L_0}}$，电感电压 $v_{\mathrm{L_0}}$。并基于上述状态量，按照式(4)、(10)、(14)计算电容和电感支路的等效电压。进一步，结合式(3)、(5)、(9)、(11)、(13)、(15)求解得到整个桥臂的诺顿等效电阻 R_{armeq}，进而根据式(16)得到整个桥臂的等效电压 v_{armeq}，从而根据式(18)得到桥臂元件的诺顿等效电流 i_{norton}。

2）元件内部变量求解模块

求解内部变量(如支路电压电流)的目的是利用节点电压方程求解结果来更新元件中的变量，为下一时步历史电流源的计算提供输入。

在仿真的初始时刻，即 t=0 时，v_{Leq0}、v_{ceq0} 和 v_{ceq1} 均为 0，在每个仿真步长中，结合详细模型和等效模型电路结构，通过反推计算得到用于元件内部变量的计算式。对于 IGCT 型换流器，支路电流的计算式为：

$$i_{\mathrm{C}_0}(t)=\frac{v_{\mathrm{arm}}(t)}{R_{\mathrm{ceq0}}}-\frac{v_{\mathrm{ceq0}}(t-\Delta t)}{R_{\mathrm{ceq0}}} \tag{19}$$

$$i_{\mathrm{L}_0}(t)=i'_{\mathrm{arm}}(t)=i_{\mathrm{SM}}(t)=i_{\mathrm{arm}}(t)-i_{\mathrm{C}_0}(t) \tag{20}$$

$$i_{\mathrm{C}_1}(t)=i_{\mathrm{SM}}(t)-\frac{v_{\mathrm{SM}}(t)}{R_0}-\frac{v_{\mathrm{SM}}(t)}{R_2} \tag{21}$$

支路电压的计算式为：

$$v_{\mathrm{C}_0}(t)=v'_{\mathrm{arm}}(t)=v_{\mathrm{arm}}(t) \tag{22}$$

$$v_{\mathrm{L}_0}(t)=i_{\mathrm{L}_0}(t)R_{\mathrm{Leq0}}+v_{\mathrm{Leq0}}(t-\Delta t) \tag{23}$$

$$v_0(t)=v_2(t)=v_{\mathrm{SM}}(t)=\frac{v'_{\mathrm{arm}}(t)-v_{\mathrm{L}_0}(t)}{n} \tag{24}$$

$$v_{\mathrm{C}_1}(t)=v_{\mathrm{SM}}(t)-i_{\mathrm{C}_1}(t)R_1 \tag{25}$$

式中：v_0 为 IGCT 器件两端的电压。

3）CDA 模块

CDA 方法主要通过引入后退欧拉法抑制开关动作引起的数值振荡，提升仿真数值稳定性。开关动作发生时，CDA 启动。CDA 过程的流程如附录 A 图 A7 所示，它包括 2 个半步长的后向欧拉法数值积分计算。在 2 个半步长数值积分计算结束后，系统切换到基于梯形法的仿真流程计算。

CDA 过程中，仿真步长被调整为原步长的 1/2，并采用后退欧拉法对电容和电感进行离散化建模。此时，诺顿等效电流计算环节的公式需要重新形成，具体过程如下文所述。

基于后退欧拉法，可以得到电容电压的离散化计算式为：

$$v_{\mathrm{C}}(t)=\frac{\Delta t}{2C}i_{\mathrm{C}}(t)+v_{\mathrm{C}}(t-\frac{\Delta t}{2})=R_{\mathrm{ceq}}\,i_{\mathrm{C}}(t)+v_{\mathrm{ceq}}(t) \tag{26}$$

对比式(4)，可以发现等效历史电压源变化为：

$$v_{\mathrm{ceq}}(t)=v_{\mathrm{C}}(t-\frac{\Delta t}{2}) \tag{27}$$

基于后退欧拉法，可以得到电感电压的离散化计算式为：

$$v_{\mathrm{L}}(t)=\frac{2L}{\Delta t}i_{\mathrm{L}}(t)-\frac{2L}{\Delta t}i_{\mathrm{L}}(t-\frac{\Delta t}{2})=R_{\mathrm{Leq}}\,i_{\mathrm{L}}(t)+v_{\mathrm{Leq}}(t) \tag{28}$$

对比式(10)，电感历史电压源的表达式变化为：

$$v_{\mathrm{Leq}}(t)=-\frac{2L}{\Delta t}i_{\mathrm{L}}(t-\frac{\Delta t}{2})=-R_{\mathrm{Leq}}i_{\mathrm{L}}(t-\frac{\Delta t}{2}) \tag{29}$$

4　仿真验证

4.1　IGCT 型直流输电系统的电磁暂态仿真建模

本文基于 CloudPSS 电磁暂态仿真平台[32]，利用 C++语言开发了 IGCT 型换流器的快速电磁暂态仿真模型，并搭建了基于 IGCT 的高压直流输电系统模型。LCC-HCC 高压直流输电系统模型拓扑如图 2 所示。其参数为±120 kV/1.5 kA，单极额定功率为 180 MW，具体参数见附录 B 表 B1。换流器采用 CIGRE 标准直流模型的控制策略，逆变侧根据 HCC 特性引入 HCC 主动关断控制环节。换流器桥臂采用 24 级串联 IGCT 结构，缓冲电路配置阻尼电容为 1.5 μF，阻尼电阻为 36 Ω，直流均压电阻为 72 000 Ω。

4.2　准确性验证

首先，在 CloudPSS 平台搭建 LCC-HCC-HVDC 的详细开关模型(简称详细模型)，然后通过对比详细模型和所提快速等效模型(简称快速模型)在稳态与暂态工况下的动态响应特性，验证所提快速模型的准确性。其中暂态选取单相接地故障和三相接地故障 2 种典型工况，仿真步长 50 μs。通过提取逆变侧换流器出口处的直流电压 U_{indc}(对应图 3(a)、4(a)、A8(a))和直流电流 I_{indc}(对应图 3(b)、4(b)、A8(b))、直流传输功率 P_{dc}(对应图 3(c)、4(c)、A8(c))以及桥臂电流 I_{bridge}(对应图 3(d)、4(d)、A8(d))的输出波形，绘制 2 种模型的动态响应对比图。图 3、4 中完整呈现了各参数波形的整体变化趋势，同时对细节部分进行局部放大处理，以便清晰地观察详细模型与快速模型之间的差异。现对不同工况结果进行详细分析。

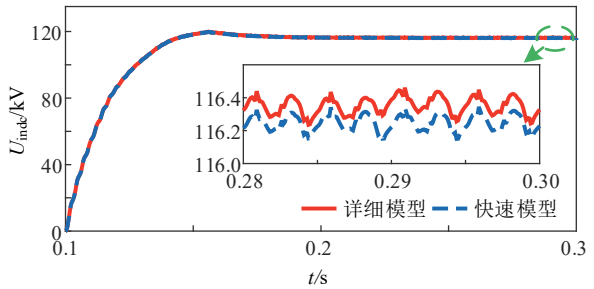
1）稳态特性

图 3 展示了从仿真初始时刻到系统稳定运行的全过程，图 3(e)为该工况下桥臂电流的局部放大图。

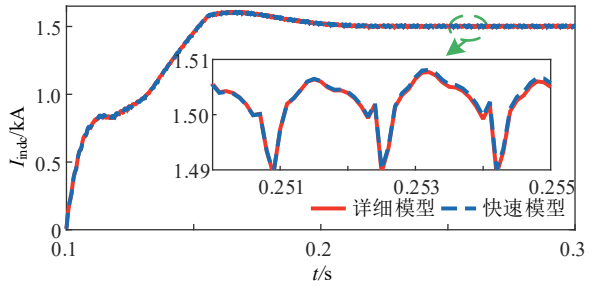
从图 3 中 2 个模型的对比分析可以看出，所提出的快速模型与详细模型在仿真结果的整体趋势上表现出高度一致性，表明所提快速电磁暂态仿真模型能够准确描述系统的动态特性。

2）暂态特性

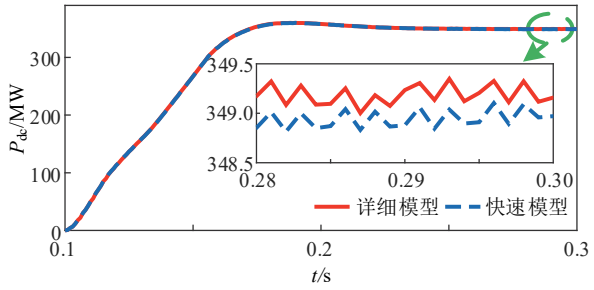
在 t=1.0 s 时刻，在逆变侧交流母线电压处引入持续 50 ms 的交流 A 相短路接地故障，过渡电阻为 0.01 Ω。图 4 为快速模型与详细模型在发生单相接地故障下系统的运行特性对比，图 4(e)为该工况下



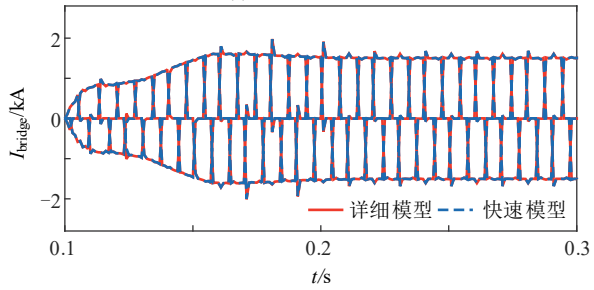
(a) 逆变侧换流器出口处直流电压



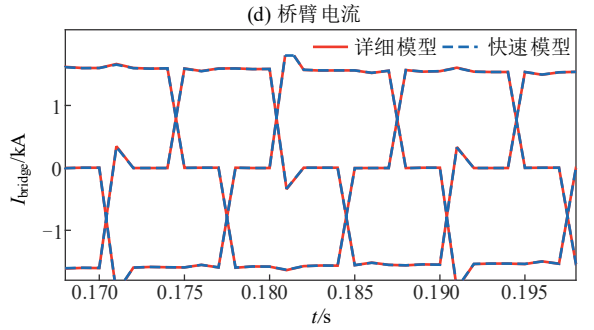
(b) 逆变侧换流器出口处直流电流



(c) 直流传输功率



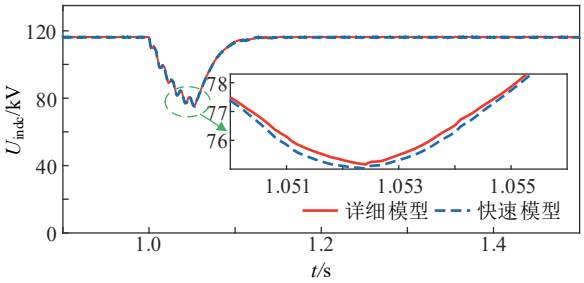
(d) 桥臂电流



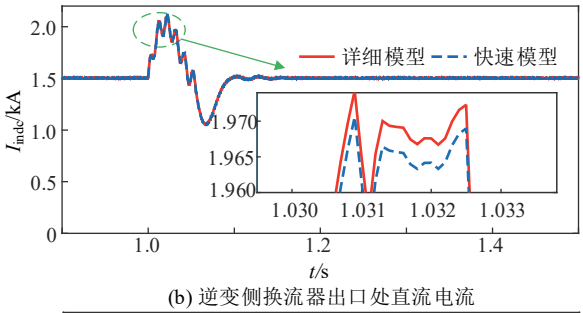
(e) 桥臂电流局部放大图

图 3 正常工况下系统的运行特性对比

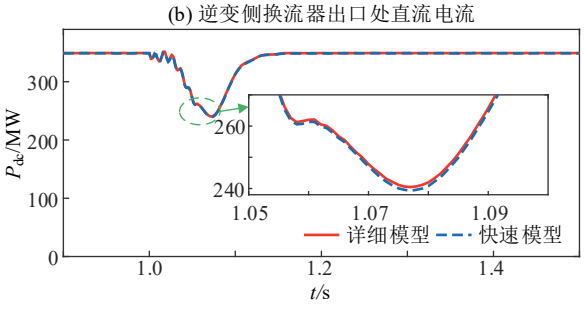
Fig.3 Comparison of operating characteristics under normal operating condition



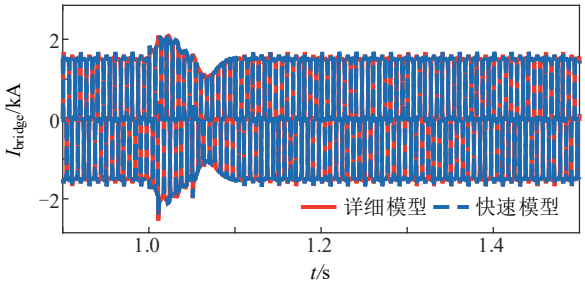
(a) 逆变侧换流器出口处直流电压



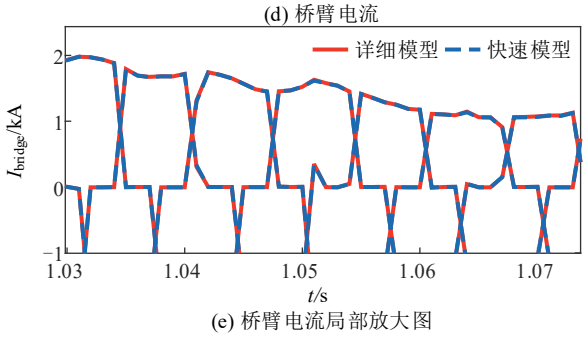
(b) 逆变侧换流器出口处直流电流



(c) 直流传输功率



(d) 桥臂电流



(e) 桥臂电流局部放大图

图 4 单相接地故障下系统的运行特性对比

Fig.4 Comparison of operating characteristics under single-phase ground faults

桥臂电流的局部放大图。

由图 4 可以看出，故障发生后逆变侧交流电压跌落，引起直流电压短时下降，同时直流电流出现突增，在此过程中快速模型与详细模型的整体趋势保持高度一致。

在 t=1.0 s 时刻，在逆变侧母线交流电压处引入

持续 50 ms 的交流三相短路接地故障，过渡电阻的设置同上。快速模型与详细模型在三相短路故障下的系统运行特性对比见附录 A 图 A8。由图 A8 可知，相比于单相接地故障，三相短路故障对系统的冲击更大，桥臂电流峰值显著升高，并在短时间内产生较大的电流冲击。在此过程中，快速模型与详细模型的整体趋势保持高度一致。综上，图 3、4 及图 A8 共同表明快速电磁暂态仿真模型能够准确刻画故障期间的系统暂态特性。

为进一步量化所提快速电磁暂态仿真模型的精度，引入相对二范数累计偏差指标进行定量评估，相对二范数累计偏差的计算式如式(30)所示。相对二范数偏差越小，代表二者越接近，即仿真精度越高。该指标通过逐时间步累积归一化误差，能够有效反映模型在长期预测中的稳定性与准确性。

$$e_{2L}=\frac{\|b-a\|_2}{\|b\|_2}\times 100\% \tag{30}$$

式中：e_{2L} 为相对二范数偏差值；a 为详细仿真模型的仿真结果；b 为快速模型的仿真结果。

表 1 展示了快速电磁暂态仿真模型与相对详细模型在 3 种运行工况下且仿真步长为 50 μs 时的相对二范数累计偏差值。根据表 1 对比分析可知，所有工况下的偏差都小于 1%，满足仿真精度要求，进一步说明了所提快速仿真模型具有与详细模型相同的仿真精度，误差在可接受范围内，模型的准确性得到验证。

表 1　3 种运行工况下的偏差

Table 1　Deviation under three operating conditions

运行工况	相对二范数累计偏差/%			
	U_{indc}	I_{indc}	P_{dc}	I_{bridge}
正常运行	0.102 7	0.067 6	0.099 8	0.158 4
单相接地短路故障	0.107 4	0.085 1	0.112 5	0.381 0
三相接地故障	0.801 2	0.603 5	0.723 8	0.802 6

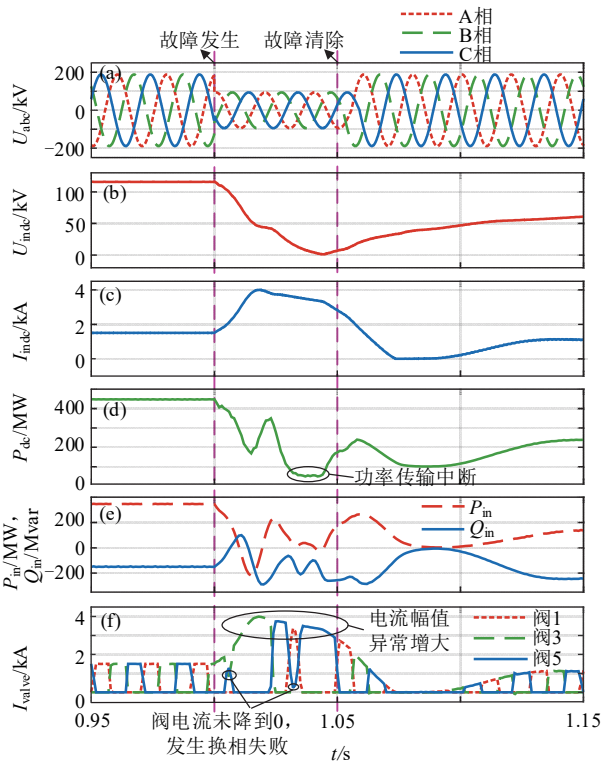


图 5　受端交流故障下 LCC 逆变站暂态特性

Fig.5　Transient characteristics of LCC inverter station under AC fault at receiving-end

4.3　换相失败工况下特性分析与准确性验证

在上述实验基础之上，为进一步评估 LCC-HCC-HVDC 快速等效模型对换相失败故障的抑制能力及动态特性的复现能力，本节针对受端交流故障引发的换相过程进行建模验证与特性对比分析。为保障对比有效性，本文在 CloudPSS 电磁暂态仿真平台上搭建了传统 LCC-HVDC 模型作为参照，LCC-HVDC 模型的实验参数和故障设置条件与快速等效模型均保持一致。

设置 t=1.0 s 时刻，在受端交流母线处接入交流三相接地故障，t=1.05 s 时清除故障。图 5 为故障条件下 LCC-HVDC 模型(基于 LCC 逆变站)的暂态响应波形，图 6 为 LCC-HCC-HVDC 模型(基于 HCC 逆变站)的暂态响应波形，为系统性分析 2 种模型的动态响应差异，选取逆变换流器交流母线三相电压 U_{abc}(对应图(a))、逆变换流器出口处直流电压 U_{indc}(对应图(b))、直流电流 I_{indc}(对应图(c))、系统直流传输功率 P_{dc}(对应图(d))、逆变侧有功功率 P_{in} 和无功功率 Q_{in}(对应图(e))以及逆变换流器阀电流 I_{valve}(对应图(f))进行分析。

首先，对比图 5(f)和图 6(f)阀电流波形可知，在故障发生前，阀电流均能在预期换相点附近降至 0，实现正常换相。故障发生后，图 5(f)中的电流波形在预期换相点附近出现阶梯状畸变，未能降至 0，而是保持在较高的水平，原阀持续导通，导致后续电流幅值异常增大超过正常值的 1.5~2 倍，发生换相失败。而图 6(f)中，阀电流则完全降到 0，并在后续周期内正常波动，表明换相过程顺利完成，阀臂电流波动始终较为平稳。

进一步结合其他电气量的动态变化，对故障发生与故障清除 2 个阶段进行分析：故障发生时，从

图 5 中可以看出，受端交流母线电压迅速降低，导致 LCC 逆变站发生换相失败，直流电压和直流传输功率迅速跌落至 0，阻断了功率传输，直流电流则急剧增大，伴随着逆变站的无功消耗减少。由图 5(f)可以看出，换相失败持续约 30 ms。相比之下，图 6 展现出 HCC 逆变站在相同故障条件下的优越性，虽然受端交流母线电压也会迅速下降，但是由于 RB-IGCT 换流阀的自关断能力，阀电流可以主动关断，从而避免了换相失败。因此，在此过程中，直流电压和直流有功功率虽有所下降，但未跌落至 0，系统的直流电压最低仅下降至约 45 kV，仍能维持部分直流功率的传输，其消耗的无功功率也会减少，波动幅度较小。

故障清除后，从图 5 中可以看出，在直流控制系统的调节下，LCC 逆变站逐步恢复并建立直流电压。在控制的调节作用下，直流电流、直流有功均缓慢恢复。其中，LCC 逆变站需要大量吸收无功功率以恢复受端交流母线电压。若 LCC 逆变站消耗的无功功率超过补偿无功，迫使交流系统额外提供大量无功支持，则会使得交流母线电压再次下降，引发连续换相失败。相比之下，由图 6 可以看出，在交流故障清除后，HCC 逆变站能够迅速恢复直流电压，使得交直流系统快速恢复至稳态。

综上，仿真结果表明，相较于 LCC-HVDC，LCC-HCC-HVDC 在发生交流故障时相对稳定，具有良好的抑制换相失败故障的能力。

在此基础上，为了进一步验证快速等效模型对系统动态特性的复现能力，本文对发生故障后成功换相期间的关键电气量，包括逆变换流器出口处直流电压 U_{indc}、直流电流 I_{indc}、系统直流传输功率 P_{dc}、阀电流 I_{valve} 进行动态响应曲线对比分析，对比结果见附录 A 图 A9。由图 A9 可以看出，快速等效模型在故障发生后、成功换相期间，各关键电气量响应趋势与详细模型保持高度一致，进一步验证了所提快速建模方法的有效性。

4.4 提速效果验证

为验证快速等效模型在计算效率上的提升效果，本文设置不同测试场景，在相同计算环境和仿真实验下，分别计算详细模型和快速模型所用时间，采用加速比即计算时间比值作为效率提升能力的评价指标。仿真参数的设置如下：仿真步长设定为 50 μs，总仿真时长为 3 s。程序运行环境为微软 Win11 操作系统，处理器型号为 Intel(R) Core(TM) i7-14700K 3.40 GHz，内存容量为 32.0 GB，仿真软件采用 CloudPSS 仿真平台。表 2 中展示了仿真运行时间的记录结果。

由表 2 可知，在相同计算环境下，相比于详细模型，将 HCC 进行快速等效建模后的快速模型所用的计算时间显著降低，运行时间减少超 30%。

为进一步评估所提方法在更大规模系统中的应用潜力，本文将 IGCT 子模块数量由原有的 24 个模块扩展至 36 个，并在相同场景下分别对详细模型和快速模型进行仿真，扩展测试的结果如表 3 所示。为直观呈现不同模块数量与典型运行工况下 2 种建模方法在仿真效率上的差异，本文绘制了快速模型与详细模型在 5 种典型运行工况下的仿真运行时间对比图，见附录 A 图 A10。

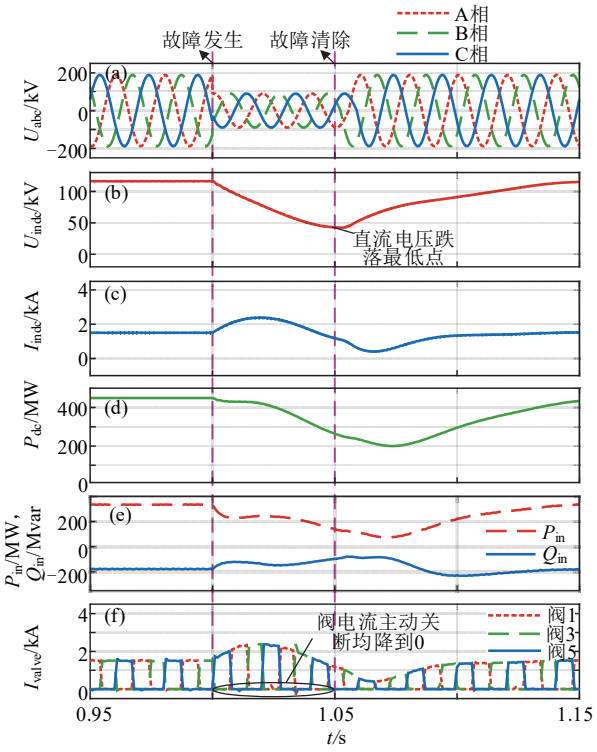


图 6 受端交流故障下 HCC 逆变站暂态特性

Fig.6 Transient characteristics of HCC inverter station under AC fault at receiving-end

表 2 所提快速模型与详细模型运行时间比较(24 个模块)

Table 2 Comparison of run times between proposed fast model and detailed model (24 modules)

测试场景	运行时间/s		加速比	运行时间减少百分比/%
	详细模型	快速模型		
稳态运行	4.848	3.269	1.483	32.57
三相短路接地	4.752	3.217	1.477	32.30
单相短路接地	4.683	3.146	1.489	32.82
直流线路接地故障	4.756	3.183	1.494	33.07
直流闭锁	4.687	3.112	1.506	33.60

表 3　所提快速模型与详细模型运行时间比较(36 个模块)

Table 3　Comparison of run times between proposed fast model and detailed model (36 modules)

测试场景	运行时间/s		加速比	运行时间减少百分比/%
	详细模型	快速模型		
稳态运行	6.280	3.333	1.884	46.93
三相短路接地	6.310	3.399	1.856	46.13
单相短路接地	6.284	3.292	1.909	47.61
直流线路接地故障	6.420	3.305	1.942	48.52
直流闭锁	6.524	3.180	2.052	51.26

对比表 3 与表 2 可知，随着 IGCT 子模块数量的增加，详细模型的运行时间显著上升，而快速模型的运行时间增长幅度较小，且所有测试场景下的加速比均随模块数量的增加而提升，印证了快速建模方法的效率优势。所提快速模型比详细模型计算效率高的根本原因在于 2 类模型在结构建模上存在本质差异：详细模型在建模过程中保留了换流器的内部节点，系统矩阵规模大、复杂度高，在求解过程中涉及高阶矩阵求逆，仿真效率较低；而快速等效模型则通过收缩内部节点，仅保留关键控制逻辑与外部特性，实现系统降维，提高仿真效率。

5　结论

1）本文提出了一种基于戴维南等效的 IGCT 型换流器快速等效建模方法，考虑了电磁暂态仿真的 CDA 过程。所提方法能够在保持与详细模型仿真精度偏差小于 1%的情况下将计算时间减小超过 30%。

2）利用所提快速等效模型验证了 IGCT 型换流器相较于 LCC 换流器的换相性能更优，其能够有效抑制换相失败。

3）考虑到在大规模系统仿真中，控制计算的复杂度对整体仿真效率的影响较大，未来，对于本文所提的基于 IGCT 的换流器快速等效建模方法，可进一步研究控制系统仿真效率的提升。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 周孝信，陈树勇，鲁宗相，等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报，2018，38(7)：1893-1904.
ZHOU Xiaoxin, CHEN Shuyong, LU Zongxiang, et al. Technology features of the new generation power system in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 1893-1904.

[2] 郭贤珊，厉　璇，王　庆，等. 特高压直流输电技术发展现状与思考[J]. 新型电力系统，2024，2(3)：237-250.
GUO Xianshan, LI Xuan, WANG Qing, et al. Status and thoughts on the development of ultra high voltage direct current (UHVDC) transmission technology[J]. New Type Power Systems, 2024, 2(3): 237-250.

[3] GUO C S, LIAO J Q, WANG Y H, et al. Fault location and protection for metallic return HVDC grid based on natural frequency extraction of modal derivative current[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2025, 74: 3508116.

[4] 刘　凯，王永平，王俊生，等. 基于 IGCT 抑制换相失败的关键控制策略[J]. 电力系统自动化，2024，48(15)：160-168.
LIU Kai, WANG Yongping, WANG Junsheng, et al. Key control strategy for suppressing commutation failure based on integrated gate commutated thyristor[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(15): 160-168.

[5] HU B, XIE K G, TAI H M. Optimal reliability allocation of ±800 kV ultra HVDC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(3): 1174-1184.

[6] THIO C V, DAVIES J B, KENT K L. Commutation failures in HVDC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1996, 11(2): 946-957.

[7] 朱　海，郝亮亮，和敬涵，等. HVDC 送端交流系统故障引起换相失败的机理分析[J]. 电工技术学报，2023，38(16)：4465-4478.
ZHU Hai, HAO Liangliang, HE Jinghan, et al. Mechanism analysis of commutation failure caused by fault of HVDC sending end AC system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4465-4478.

[8] 束洪春，邵宗学，赵　伟. 混合多馈入直流输电系统中 LCC 分层接入方式下后续换相失败抑制策略[J]. 高电压技术，2024，50(7)：2760-2773.
SHU Hongchun, SHAO Zongxue, ZHAO Wei. Subsequent commutation failure suppression strategy for hybrid DC multi-infeed transmission system in LCC hierarchical connection mode[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(7): 2760-2773.

[9] 陆　翌，马已青，陈　骞，等. 基于 IGCT 串并联的大容量直流变压器设计[J]. 高电压技术，2024，50(12)：5449-5456.
LU Yi, MA Yiqing, CHEN Qian, et al. Design of high-power DC transformer based on IGCT series and parallel connection[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(12): 5449-5456.

[10] 曾　嵘，赵　彪，余占清，等. IGCT 在直流电网中的应用展望[J]. 中国电机工程学报，2018，38(15)：4307-4317.
ZENG Rong, ZHAO Biao, YU Zhanqing, et al. Development and prospect of IGCT power device in DC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(15): 4307-4317.

[11] YU Z Q, WANG Z Z, XU C Q, et al. Comprehensive physical commutation characteristic analysis and test of hybrid line commutated converter based on physics compact model of IGCT[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1924-1934.

[12] XU C Q, YU Z Q, ZHAO B, et al. Hybrid line commutated converter with fast commutation characteristic based on IGCT for HVDC application: topology, design methodology, and experiments[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 4668-4679.

[13] 许超群，余占清，董　昱，等. 抵御换相失败的新型 IGCT 直流混合换相换流器[J]. 新型电力系统，2024，2(4)：406-417.
XU Chaoqun, YU Zhanqing, DONG Yu, et al. A novel direct current hybrid commutated converter based on integrated gate commutated thyristor to mitigate commutation failure[J]. New Type Power Systems, 2024, 2(4): 406-417.

[14] 陈龙龙，王峰瀛，张闻闻，等. 直流输电用大功率逆阻型 IGCT 器件关键技术研究[J]. 中国电机工程学报，2023，43(12)：4708-4716.
CHEN Longlong, WANG Fengying, ZHANG Wenwen, et al. Research on key technology of high power reverse-blocking IGCT device for HVDC transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(12): 4708-4716.

[15] XU C Q, YU Z Q, ZHAO B, et al. A novel hybrid line commutated converter based on IGCT to mitigate commutation failure for high-power HVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 4931-4936.

[16] 管敏渊，徐　政. 模块化多电平换流器的快速电磁暂态仿真方法[J]. 电力自动化设备，2012，32(6)：36-40.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Fast electro-magnetic transient simulation method for modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(6): 36-40.
[17] 徐义良，赵成勇，赵禹辰，等. 双端口子模块 MMC 电磁暂态通用等效建模方法[J]. 中国电机工程学报，2018，38(20)：6079-6090.
XU Yiliang, ZHAO Chengyong, ZHAO Yuchen, et al. Generalized electromagnetic transient (EMT) equivalent modeling of MMCs with arbitrary two-port sub-module structures[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(20): 6079-6090.
[18] 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)：3381-3392.
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): 3381-3392.
[19] LI Y, CUI Z H, SUN R, et al. Time-frequency domain analysis of IGCT-based HVDC system on CloudPSS platform[C]//Proceedings of the 2023 3rd International Conference on Electrical Engineering and Mechatronics Technology. Nanjing, China: IEEE, 2023: 464-468.
[20] 鞠鲁峰，何燕华，王群京，等. 高压直流断路器中的 IGCT 功能性模型仿真研究[J]. 电气工程学报，2024，19(3)：107-114.
JU Lufeng, HE Yanhua, WANG Qunjing, et al. Simulation study on IGCT functional model in HVDC circuit breaker[J]. Journal of Electrical Engineering, 2024, 19(3): 107-114.
[21] 周亚星，孔　力，王佳蕊. 基于漂移扩散模型方程的 IGCT 电路模型[J]. 高电压技术，2021，47(1)：118-128.
ZHOU Yaxing, KONG Li, WANG Jarui. IGCT circuit model based on drift-diffusion model equations[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(1): 118-128.
[22] 周　晨，周　强，谢晔源，等. 适用于新型高压直流换流阀驱动供能的高电位自取能技术[J]. 高电压技术，2025，51(3)：1307-1317.
ZHOU Chen, ZHOU Qiang, XIE Yeyuan, et al. High-voltage self-energy gaining technology for the driving power supply of novel high-voltage direct current converter valve[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(3): 1307-1317.
[23] 高旭明，张爱民，黄晶晶，等. IGCT 驱动板寄生阻抗的综合优化设计方法[J]. 高电压技术，2023，49(8)：3517-3525.
GAO Xuming, ZHANG Aimin, HUANG Jingjing, et al. A comprehensive optimization design method for the parasitic impedance of the IGCT driver board[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(8): 3517-3525.
[24] REN C P, LIU J P, LI X Z, et al. Optimal design of reverse blocking IGCT for hybrid line commutated converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11): 13957-13965.
[25] WANG Z Z, YU Z Q, QU L, et al. Recovery characteristics of RB-IGCT and its low reactive power application in hybrid commutated converter based HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(8): 11799-11808.
[26] 赵　彪，魏天予，许超群，等. 基于 IGCT 的高压大容量模块化多电平变换器[J]. 中国电机工程学报，2019，39(2)：562-570.
ZHAO Biao, WEI Tianyu, XU Chaoqun, et al. High-voltage and high-power modular multilevel converter based on integrated gate commutated thyristor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 562-570.
[27] 王宗泽，余占清，许超群，等. 新型 IGCT 直流输电换流阀运行试验研究及其等效性评估[J]. 中国电机工程学报，2024，44(10)：4112-4122.
WANG Zongze, YU Zhanqing, XU Chaoqun, et al. Operation test and equivalence evaluation of a novel IGCT DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(10): 4112-4122.
[28] 杨悦民，许超群，刘宇畅，等. 基于 IGCT 复合模块直串接集中电阻的 400 kV 直流耗能装置原理与研制[J]. 高电压技术，2022，48(4)：1510-1517.
YANG Yuemin, XU Chaoqun, LIU Yuchang, et al. Principle and development of 400 kV DC energy dissipation device based on IGCT composite module directly connected to concentrated resistance[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(4): 1510-1517.
[29] WANG Z Z, XU C Q, YU Z Q, et al. Low-frequency and sub-synchronous power oscillation suppression and analysis of hybrid line commutated converter for HVDC grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2024, 39(2): 4127-4137.
[30] 徐　晋，吴　盼，汪可友，等. 适用于级联型电力电子拓扑电磁暂态仿真的 N 端口网络通用等效建模方法[J]. 中国电机工程学报，2024，44(9)：3632-3644.
XU Jin, WU Pan, WANG Keyou, et al. A general equivalent modeling method of N-port networks suitable for the electromagnetic transient simulation of cascading power electronic topologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3632-3644.
[31] 庞博涵，刘文焯，汤　涌，等. 电力系统电磁暂态仿真中异步电动机的机-网解耦模型[J]. 中国电机工程学报，2024，44(10)：3804-3814.
PANG Bohan, LIU Wenzhuo, TANG Yong, et al. Induction motor-network decoupling model for power system electromagnetic transients simulation with induction motor as load[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(10): 3804-3814.
[32] 陈　颖，高仕林，宋炎侃，等. 面向新型电力系统的高性能电磁暂态云仿真技术[J]. 中国电机工程学报，2022，42(8)：2854-2863.
CHEN Ying, GAO Shilin, SONG Yankan, et al. High-performance electromagnetic transient simulation for new-type power system based on cloud computing[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2854-2863.



王渝红
1971—，女，博士，教授，博导
主要从事高压直流输电、电力系统稳定与控制和新能源并网方面的研究
E-mail: yuhongwang@scu.edu.com
WANG Yuhong
Ph.D., Professor



袁　梦
2001—，女，硕士生
主要从事电力系统电磁暂态建模仿真和电力系统故障分析与保护方面的研究
E-mail: yyuanmeng@stu.scu.edu.cn
YUAN Meng



高仕林(通信作者)
1994—，男，博士，副研究员
主要从事电力系统电磁暂态建模仿真和电力系统稳定与控制方面的研究
E-mail: gaoshilin@scu.edu.cn
GAO Shilin
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期　2025-03-30　在线出版日期　2025-08-13　　编辑　程子丰

附录 A

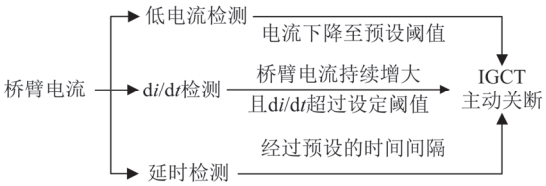


图 A1　改进型相位控制的关断逻辑框图

Fig.A1　Block diagram of shutdown logic for improved phase control

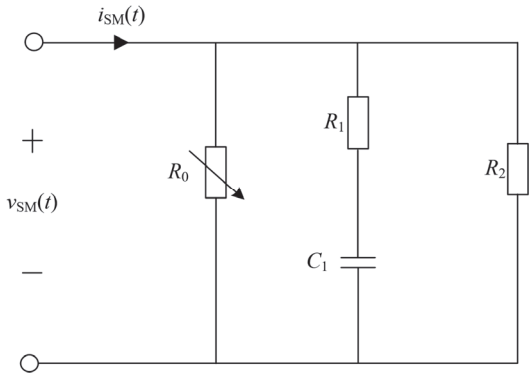
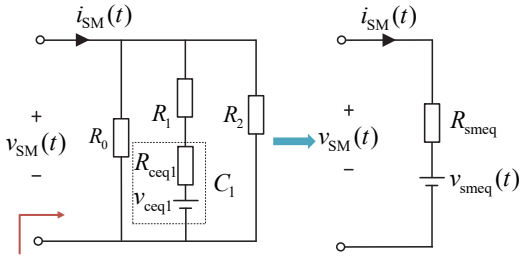


图 A2　开关元件等效后子模块等效电路

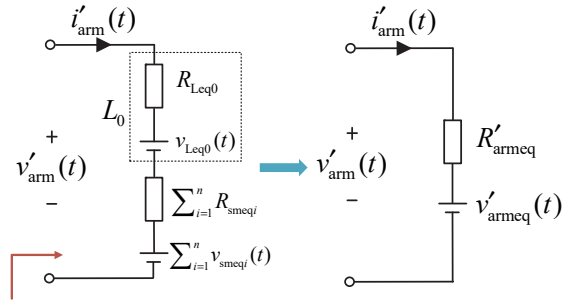
Fig.A2　Equivalent circuit of IGCT submodule after switching element equivalence



(a) 子模块电容 C_1 离散化　　(b) 子模块戴维南等效

图 A3　IGCT 子模块戴维南等效电路

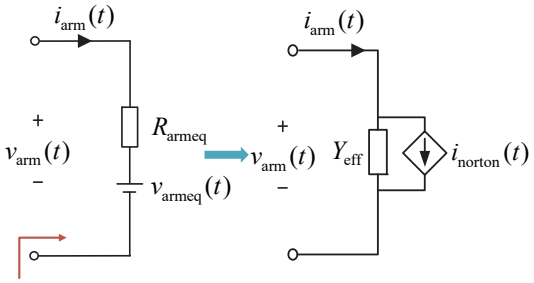
Fig.A3　Thevenin equivalent circuit of IGCT submodule



(a) 桥臂电感 L_0 离散化　　(b) n 个子模块串联电感等效

图 A4　桥臂戴维南等效电路

Fig.A4　Thevenin equivalent circuit of bridge arm



(a) 并联桥臂电容 C_0　　(b) 诺顿等效电路

图 A5　换流器桥臂快速等效电路

Fig.A5　Fast equivalent circuit of converter bridge arm

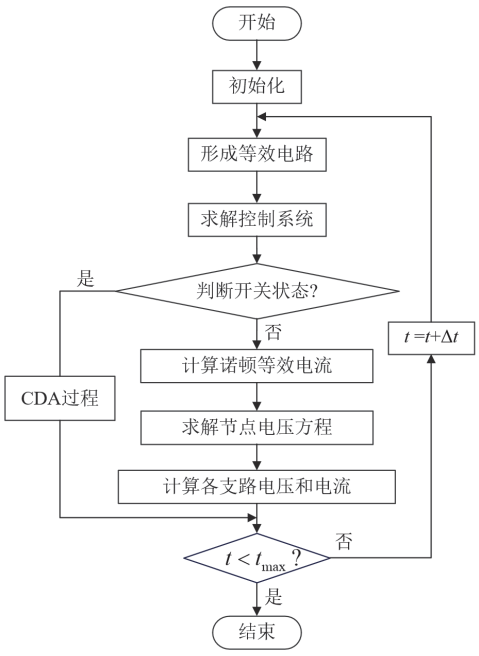


图 A6　含 IGCT 型换流器快速电磁暂态仿真流程图

Fig.A6　Flowchart of fast electromagnetic transient simulation with IGCT-based converter

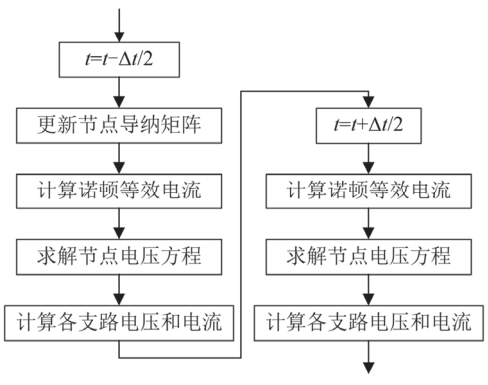


图 A7　CDA 过程流程图

Fig.A7　Flowchart of the CDA process

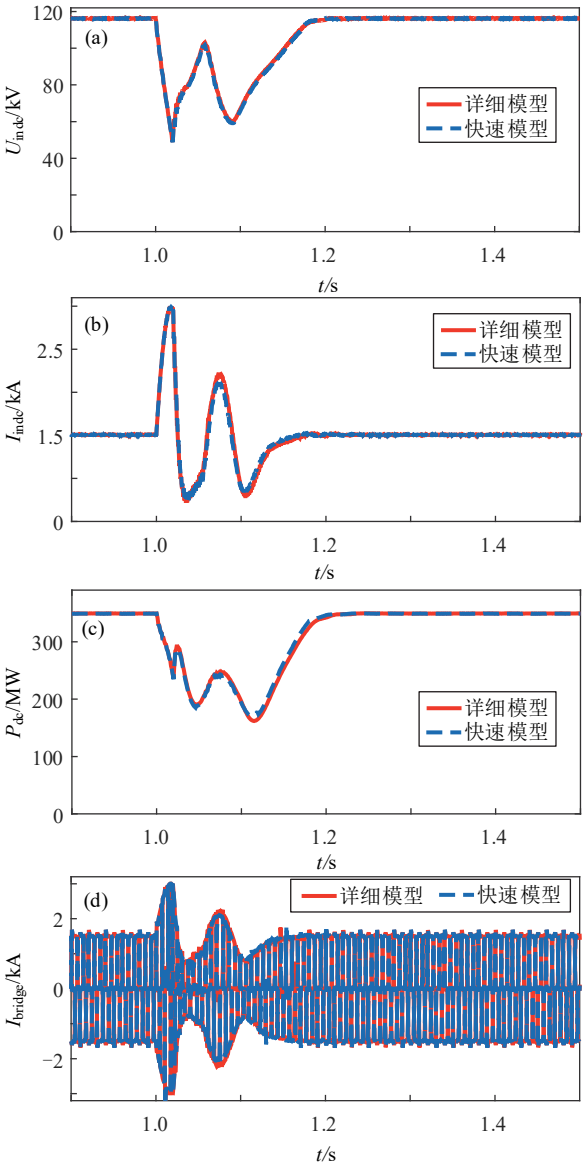
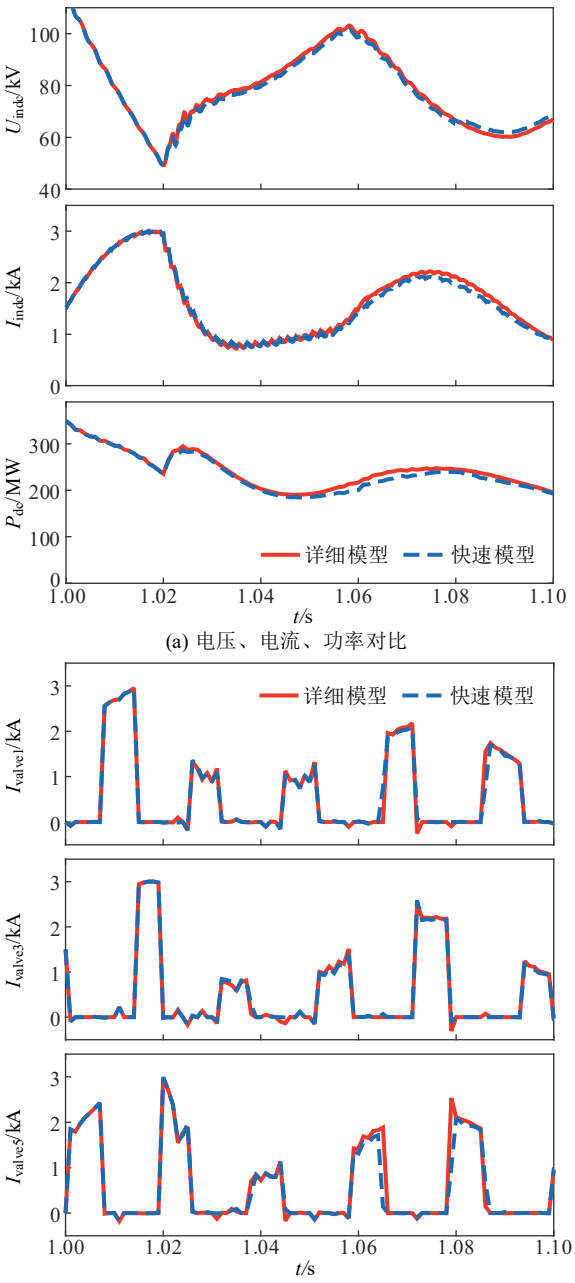


图 A8　三相接地故障下系统的运行特性对比

Fig.A8　Comparison of operating characteristics under three-phase ground fault



(a) 电压、电流、功率对比

(b) 1、3、5号阀电流对比

图 A9　换相期间关键电气量动态响应对比

Fig.A9　Comparison of dynamic response of critical electrical quantities during commutation

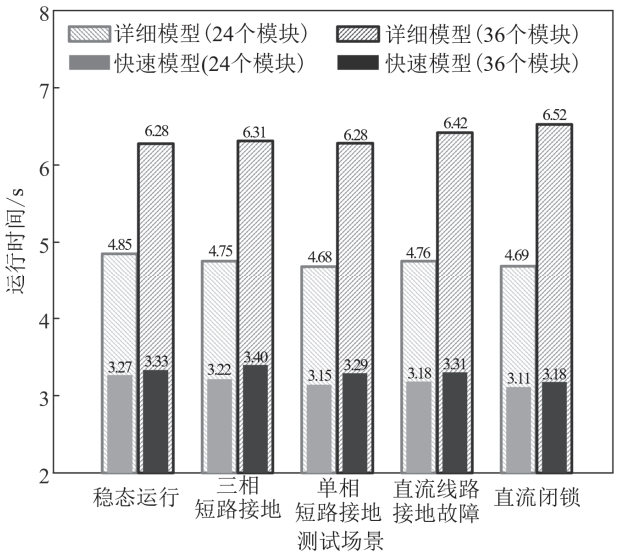


图 A10　快速模型与详细模型运行时间对比

Fig.A10　Comparison of run times between proposed fast model and de-tailed model

附录 B

表 B1　系统仿真参数

Table B1　Parameters of the system

参数	整流侧	逆变侧
交流电压等级/kV	330	220
换流变压器漏抗/%	16.04	15.84
换流变变比	360 kV/50 kV	50 kV/230 kV
平波电抗器电感值/H	0.3	0.3
直流电压/kV	120	120
直流电流/kA	1.5	1.5
熄弧角/(°)	17	17