

# 适用于多种子模块拓扑的 MMC 通用化快速仿真模型

张 芳<sup>1</sup>, 黄维持<sup>1</sup>, 李传栋<sup>2</sup>

(1. 天津大学 智能电网教育部重点实验室, 天津 300072;

2. 国网福建省电力有限公司电力科学研究院, 福建 福州 350007)

**摘要:**针对现有模块化多电平换流器(MMC)快速仿真模型通用性差的问题,提出了一种适用于多种子模块拓扑的 MMC 通用化快速仿真模型。结合子模块的结构特征,构建了 MMC 桥臂闭锁结构,并将闭锁结构分为三大类。通过构建不同子模块拓扑的 MMC 的简化表,避免了因子模块拓扑的不同而需修改模型自定义程序的问题,增强了模型的通用性。所构建的闭锁结构既保证了通用化快速仿真模型在正常与闭锁运行等各种工况下的适用性,又使得同一类闭锁结构可适用于多种子模块拓扑的 MMC,增强了闭锁结构的通用性。在 PSCAD/EMTDC 仿真软件中通过与详细模型进行对比,验证了通用化快速仿真模型的有效性和可行性。

**关键词:**模块化多电平换流器;电磁暂态仿真;快速仿真模型;闭锁;简化表

**中图分类号:**TM 46

**文献标识码:**A

**DOI:**10.16081/j.issn.1006-6047.2019.05.019

## 0 引言

模块化多电平换流器(MMC)采用多个子模块(SM)级联的结构,无需考虑开关器件直接串联时需同时导通的问题,交流侧输出谐波含量低,能更容易地实现高电压、大容量的柔性直流输电。目前,国内外柔性直流输电工程中的换流器主要采用的是 MMC<sup>[1-7]</sup>。

实际工程中 MMC 包含的子模块数目多,构建其详细仿真模型时,由于详细模型中包含的节点数较多,使得系统节点导纳矩阵的求逆时间变长,从而导致仿真速度变慢<sup>[8-11]</sup>。针对详细模型仿真速度慢的问题,文献[8-21]提出了 MMC 的快速仿真模型。文献[9]将快速仿真模型分为两大类:第一类是能仿真子模块电容电压动态过程的等效模型<sup>[7-15]</sup>,第二类是不能仿真子模块电容电压动态过程的简化模型<sup>[18-21]</sup>。

为了能阻断系统直流侧短路故障电流,专家学者们提出了许多能阻断直流故障电流的新型子模块拓扑<sup>[22]</sup>,也研究了其相应子模块拓扑的快速仿真模型,如自阻型 MMC 的快速仿真模型<sup>[12]</sup>、二极管箝位型 MMC 的快速仿真模型<sup>[13]</sup>、箝位双子模块型 MMC 的快速仿真模型<sup>[19]</sup>。当一种新的 MMC 子模块拓扑被提出后,若要构建其快速仿真模型,则需重新分析子模块拓扑,编写快速仿真模型的自定义程序,这使得建模过程变复杂,模型的通用性较差。文献[12]将文献[14]中构建半桥型 MMC 快速仿真模型的方法运用到自阻型 MMC 等值模型的构建上,其通用性在于该模型可适用于自阻型 MMC 的任意工况,但未说明该等值模型可用于不同类型的子模块拓扑,未考虑子模块中含有多个电容的情况。文献[13]阐述了二极管箝位型 MMC 等值模型的建立过程,虽简

化了等值模型的开发过程,但当子模块拓扑改变后仍需改变复合等值模型的结构,也需重新编写等值模型的自定义程序。文献[20]提出了 MMC 快速仿真模型的通用建模方法,阐述了两电平电压源型换流器(VSC)与半桥 MMC 的建模,其模型的通用性在于可适用于 MMC 的正常与闭锁状态,但不适用于多种子模块拓扑。

针对上述快速仿真模型通用性不强的问题,本文提出了一种通用化快速仿真模型,以适用于多种子模块拓扑 MMC 的快速仿真,解决现有快速仿真模型仅能适用于一种子模块拓扑的 MMC 快速仿真的问题。在通用性方面,本文所提通用化快速仿真模型与现有快速仿真模型的主要不同之处有以下 2 点:在不改变模型自定义程序的前提下,能适用于多种子模块拓扑的快速仿真,模型通用性更强;结合多种子模块的特点,构建了三大类闭锁结构,使模型在正常与闭锁状态下均适用,且属于相同类型的子模块可以使用同一类闭锁结构,简化了闭锁结构的建立过程,增强了闭锁结构的通用性。

## 1 MMC 拓扑结构

MMC 拓扑如图 1 所示,它由三相六桥臂组成,每个桥臂由  $N$  个(不考虑冗余)子模块和 1 个桥臂电感  $L$  串联而成。图中,  $i_{arm}$  为流过 A 相上桥臂的电流;  $I_{dc}$  为流过直流侧的电流。构成 MMC 的几种常见子模块拓扑如图 2 所示。规定子模块输出电压  $U_{sm}$  的参考方向为由  $P$  点指向  $N$  点,子模块电流的参考方向为由  $P$  点流入子模块的方向,子模块中电容电流和电容电压的参考方向如图 2 所示。

## 2 MMC 正常运行时通用化快速仿真模型的构建

对于 MMC 戴维南等效快速仿真模型,当子模块

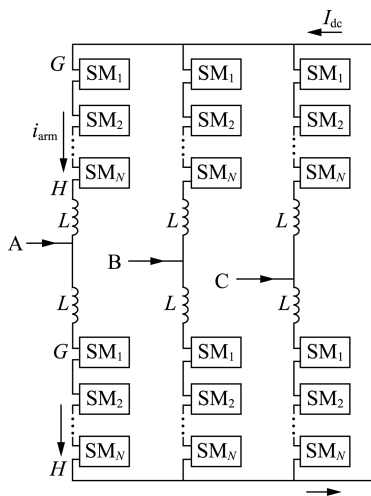


图 1 MMC 的三相拓扑

Fig.1 Three-phase topology of MMC

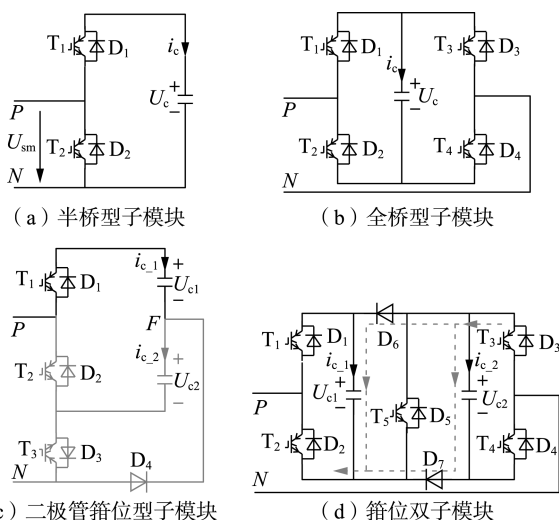


图 2 子模块拓扑

Fig.2 Topologies of sub-module

拓扑改变后,需重新求解子模块的戴维南等效电路,并重新编写等效模型的自定义程序。本文构建的通用化快速仿真模型继承了 MMC 戴维南快速仿真模型的优势,将每个桥臂简化为戴维南等效电路,以减少桥臂节点数目,提高仿真速度,不同之处在于:对于不同子模块拓扑的 MMC,不需要重新编写自定义程序,只需构建相应的子模块简化表,并利用子模块简化表中的信息,即可实现不同子模块拓扑 MMC 的快速仿真,增强了模型的通用性。

电容是子模块中的动态元件,为了便于数值计算,需将子模块电容离散化,运用梯形积分方法离散子模块电容得:

$$U_c(t) = \frac{\Delta T}{2C} (i_c(t) + i_c(t-\Delta T)) + U_c(t-\Delta T) \quad (1)$$

其中,  $U_c(t)$  和  $U_c(t-\Delta T)$  为子模块电容电压;  $i_c(t)$  和  $i_c(t-\Delta T)$  为子模块电容电流;  $\Delta T$  为仿真步长;  $t$  为当前时刻。令:

$$R_c = \frac{\Delta T}{2C} \quad (2)$$

$$U_{ceq}(t-\Delta T) = R_c i_c(t-\Delta T) + U_c(t-\Delta T) \quad (3)$$

则式(1)可以表示为:

$$U_c(t) = R_c i_c(t) + U_{ceq}(t-\Delta T) \quad (4)$$

由式(4)可见,子模块电容离散化后可以用一个等效电阻  $R_c$  和等效电压源  $U_{ceq}(t-\Delta T)$  等效。

## 2.1 通用化快速仿真模型的基本原理

以图 1 中 A 相上桥臂串联的 3 个半桥型子模块为例说明通用化快速仿真模型的原理。

假设某一时刻流过桥臂中 3 个子模块的电流如图 3(a)中虚线所示,则这 3 个子模块投入到桥臂的电路结构可以简化为图 3(b)。当子模块中 IGBT/二极管接入桥臂和从桥臂切除时,可用 1 个小电阻  $R_{on}$  和 1 个大电阻  $R_{off}$  分别等效。图 3(b)中的 IGBT 和二极管用等效电阻  $R_{on}$  替代,子模块电容可根据式(4)等效为 1 个等效电阻  $R_c$  和 1 个等效电压源  $U_{ceq,i}$  串联的形式,最后得到如图 3(c)所示的结构。再将图 3(c)中的电阻与等效电压源分别求和就得到如图 3(d)所示的桥臂等效结构。图 3(a)~(d)所示的桥臂结构简化过程很大程度上减少了桥臂的节点数目,有利于提高仿真速度。

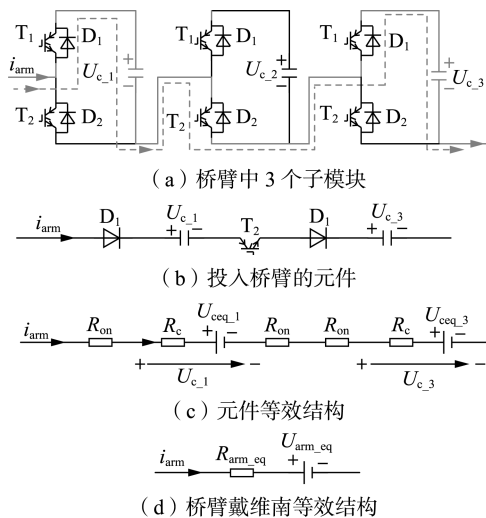


图 3 桥臂结构简化过程

Fig.3 Simplified process of arm structure

由图 3(a)~(d)可见,每个子模块中的元件以 IGBT、二极管与电容串联的形式投入到桥臂,则求得每个子模块中投入的等效电阻与等效电压源后,即可得到桥臂的等效电阻与等效电压源。

## 2.2 子模块简化表的构成原理与作用

为了计算桥臂的等效电阻和等效电压源,需要分析每个子模块投入到桥臂的元件种类、个数和状态等,本节通过构建子模块简化表的方法,将各种工况下子模块投入到桥臂的各种元件的基本信息包括在其中,以便于模型通用化的实现。

半桥型和全桥型子模块是最基本的子模块类型,则以这2种子模块为例,说明子模块简化表的构成原理,其简化表分别如表1和表2所示。表中,桥臂电流 $i_{arm}$ 的值大于0和小于0分别表示桥臂电流实际方向与参考方向相同和相反; $T_1$ — $T_4$ 为子模块触发脉冲,其值为1和0分别表示IGBT导通与关断; $N_{Diode}$ 和 $N_{IGBT}$ 分别为在对应桥臂电流和触发脉冲下,每个子模块应该投入到桥臂的二极管与IGBT的个数; $C_{state\_j}$ 为电容的投切信息,考虑到1个子模块中电容的个数可能不止1个,且由文献[22]可知大多数类型的子模块中所含的电容个数不会超过3个,则本文取3个电容状态量 $C_{state\_j}(j=1,2,3)$ 分别表示子模块中第一个至第三个电容的投切状态。

表1 半桥型子模块简化表

Table 1 Simplified table of half-bridge type sub-module

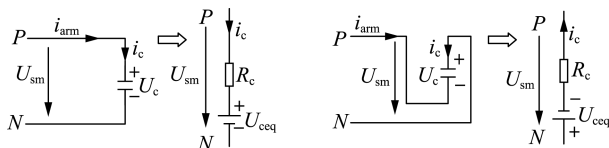
| $i_{arm}$ | $T_1$ | $T_2$ | $N_{Diode}$ | $N_{IGBT}$ | $C_{state\_1}$ | $C_{state\_2}$ | $C_{state\_3}$ |
|-----------|-------|-------|-------------|------------|----------------|----------------|----------------|
| $\geq 0$  | 1     | 0     | 1           | 0          | 1              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 0           | 1          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 1           | 0          | 1              | 0              | 0              |
|           | 1     | 0     | 0           | 1          | 1              | 0              | 0              |
| $< 0$     | 0     | 1     | 1           | 0          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 1           | 0          | 0              | 0              | 0              |

表2 全桥型子模块简化表

Table 2 Simplified table of full-bridge type sub-module

| $i_{arm}$ | $T_1$ | $T_2$ | $T_3$ | $T_4$ | $N_{Diode}$ | $N_{IGBT}$ | $C_{state\_1}$ | $C_{state\_2}$ | $C_{state\_3}$ |
|-----------|-------|-------|-------|-------|-------------|------------|----------------|----------------|----------------|
| $\geq 0$  | 1     | 0     | 0     | 1     | 2           | 0          | 1              | 0              | 0              |
|           | 1     | 0     | 1     | 0     | 1           | 1          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 0     | 1     | 1           | 1          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 1     | 0     | 0           | 2          | -1             | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 0     | 0     | 2           | 0          | 1              | 0              | 0              |
|           | 1     | 0     | 0     | 1     | 0           | 2          | 1              | 0              | 0              |
| $< 0$     | 1     | 0     | 1     | 0     | 1           | 1          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 0     | 1     | 1           | 1          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 1     | 0     | 2           | 0          | -1             | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 0     | 0     | 2           | 0          | -1             | 0              | 0              |

为了便于分析电容的电气量与 $C_{state\_j}$ 的关系,现忽略子模块中除电容以外的其他元件。则当子模块电容正向和反向投入桥臂时,其与子模块二端口的关系分别如图4(a)和图4(b)所示。当子模块电容电压参考方向与子模块输出电压参考方向相同,子模块电容正向投入桥臂时, $C_{state\_j}=1$ ,等效电路见图4(a);当子模块电容电压参考方向与子模块输出电压参考方向相反,子模块电容反向投入桥臂时,



(a) 电容正向投入桥臂

(b) 电容反向投入桥臂

图4 子模块电容等效电路

Fig.4 Equivalent circuits of sub-module capacitor

$C_{state\_j}=-1$ ,等效电路见图4(b);子模块电容未投入桥臂时, $C_{state\_j}=0$ 。

由图4可见, $C_{state\_j}$ 能表现出电容等效电压源的投入信息。子模块电容电流与桥臂电流的关系如式(5)所示。

$$i_{c\_j} = \begin{cases} i_{arm} & C_{state\_j} = 1 \\ -i_{arm} & C_{state\_j} = -1 \\ 0 & C_{state\_j} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

其中, $j=1,2,3$ ;  $i_{c\_j}$ 为流过子模块中第 $j$ 个电容的电流。

为了减少运算,本文通过 $C_{flag}$ 确定每个子模块中含有的电容个数,其值为1—3分别表示每个子模块中含有1—3个电容。

上文中分析电容的电气量与 $C_{state\_j}$ 关系的作用是:建立 $C_{state\_j}$ 与电容投入个数和电容等效电压源 $U_{ceq}$ 投入方向的关系,通过 $C_{state\_j}$ 建立桥臂电流 $i_{arm}$ 与电容电流 $i_{c\_j}$ 的关系。

### 2.3 桥臂等效电路的求解

在求得桥臂等效电阻和等效电压源后,将其赋值给PSCAD/EMTDC中的自定义接口模块,则可进行网络求解。下面说明桥臂等效电阻与等效电压源的求解过程。

#### 2.3.1 桥臂等效电阻 $R_{arm\_eq}$ 的求解

桥臂等效电阻由两部分组成:子模块中IGBT与二极管的导通电阻 $R_{on}$ 和子模块电容等效电阻 $R_c$ 。

将子模块投入到桥臂的IGBT/二极管个数乘以IGBT/二极管的导通电阻 $R_{on}$ ,就可得到该子模块中IGBT/二极管对桥臂贡献的等效电阻值。由图4可见,不论子模块电容正向还是反向投入桥臂,子模块电容对桥臂贡献的等效电阻值均为 $R_c$ 。则第 $i$ 个子模块等效电阻的求解公式如下:

$$R_{sm\_i} = (N_{Diode\_i} + N_{IGBT\_i}) R_{on} + \sum_{j=1}^{C_{flag}} (abs(C_{state\_j})) R_c \quad (6)$$

其中, $R_{sm\_i}$ 为第 $i$  ( $i=1,2,\dots,N$ )个子模块的等效电阻值; $abs(\ )$ 表示对括号内的数取绝对值。则一个桥臂的等效电阻为:

$$R_{arm\_eq} = \sum_{i=1}^N R_{sm\_i} \quad (7)$$

其中, $R_{arm\_eq}$ 为桥臂等效电阻值。

#### 2.3.2 等效电压源 $U_{arm\_eq}(t)$ 的求解

在求解当前时刻的桥臂等效电压 $U_{arm\_eq}(t)$ 时,需先求解子模块电容等效电压 $U_{ceq}(t-\Delta T)$ ,再将整个桥臂中所有子模块电容等效电压累加即可得到 $U_{arm\_eq}(t)$ 。由式(3)可知,期望求解电容等效电压 $U_{ceq}(t-\Delta T)$ ,需要先求 $i_c(t-\Delta T)$ 和 $U_c(t-\Delta T)$ 。由文献[17]可知,快速仿真模型子模块中没有使用



PSCAD/EMTDC 中的电容元件,因而不能直接通过软件中的测量模块得到  $i_c(t-\Delta T)$  和  $U_c(t-\Delta T)$  的值,需要在自定义程序中计算出它们的值。下面说明  $i_c(t-\Delta T)$  和  $U_c(t-\Delta T)$  的求解过程。

#### a. 求取子模块电容电流 $i_c(t-\Delta T)$ 。

子模块电容电流可以通过桥臂电流求取,而  $t-\Delta T$  时刻的桥臂电流  $i_{\text{arm}}(t-\Delta T)$  可以在  $t-\Delta T$  时刻系统网络求解后通过软件中的测量模块得到。由式(5)可计算得到  $t-\Delta T$  时刻的第  $i$  个子模块中第  $j$  个电容电流为:

$$i_{c_{i-j}}(t-\Delta T) = i_{\text{arm}}(t-\Delta T) C_{\text{state}_{i-j}}(t-\Delta T) \quad (8)$$

其中,  $i_{c_{i-j}}(t-\Delta T)$  和  $C_{\text{state}_{i-j}}(t-\Delta T)$  分别表示第  $i$  个子模块中第  $j$  个电容在  $t-\Delta T$  时刻的电容电流和投入状态。

#### b. 求取子模块电容电压 $U_c(t-\Delta T)$ 。

因为此时已经知道  $i_{\text{arm}}(t-\Delta T)$ 、 $i_{\text{arm}}(t-2\Delta T)$  和  $U_c(t-2\Delta T)$  的值,则需要将式(3)和式(4)回推一个步长可得到:

$$U_c(t-\Delta T) = R_c(i_c(t-\Delta T) + i_c(t-2\Delta T)) + U_c(t-2\Delta T) \quad (9)$$

又由式(8)中子模块电容电流与桥臂电流的关系,可将式(9)表示为:

$$U_{c_{i-j}}(t-\Delta T) = R_c(i_{\text{arm}}(t-\Delta T) C_{\text{state}_{i-j}}(t-\Delta T) + i_{\text{arm}}(t-2\Delta T) C_{\text{state}_{i-j}}(t-2\Delta T)) + U_{c_{i-j}}(t-2\Delta T) \quad (10)$$

其中,  $C_{\text{state}_{i-j}}(t-2\Delta T)$  为第  $i$  个子模块中第  $j$  个电容在  $t-2\Delta T$  时刻的投入状态;下标  $i(i=1,2,\dots,N)$  表示第  $i$  个子模块,  $j(j=1,2,3)$  表示第  $i$  个子模块中的第  $j$  个电容。

#### c. 求取等效电压源 $U_{\text{ceq}}(t-\Delta T)$ 。

将式(8)与式(10)代入到式(3)中,可得电容等效电压源为:

$$U_{\text{ceq}_{i-j}}(t-\Delta T) = R_c i_{\text{arm}}(t-\Delta T) C_{\text{state}_{i-j}}(t-\Delta T) + R_c(i_{\text{arm}}(t-\Delta T) C_{\text{state}_{i-j}}(t-\Delta T) + i_{\text{arm}}(t-2\Delta T) C_{\text{state}_{i-j}}(t-2\Delta T)) + U_{c_{i-j}}(t-2\Delta T) \quad (11)$$

其中,  $U_{\text{ceq}_{i-j}}(t-\Delta T)$  为第  $i$  个子模块中的第  $j$  个电容在  $t-\Delta T$  时刻的等效电压。因电容等效电压源的投入方向与电容投入桥臂的方向有关,则在考虑等效电压源接入桥臂方向的情况下对式(11)进行求和,即可求得一个桥臂的等效电压源为:

$$U_{\text{arm}_{\text{eq}}}(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^3 U_{\text{ceq}_{i-j}}(t-\Delta T) C_{\text{state}_{i-j}}(t) \quad (12)$$

式(12)中,所求的桥臂等效电压  $U_{\text{arm}_{\text{eq}}}(t)$  是当前时刻的数值,所以电容投切状态量  $C_{\text{state}_{i-j}}$  也要使用当前时刻的值。

### 2.3.3 桥臂等效电路

MMC 的桥臂等效电路对外结构如图 5 所示。为了便于后续说明,将图 5 左侧的结构简化为其右侧的示意图。

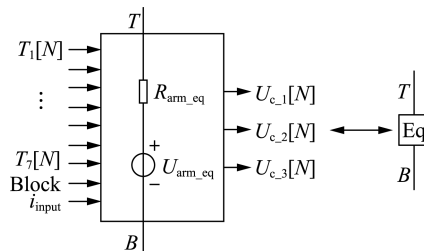


图 5 桥臂等效电路

Fig.5 Equivalent circuit for arm

图 5 中桥臂等效电路以  $N$  维触发脉冲  $T_1 \sim T_7$  作为输入量,设置 7 个触发脉冲是为了适应各种子模块拓扑,如果实际子模块触发脉冲个数少于 7 个,则将多余的触发脉冲设置为 0 或者其他值,只要实际的触发脉冲能与子模块简化表中的触发脉冲相对应即可,Block 表示闭锁信号,  $i_{\text{input}}$  为流过桥臂的电流,输出量  $U_{c_j}[N]$  ( $j=1,2,3$ ) 表示  $N$  维子模块电容电压。

## 3 MMC 闭锁运行时通用化快速仿真模型的构建

MMC 在启动和故障等情况下需要闭锁子模块,详细模型中子模块全部闭锁后,二极管可能在非整数倍步长导通。因为 PSCAD/EMTDC 为定步长仿真软件,所以在详细模型中一般通过使用插值算法解决二极管在非整数倍步长导通的问题<sup>[17]</sup>。而前文所述的桥臂等效电路并没有考虑二极管在非整数倍步长导通的情况,为了使桥臂等效电路在闭锁情况下与详细模型一致,本文通过将 PSCAD/EMTDC 中具有插值算法的二极管与桥臂等效电路组合使用,构成能仿真 MMC 闭锁情况的通用化快速仿真模型。

### 3.1 闭锁结构的分类

基于文献[22]中描述的几种子模块拓扑,本文将构建的闭锁结构分为三大类,并用 2 种结构实现这三大类闭锁结构,具体如图 6 所示,图中 Eq 表示图 5 中桥臂等效电路,  $TP_1 \sim TP_4$  表示 4 个导通电阻为 0 的开关,  $D_1 \sim D_4$  表示 4 个有导通电阻的二极管。图 6 中 GH 部分和图 1 中的 GH 部分等效,因为前文所述的子模块简化表中的电流是桥臂电流,所以在闭锁结构中  $i_{\text{input}}$  的位置如图 6 所示。

a. 第一类闭锁结构适用于具有以下特点的子模块:子模块闭锁后,在桥臂电流方向改变时,子模块投入到桥臂的电容个数均相同。由此类子模块构成的 MMC 闭锁结构如图 6(a) 所示,桥臂中子模块全部闭锁时,令  $TP_1$  和  $TP_4$  断开、 $TP_2$  和  $TP_3$  闭合;正

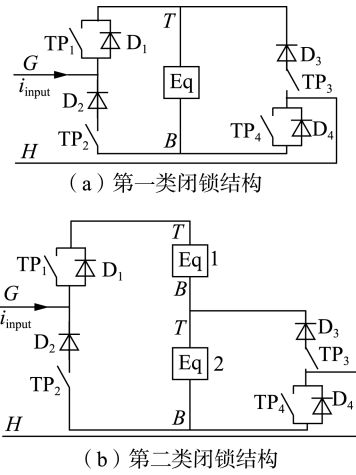


图6 单个桥臂闭锁结构

Fig.6 Blocking structure for arm

常运行时,令  $TP_1$  和  $TP_4$  闭合、 $TP_2$  和  $TP_3$  断开。其典型应用是全桥型 MMC。

**b. 第二类闭锁结构**适用于具有以下特点的子模块:子模块闭锁后,在桥臂电流方向改变时,子模块投入到桥臂的电容器个数不相同,且桥臂电流反向时投入的子模块电容器个数不为 0。此 MMC 的闭锁结构如图 6(b) 所示,其含有等效模型 1 和等效模型 2 这 2 个等效模型,其中  $TP_1$ — $TP_4$  的开关情况与第一类闭锁结构相同。其典型应用是二极管箝位型 MMC。

**c. 第三类闭锁结构**适用于具有以下特点的子模块:子模块闭锁后,在桥臂电流方向改变时,子模块投入到桥臂的电容器个数不相同,且桥臂电流反向时投入的子模块电容器个数为 0。第三类闭锁结构可以通过第一类闭锁结构实现,桥臂子模块全部闭锁时,令  $TP_1$  和  $TP_3$  断开、 $TP_2$  和  $TP_4$  闭合;正常运行时,令  $TP_1$  和  $TP_4$  闭合、 $TP_2$  和  $TP_3$  断开。此时还要保证桥臂电流反向时闭锁结构接入桥臂的二极管  $D_2$  的阻值与详细模型的一致。其典型应用是半桥型 MMC。

对于第一、三类闭锁结构,构建子模块简化表的方法与构建表 1 和表 2 的方法相同。对于第二类闭锁结构,因为其含有 2 个等效电路,所以需要构建 2 个简化表。图 2(c) 中二极管箝位型子模块构成的 MMC 属于第二类,其工作原理见文献[13],下面以它为例说明该类子模块简化表的构建方法。图 2(c) 中以 PF 为界限,将子模块分成上下两部分(划分的依据是子模块闭锁后,上面的部分在桥臂电流为正时才有电流流过,下面的部分在桥臂电流为正或为负时都有电流流过),分别如图 2(c) 中黑线和灰线所示。再分别构造简化表,如附录中表 A1 与表 A2 所示,在闭锁且桥臂电流为负的情况下,每个子模块只有一个电容接入桥臂,与该子模块的工作原理相同。

需要特别说明的是,本文构建的子模块简化表,是在仿真前预先形成的,其反映的是子模块在各种工况下投入到桥臂的元件的状态信息,故附录中表 A1 和表 A2 对 MMC 处于正常和闭锁状态下均适用,表 1 和表 2 亦是如此。

### 3.2 闭锁结构的修正

#### 3.2.1 桥臂等效电阻的修正

在闭锁结构中,为了调用二极管的插值算法,人为地多加了 2 对二极管( $D_1$ 、 $D_4$  和  $D_2$ 、 $D_3$ ),所以闭锁时,要在自定义程序中修正桥臂等效电阻的阻值。对于第一类闭锁结构,将桥臂等效电阻的计算公式由式(7)修正为式(13),且将  $D_1$ — $D_4$  的导通电阻都设置为  $R_{on}$ ;对于第二类闭锁结构,将等效模型 2 中桥臂等效电阻的计算公式由式(7)修正为式(13),且将  $D_1$ — $D_4$  的导通电阻都设置为  $R_{on}$ ;对于第三类闭锁结构,将  $D_1$  的导通电阻设置为  $2R_{on}$ ,  $D_2$  的导通电阻设置为  $NR_{on}$ ,因  $D_3$ 、 $D_4$  未接入桥臂,所以不需要设置其阻值。综上所述,闭锁后,将等效模型中桥臂等效电阻的计算公式修正为式(13),且等效模型与  $D_1$ — $D_4$  的导通电阻相配合,使闭锁时通用化快速仿真模型与详细模型下投入到桥臂的阻值相同。

$$R_{arm\_eq} = \sum_{i=1}^N R_{sm\_i} - 2R_{on} \quad (13)$$

#### 3.2.2 桥臂等效电压源的修正

图 5 所示的桥臂等效电路中,桥臂电流为正向时,电流由 T 点流向 B 点;桥臂电流为反向时,电流由 B 点流向 T 点。图 6 所构建的闭锁结构,在正常运行状态下,与第 2 节构建的快速仿真模型完全等同;在闭锁状态下,不论桥臂电流为正向还是反向,电流均由 T 点流向 B 点,故闭锁且桥臂电流反向时,需对等效电路中的等效电压源进行修正。闭锁且桥臂电流反向时,式(10)、(11)中的  $i_{arm}$  以及式(12)中的  $U_{ceq\_i\_j}(t-\Delta T)$  要同乘以 -1 来修正。从表 1—3 可见,闭锁且桥臂电流反向时电容器的状态  $C_{state}$  为 0 或 -1,所以将式(11)—(13)修正为式(14)—(16)。闭锁且桥臂电流正向时,电容器的状态  $C_{state} = 1$ ,式(14)—(16)依然成立。综上所述,闭锁时式(10)—(12)分别修正为式(14)—(16)。

$$U_{ceq\_i\_j}(t-\Delta T) = R_c [i_{arm}(t-\Delta T) \text{abs}(C_{state\_i\_j}(t-\Delta T)) + i_{arm}(t-2\Delta T) \text{abs}(C_{state\_i\_j}(t-2\Delta T))] + U_{ceq\_i\_j}(t-2\Delta T) \quad (14)$$

$$U_{ceq\_i\_j}(t-\Delta T) = R_c [i_{arm}(t-\Delta T) \text{abs}(C_{state\_i\_j}(t-\Delta T)) + R_c [i_{arm}(t-\Delta T) \text{abs}(C_{state\_i\_j}(t-\Delta T)) + i_{arm}(t-2\Delta T) \text{abs}(C_{state\_i\_j}(t-2\Delta T))] + U_{ceq\_i\_j}(t-2\Delta T) \quad (15)$$

$$U_{arm\_eq}(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^3 U_{ceq\_i\_j}(t-\Delta T) \text{abs}(C_{state\_i\_j}(t)) \quad (16)$$

对于不同子模块拓扑下的 MMC, 现有的快速仿真模型需要使用不同的闭锁结构, 本文将 MMC 的闭锁结构分类后, 属于同一类子模块拓扑的 MMC 可以使用同一种闭锁结构, 简化了构建闭锁结构的过程, 且闭锁结构只需简单的操作, 即可用于正常和闭锁运行等各种工况下的仿真研究, 具有较好的通用性。

## 4 仿真验证

本文基于 PSCAD/EMTDC 分别搭建了双端半桥型、双端全桥型基于模块化多电平换流器的高压直流输电 (MMC-HVDC) 系统的详细模型和通用化快速仿真模型。设置仿真时步为  $20\ \mu\text{s}$ , IGBT/二极管导通电阻  $R_{\text{on}}$  和关断电阻  $R_{\text{off}}$  分别为  $0.01\ \Omega$  和  $10^8\ \Omega$ , 双端半桥型与全桥型 MMC-HVDC 系统的参数均相同, 具体参数如附录中表 A3 所示。

系统整流侧采用定有功功率和定无功功率控制, 逆变侧采用定直流电压和定无功功率控制, 直流电压参考值为  $400\ \text{kV}$ , 有功功率参考值为  $400\ \text{MW}$  ( $1\ \text{p.u.}$ ), 无功功率参考值为  $0$ 。换流站级控制策略采用基于  $dq$  同步旋转坐标系下的双闭环 PI 控制, 调制策略为最近电平逼近调制。

因为半桥型和全桥型都符合第 3 节中第一类闭锁结构的特点, 所以仿真中它们的通用化快速仿真模型都采用图 6(a) 所示的结构。

### 4.1 启动过程对比

本节将验证换流器在启动闭锁时通用化快速仿真模型的适用性。在仿真开始时所有子模块电容电压初始值均为  $0$ , 且分为两阶段启动: 第一阶段为不可控充电阶段, 子模块全部闭锁; 第二阶段为可控充电阶段, 子模块解锁以建立直流电压。

半桥模型的不可控充电过程在  $0.2\ \text{s}$  时结束。附录中图 A1 为半桥型换流器闭锁启动时, 其详细模型与通用化快速仿真模型下逆变侧 A 相交流电流波形和逆变侧 A 相上桥臂第一个子模块电容电压波形。从附录中图 A1 中可以看出, 交流电流变为  $0$  时, 子模块电容电压也基本保持不变, 不再上升。

全桥模型的不可控充电过程在  $0.3\ \text{s}$  时结束。附录中图 A2 为全桥型换流器闭锁启动时, 其详细模型与通用化快速仿真模型下逆变侧的 A 相交流电流波形和逆变侧 A 相上桥臂第一个子模块电容电压波形。从附录中图 A2 中也可以看出, 交流侧电流为  $0$  时, 子模块电容电压也基本保持不变。由于本文中半桥和全桥模型的系统参数基本相同, 所以在不可控充电过程结束时, 全桥子模块的电容电压是半桥子模块电容电压的  $2$  倍。

从附录中图 A1 与图 A2 中可以看出, 半桥模型和全桥模型在启动过程中对应的详细模型与通用化快速仿真模型的波形都具有很高的吻合度。

### 4.2 有功功率阶跃情况对比

本节将在无功功率参考值为  $0$  的条件下, 对整流侧有功功率阶跃情况进行对比。附录中图 A3 为半桥模型在  $1.6\ \text{s}$  时整流侧有功功率参考值从  $1\ \text{p.u.}$  阶跃到  $0.5\ \text{p.u.}$  后的仿真波形。附录中图 A4 为全桥模型在  $1.6\ \text{s}$  时整流侧有功功率参考值从  $1\ \text{p.u.}$  阶跃到  $0.5\ \text{p.u.}$  后的仿真波形。

由附录中图 A3 与图 A4 可见, 半桥和全桥模型在有功功率参考值阶跃时, 整流侧有功功率都能很好地跟踪其参考值, 且对应模型的通用化快速仿真模型与其详细模型的仿真结果具有很高的吻合度。

### 4.3 直流双极短路故障情况对比

本节将验证通用化快速仿真模型在发生直流双极短路故障时的适用性。在  $2\ \text{s}$  时, 半桥模型在逆变侧直流出口处发生直流双极永久性短路故障, 在故障发生  $40\ \mu\text{s}$  后换流器闭锁, 故障发生  $50\ \text{ms}$  后交流断路器断开。在  $2\ \text{s}$  时, 全桥模型在逆变侧直流出口处发生直流双极瞬时性短路故障, 故障发生  $40\ \mu\text{s}$  后换流器闭锁, 故障持续  $50\ \text{ms}$ , 故障后  $0.1\ \text{s}$  换流器解锁。

半桥详细模型与通用化快速仿真模型下逆变侧 A 相交流电流、A 相上桥臂电流、直流电流和直流电压波形见图 7(a)。全桥详细模型与通用化快速仿真模型下逆变侧 A 相交流电流、A 相上桥臂电流、直流电流和直流电压波形见图 7(b)。

从图 7(a) 与图 7(b) 中可以看出, 发生直流双极短路故障后半桥模型不能通过闭锁阻断直流故障电流, 而全桥模型可以通过闭锁阻断直流故障电流, 且半桥和全桥通用化快速仿真模型在发生直流双极短路故障时的仿真结果与对应详细模型的仿真结果具有很高的吻合度。

### 4.4 半桥型通用化快速仿真模型加速测试

本节将对双端半桥型 MMC-HVDC 系统的详细模型和通用化快速仿真模型进行加速测试, 仿真软件为 PSCAD/EMTDC, 仿真步长为  $20\ \mu\text{s}$ , 仿真时间为  $1\ \text{s}$ 。电脑配置如下: 台式机, Windows 7 Intel(R) Celeron(R) CPU G1820@2.70 GHz 4 GB 内存, 64 位操作系统。模型的仿真对比结果如附录中表 A4 所示。表 A4 中加速比为半桥详细模型与本文所提通用化快速仿真模型实际仿真时间的比值。

由附录中表 A4 可知, 相较于半桥详细模型, 半桥通用化快速仿真模型在仿真速度上有较大的优势, 这种优势在电平数增多后更加明显。因对更高电平的半桥详细模型进行仿真时所需时间太长, 故没有对更高电平详细模型与通用化快速仿真模型的仿真时间进行对比。

另外, 根据仿真实际记录,  $21$  电平全桥详细模型仿真  $2.5\ \text{s}$  实际用时为  $11\ 799\ \text{s}$ , 而全桥通用化快



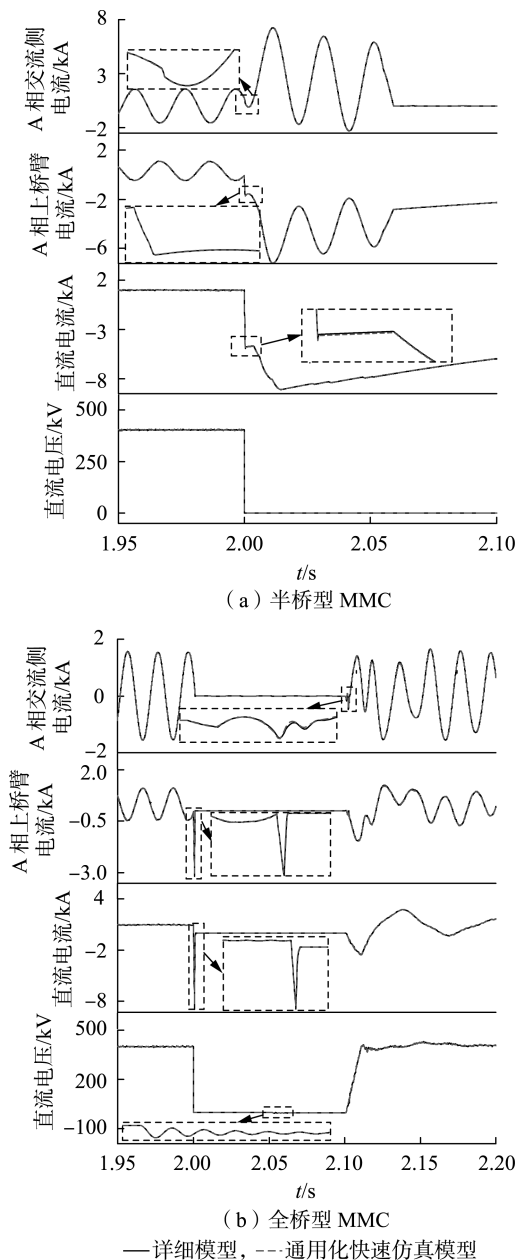


图7 直流双极短路故障时仿真波形比较

Fig.7 Comparison of simulative waveforms under DC pole-to-pole short circuit fault

速仿真模型实际用时不超过2 min,可见21电平全桥通用化快速仿真模型的仿真速度明显优于21电平全桥详细模型。

本文所提通用化快速仿真模型的侧重点是模型通用化的实现,在模型的求解方面亦是每个桥臂简化为戴维南等效电路,因而通用化快速仿真模型与传统戴维南等效快速仿真模型<sup>[9]</sup>的仿真速度基本等同。

## 5 通用化快速仿真模型适用性分析

本文所提通用化快速仿真模型适用于多种子模块拓扑MMC的快速仿真,例如文献[22]中的全桥子模块、串联双子模块、交叉连接型子模块和增强自

阻型子模块拓扑的MMC符合本文第一类闭锁结构的特征,则可用具有第一类闭锁结构的通用化快速仿真模型进行仿真;二极管箝位型子模块和混合型子模块拓扑的MMC符合本文第二类闭锁结构的特征,则可用具有第二类闭锁结构的通用化快速仿真模型进行仿真;半桥子模块拓扑的MMC符合第三类闭锁结构的特征,如前文所述,可用具有第一类闭锁结构的通用化快速仿真模型进行仿真。

另一方面,本文所提通用化快速仿真模型还具有仿真速度快、精度高、通用性强等优点,缺点是模型只适用于子模块工作状态中仅出现串联结构的情况,例如上述所有类型的子模块,若出现并联结构(如图2(d)中的箝位双子模块),当该子模块闭锁且桥臂电流为负时,流过子模块电容的电流如图2(d)中虚线所示,子模块中2个电容处于并联关系,这种情况下本文所提通用化快速仿真模型不适用。除了并联型子模块之外,本文所提通用化快速仿真模型具有很好的通用性。

本文所提通用化快速仿真模型是对多种子模块拓扑MMC的桥臂结构具有通用性,而不同子模块拓扑MMC的调制策略和子模块电容电压平衡控制策略基本相同,所以本文仅以半桥型MMC-HVDC和具备直流故障电流阻断能力的全桥型MMC-HVDC系统为例,验证通用化快速仿真模型的适用性。

## 6 结论

本文提出了一种适用于多种子模块拓扑的MMC通用化快速仿真模型,并结合通用化快速仿真模型与多种子模块拓扑的特点,构建了3类闭锁结构。该模型的优点在于:

a. 适用于多种子模块拓扑的MMC快速仿真,对于不同子模块拓扑的MMC,只需依据子模块的工作原理构建对应的子模块简化表,不必更改模型的自定义程序,简化了构建快速仿真模型的步骤,增强了模型的通用性;

b. 3类闭锁结构使通用化快速仿真模型在正常与闭锁状态时均适用,且减少了因子模块拓扑的差异而需构建不同的闭锁结构所带来的不便,增强了闭锁结构的通用性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] 汤广福,贺之渊,庞辉. 柔性直流输电工程技术研究、应用及发展[J]. 电力系统自动化,2013,37(15):3-14.  
TANG Guangfu, HE Zhiyuan, PANG Hui. Research, application and development of VSC HVDC engineering technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 3-14.
- [2] 武文,吴学智,荆龙,等. 基于虚拟电阻的MMC子模块故障容错环流抑制策略[J]. 电力自动化设备,2018,38(2):161-168.

- WU Wen, WU Xuezh, JING Long, et al. Circulating current suppressing strategy of modular multilevel converter in sub-module fault-tolerant control mode based on virtual resistor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(2): 161-168.
- [3] 荣飞, 陈盼庆, 黄守道, 等. 基于动态调节的 MMC 故障子模块替换策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(1): 98-103.
- RONG Fei, CHEN Panqing, HUANG Shoudao, et al. Fault sub-module replacement strategy for modular multilevel converter based on dynamic regulation[J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2018, 30(1): 98-103.
- [4] 程莹, 杨浩, 单佳佳, 等. 模块化多电平换流器故障容错控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2017, 29(12): 107-113.
- CHENG Ying, YANG Hao, SHAN Jijia, et al. Fault-tolerant control strategy for modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2017, 29(12): 107-113.
- [5] 张芳, 张光耀, 李传栋. MMC-HVDC 的二阶线性自抗扰控制策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(11): 92-98.
- ZHANG Fang, ZHANG Guangyao, LI Chuandong. Second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 92-98.
- [6] 孙谦浩, 李亚楼, 宋强, 等. 基于桥臂基波平均开关函数的 MMC 模型在直流电网仿真中的应用[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8): 24-30.
- SUN Qianhao, LI Yalou, SONG Qiang, et al. Application of MMC model based on arm fundamental wave average switching function in DC grid simulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8): 24-30.
- [7] 林环城, 王志新. MMC 功率运行区域分析及环流切换控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8): 31-37.
- LIN Huancheng, WANG Zhixin. Power operating region analysis and circulating current switching control strategy for MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8): 31-37.
- [8] 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.
- [9] 许建中, 赵成勇, Aniruddha M. Gole. 模块化多电平换流器戴维南等效整体模方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 1919-1929.
- XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, Aniruddha M. Gole. Research on the Thevenin's equivalent based integral modelling method of the Modular Multilevel Converter(MMC)[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(8): 1919-1929.
- [10] XU J, ZHAO C, LIU W, et al. Accelerated model of modular multilevel converters in PSCAD/EMTDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 129-136.
- [11] 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.
- [12] XIANG W, LIN W, AN T, et al. Equivalent electromagnetic transient simulation model and fast recovery control of overhead VSC-HVDC based on SB-MMC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(2): 778-788.
- [13] 周月宾, 饶宏, 许树楷, 等. 一种二极管箝位型 MMC 的高效等值建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1925-1932.
- ZHOU Yuebin, RAO Hong, XU Shukai, et al. An equivalent efficient modeling approach for diode clamp sub-module based MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1925-1932.
- [14] 喻锋, 王西田, 林卫星, 等. 模块化多电平换流器快速电磁暂态仿真模型[J]. 电网技术, 2015, 39(1): 257-263.
- YU Feng, WANG Xitian, LIN Weixing, et al. Fast electromagnetic transient simulation models of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2015, 39(1): 257-263.
- [15] VIDAL-ALBALATE R, BELENGUER E, BELTRAN H, et al. Efficient model for modular multi-level converter simulation[J]. Mathematics and Computers in Simulation, 2016, 130: 167-180.
- [16] FIROUZ B A, REZA I. Enhanced equivalent model of the modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 666-673.
- [17] 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.
- [18] HANI S, SÉBASTIEN D, JEAN M, et al. Modular multilevel converter models for electromagnetic transients[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(3): 1481-1489.
- [19] 李笑倩, 宋强, 刘文华, 等. 应用于复杂交流网络的箝位双分子模块型 MMC 快速仿真模型[J]. 电网技术, 2017, 41(9): 2847-2853.
- LI Xiaolian, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Efficient simulation model of MMC with clamp double sub-module for complex AC and DC power grid applications[J]. Power System Technology, 2017, 41(9): 2847-2853.
- [20] 周诗嘉, 林卫星, 姚良忠, 等. 两电平 VSC 与 MMC 通用型平均值仿真模型[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 138-145.
- ZHOU Shijia, LIN Weixing, YAO Liangzhong, et al. Generic averaged value models for two-level VSC and MMC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 138-145.
- [21] XU J, GOLE A M, ZHAO C. The use of averaged-value model of modular multilevel converter in DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 519-528.
- [22] 吴婧, 姚良忠, 王志冰, 等. 直流电网 MMC 拓扑及其直流故障电流阻断方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(11): 2681-2694.
- WU Jing, YAO Liangzhong, WANG Zhibing, et al. The study of MMC topologies and their DC fault current blocking capacities in DC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(11): 2681-2694.

#### 作者简介:



张 芳

张 芳(1972—),女,内蒙古呼和浩特人,副研究员,博士,主要研究方向为柔性高压直流输电及灵活交流输电系统控制方法(E-mail: zhangfang@tju.edu.cn);

黄维持(1993—),男,湖南常德人,硕士研究生,主要研究方向为柔性直流输电系统电磁暂态仿真(E-mail: weichihuang@

126.com);

李传栋(1979—),男,福建安溪人,高级工程师,博士,主要研究方向为电力系统稳定分析及规划。

(下转第 143 页 continued on page 143)



- RAO Hong, LI Jianguo, SONG Qiang, et al. Method of loss calculation and analysis of loss character for MMC in DC transmission system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 101-106.
- [12] 刘飞. 考虑结温波动的同相补偿变流器可靠性评估[D]. 成都: 西南交通大学, 2017.
- LIU Fei. Assessment of reliability for phase compensating converter considering junction temperature fluctuation [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2017.
- [13] 薛英林, 徐政, 张哲任, 等. 采用不同子模块的MMC-HVDC 阀损耗通用计算方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 20-29.
- XUE Yinglin, XU Zheng, ZHANG Zheren, et al. General method of valve loss calculation for MMC-HVDC with different submodules [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 20-29.
- [14] BERGNA G, D'ARCO S, SUUL J A, et al. Analysis of power cycling for semiconductor devices in modular multilevel converters [C] //

Control and Modeling for Power Electronics. Trondheim, Norway: IEEE, 2016: 1-7.

#### 作者简介:



王亚洲

王亚洲(1991—),男,河南新乡人,硕士研究生,主要研究方向为电力系统网损及可靠性分析(E-mail: 2577538126@qq.com);

荣飞(1978—),男,湖北仙桃人,副教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力系统无功补偿及谐波抑制;

周保荣(1974—),男,宁夏银川人,教授级高级工程师,博士,主要研究方向为电力系统规划、电力系统运行分析、新能源发电等。

## Predictive control strategy based on MMC junction temperature fluctuation optimization and its reliability analysis

WANG Yazhou<sup>1</sup>, RONG Fei<sup>1</sup>, ZHOU Baorong<sup>2</sup>, LI Hongxin<sup>2</sup>, RAO Hong<sup>2</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. State Key Laboratory of HVDC, Electric Power Research Institute, China Southern Power Grid, Guangzhou 510620, China)

**Abstract:** The average junction temperature and the fluctuation of IGBT submodule of MMC (Modular Multilevel Converter) greatly impact its failure rate and further impact the system reliability. Based on the MMC thermal balance algorithm, the possibility reduction of junction temperature fluctuation is analyzed only by changing the switching process of the submodules, while the difference of junction temperature distribution of the MMC submodule is reduced and the capacitor voltage fluctuation of the submodules is set to be consistent. To reduce the difference of junction temperature fluctuation between submodules and approach the minimum theoretical amplitude  $\Delta T_{\min}$  of junction temperature fluctuation, an optimal control strategy of temperature fluctuation is proposed in combination with the predicted junction temperature of the device in the next control cycle. Using the Coffin-Manson life model and linear cumulative damage theory, the life of MMC system under temperature optimal control strategy is evaluated. Finally, a 10-level simulation model is built in MATLAB. Simulative results show that the temperature control of MMC system effectively improves the system reliability.

**Key words:** MMC; thermal balance; power cycle; Coffin-Manson life model; reliability; predictive control

(上接第136页 continued from page 136)

## General fast simulation model applicable to multiple sub-module topologies of MMC

ZHANG Fang<sup>1</sup>, HUANG Weichi<sup>1</sup>, LI Chuandong<sup>2</sup>

(1. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. State Grid Electric Power Research Institute of Fujian Provincial Power Co., Ltd., Fuzhou 350007, China)

**Abstract:** To address the poor generality issue of existing fast simulation models of MMC (Modular Multilevel Converter), a general fast simulation model of MMC that considers multiple SM (Sub-Module) topologies is proposed. According to the structure features of SM, an arm blocking structure of MMC is established, and is further divided into three categories. The simplified tables are constructed for MMC with different SM topologies, which can avoid the problem that the user programs need to be modified owing to different SM topologies. As a result, the generality of the model can be enhanced. The proposed blocking structure not only ensures the applicability of the general fast simulation model under various operating conditions including normal and blocking states, but also enables a same type of blocking structure suitable for the MMC with multiple SM topologies, and the generality requirement of blocking structure can be satisfied. The effectiveness and feasibility of the proposed general fast simulation model are verified by comparison results with a detailed model on PSCAD/EMTDC.

**Key words:** modular multilevel converter; electromagnetic transient simulation; fast simulation model; blocking; simplified table

## 附录

**表 A1** 二极管箝位型子模块中等效模型 1 的简化表

**Table A1 Simplified table of equivalent model 1 for diode-clamp type sub-module**

| $i_{arm}$ | $T_1$ | $T_2$ | $T_3$ | $N_{Diode}$ | $N_{IGBT}$ | $C_{state\_1}$ | $C_{state\_2}$ | $C_{state\_3}$ |
|-----------|-------|-------|-------|-------------|------------|----------------|----------------|----------------|
| $\geq 0$  | 1     | 0     | 1     | 1           | 0          | 1              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 1     | 0           | 0          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 0     | 1           | 0          | 1              | 0              | 0              |
| <0        | 1     | 0     | 1     | 0           | 1          | 1              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 1     | 0           | 0          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 0     | 0           | 0          | 0              | 0              | 0              |

**表 A2** 二极管箝位型子模块中等效模型 2 的简化表

**Table A2 Simplified table of equivalent model 2 for diode-clamp type sub-module**

| $i_{arm}$ | $T_1$ | $T_2$ | $T_3$ | $N_{Diode}$ | $N_{IGBT}$ | $C_{state\_1}$ | $C_{state\_2}$ | $C_{state\_3}$ |
|-----------|-------|-------|-------|-------------|------------|----------------|----------------|----------------|
| $\geq 0$  | 1     | 0     | 1     | 1           | 0          | 1              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 1     | 1           | 1          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 0     | 1           | 0          | 1              | 0              | 0              |
| <0        | 1     | 0     | 1     | 0           | 1          | 1              | 0              | 0              |
|           | 0     | 1     | 1     | 1           | 1          | 0              | 0              | 0              |
|           | 0     | 0     | 0     | 2           | 0          | -1             | 0              | 0              |

**表 A3** 双端 MMC-HVDC 系统参数

**Table A3 Parameters of the 2-terminal MMC-HVDC system**

| 参数名称 |                            | 参数大小         |
|------|----------------------------|--------------|
| 交流系统 | 整流侧交流系统短路容量(MVA)           | 9000         |
|      | 逆变侧交流系统短路容量(MVA)           | 8500         |
| 变压器  | 变压器变比(Y/ $\Delta$ )(kV/kV) | 525/200      |
|      | 变压器容量(MVA)                 | 480          |
|      | 变压器短路电压百分比(%)              | 15           |
|      | 相电抗百分比(%)                  | 15           |
| MMC  | 子模块个数                      | 20           |
|      | 子模块电容( $\mu$ F )           | 3100         |
|      | 桥臂电感(mH)                   | 40           |
| 直流系统 | 直流传输容量(MW)                 | 400          |
|      | 直流电压(kV)                   | $\pm 200$ kV |
|      | 直流电缆（相域频变线路模型）(km)         | 100          |

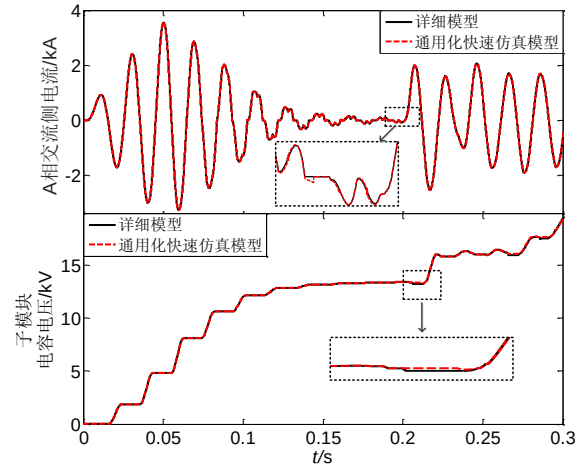


图 A1 半桥型 MMC 启动过程仿真波形

Fig.A1 Comparison of simulation waveforms for half-bridge type sub-module based MMC during start-up process

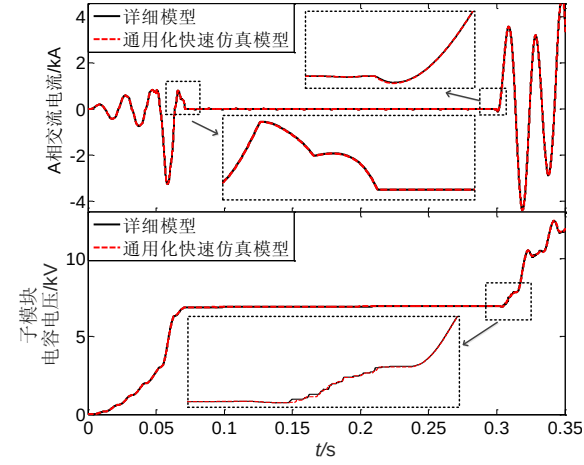


图 A2 全桥型 MMC 启动过程仿真波形

Fig.A2 Comparison of simulation waveforms for full-bridge type sub-module based MMC during start-up process

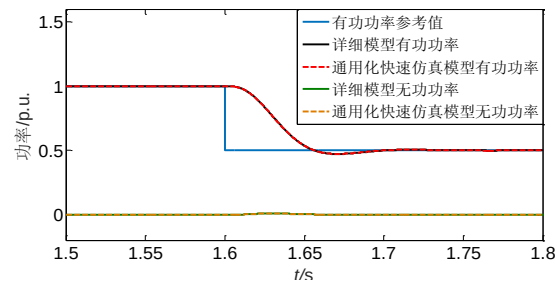


图 A3 半桥型 MMC 有功功率阶跃

Fig.A3 Comparison of simulation waveforms for half-bridge type sub-module based MMC with an active power step



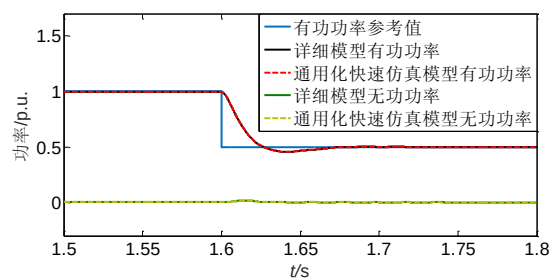


图 A4 全桥型 MMC 有功功率阶跃

Fig.A4 Comparison of simulation waveforms for full-bridge type sub-module based MMC with an active power step

表 A4 半桥型 MMC 仿真时间对比

Table A4 Comparison of simulation time for half-bridge type sub-module based MMC

| 电平数 | 实际仿真时间/s |        | 加速比   |
|-----|----------|--------|-------|
|     | 详细模型     | 通用化    |       |
|     |          | 快速仿真模型 |       |
| 11  | 29       | 17     | 1.7   |
| 21  | 101      | 19     | 5.3   |
| 49  | 2803     | 29     | 96.7  |
| 81  | 9156     | 33     | 277.5 |
| 151 | —        | 40     | —     |
| 201 | —        | 52     | —     |