

华北电力大学

专业硕士学位论文

模块化多电平换流器的仿真建模与控制策略  
研究

Research on Simulation Modeling and Control Strategy  
for Modular Multilevel Converter

徐东旭

2018年3月

国内图书分类号：TM743  
国际图书分类号：621.3

学校代码：10079  
密级：公开

## 专业硕士学位论文

# 模块化多电平换流器的仿真建模与控制策略研究

硕士研究生：徐东旭  
导师：刘崇茹 教授  
企业导师：蒋维勇 高工  
申请学位：工程硕士  
专业领域：电气工程  
培养方式：全日制  
所在学院：电气与电子工程学院  
答辩日期：2018年3月  
授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM743  
U.D.C: 621.3

Thesis for the Professional Master Degree  
**Research on Simulation Modeling and Control Strategy  
for Modular Multilevel Converter**

<b>Candidate:</b>	Xu Dongxu
<b>Supervisor:</b>	Prof. Liu Chongru
<b>Enterprise Mentors:</b>	Senior Engineer Jiang Weiyong
<b>Academic Degree Applied for:</b>	Master of Engineering
<b>Speciality Field:</b>	Electrical Engineering
<b>Training Mode:</b>	Full-time
<b>School :</b>	School of Electrical and Electronic Engineering
<b>Date of Defence:</b>	March, 2018
<b>Degree-Conferring-Institution :</b>	North China Electric Power University



## 摘要

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 作为一种新型的电压源型换流器, 由于其模块化结构、输出波形谐波含量少、可独立控制有功无功功率、可向孤岛送电而得到广泛应用。目前对于模块化多电平换流器的研究主要集中于一次系统建模、控制策略等领域。MMC 的子模块拓扑结构主要有三种: 半桥子模块 (Half Bridge Sub-Module, HBSM)、箝位双子模型 (Clamp Double Sub-Module, CDSM)、全桥子模块 (Full Bridge Sub-Module, FBSM)。

本文针对 MMC 一次系统器件模型仿真速度慢的问题, 基于 HBSM 可变电阻等效方法, 提出了一种新的 CDSM 与 FBSM 详细模型等效方法。通过分析子模块的运行原理, 将 CDSM 分为闭锁状态与正常运行状态, 将 FBSM 分为正向投切状态、负向投切状态与闭锁状态, 将不同运行状态与 HBSM 对比得到不同运行状态下 CDSM、FBSM 等效模型。同时为了优化等效模型的精确度, 提出了过渡状态。在 PSCAD/EMTDC 中搭建了所提出的等效模型与器件模型, 通过仿真验证了所提出等效模型的精确度与仿真效率的提高。

同时, 本文在基于 RTDS 平台实现 FBSM 时, 发现其闭锁稳态在大电阻与充电状态之间不断转变, 其精度受大电阻阻值的选取有关。针对这一问题, 本文研究了不同串联电感与子模块电容值对于闭锁稳态精度的影响, 给出了不同条件下, 大电阻阻值的选择方法, 有效提高了基于 RTDS 平台等效模型的精度。通过在 RTDS 中建立单桥臂模型与单端系统模型, 验证了所提出方法的有效性。

本文针对基于载波移相调制系统的冗余问题提出了一种热冗余策略。该策略按照一定的时间间隔, 通过轮换顺序选取每个桥臂处于运行状态的子模块, 将其电容电压输入控制器, 同时将控制器的输出信号赋予相应的子模块。其余子模块则处于热冗余状态, 其控制信号为 0。通过这种选取, 使得每个子模块的电容电压都处于额定值, 当发生子模块故障时, 切除故障子模块, 其余子模块仍维持稳定运行。在 PSCAD/EMTDC 中搭建的双端模型验证了所提出热冗余策略的有效性。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 仿真建模; 等效模型; 控制策略; 热冗余策略

## Abstract

As a new type of voltage source converter, MMC is widely applied due to its modular structure, low output waveform, harmonic content, independent control of active and reactive power, and islanding power transmission. At present, the research of MMC is mainly focused on one system modeling, control strategy and so on. There are three main sub modules of MMC: HBSM, CDSM, and FBSM.

Aiming at the slow speed of MMC primary device model simulation, a new equivalent method of CDSM and FBSM is proposed based on HBSM variable resistance equivalent method. By analyzing the operation principle of sub modules, CDSM is divided into blocking state and normal running state. FBSM is divided into positive switching state, negative switching state and blocking state. Different operation states are compared with HBSM, and CDSM and FBSM equivalent models under different operation states are obtained. At the same time, in order to optimize the accuracy of the equivalent model, the transition model is added. The device model and the equivalent model are set up in PSCAD/EMTDC, and the accuracy and the improvement of the simulation efficiency of the proposed equivalent model are verified by simulation.

At the same time, when realizing FBSM based on RTDS platform, it is found that its blocking state is constantly changing between the big resistance and the charging state, and its accuracy is related to the selection of large resistance value. Aiming at this problem, this paper studies the influence of different series inductance and sub module capacitance value on the steady state accuracy of blocking, and gives the selection method of large resistance under different conditions, which effectively improves the accuracy of equivalent model based on RTDS platform. The effectiveness of the proposed method is verified by establishing the model in RTDS.

In this paper, a online redundancy strategy is proposed for the redundancy problem based on the CPS-SPWM. According to certain time interval, the strategy selects sub module of each bridge arm in running state, and inputs the capacitor voltage to the controller, assigns the output signal of the controller to the corresponding sub module. The residual module is in the state of online redundancy, and its control signal is 0. Through this selection, the capacitor voltage of each sub module is at rated value. When the sub module fails, the fault sub module is removed, and the remaining sub modules remain stable. The two ends model built in PSCAD/EMTDC validates the effectiveness of the proposed thermal redundancy strategy.

**Keywords:** MMC, simulation modeling, equivalent model, control strategy, online redundancy strategy

# 目 录

摘 要 .....	I
Abstract .....	II
第 1 章 绪 论 .....	1
1.1 研究背景及选题意义 .....	1
1.2 模块化多电平换流器技术 .....	2
1.2.1 模块化多电平换流器结构 .....	2
1.2.2 模块化多电平换流器半桥子模块拓扑结构 .....	3
1.2.3 模块化多电平换流器控制系统 .....	4
1.3 模块化多电平换流器国内外研究现状 .....	7
1.3.1 模块化多电平换流器一次系统电磁暂态建模研究 .....	7
1.3.2 模块化多电平换流器控制策略研究现状 .....	8
1.3.3 模块化多电平换流器保护策略研究现状 .....	9
1.4 本文主要工作 .....	9
第 2 章 基于 PSCAD/EMTDC 的等效模型的建立 .....	11
2.1 HBSM 正常运行时的等效模型 .....	11
2.2 CDSM 的拓扑结构及其工作原理 .....	12
2.3 CDSM 等效方法 .....	13
2.3.1 CDSM 正常运行状态等效 .....	13
2.3.2 CDSM 闭锁状态等效 .....	14
2.3.3 CDSM 过渡状态 .....	16
2.4 FBSM 的拓扑结构及其工作原理 .....	17
2.5 FBSM 等效方法 .....	18
2.5.1 正向投切与负向投切状态 .....	18
2.5.2 闭锁状态 .....	19
2.5.3 过渡状态 .....	20
2.6 仿真验证 .....	20
2.6.1 CDSM 模型精确性验证 .....	21
2.6.2 FBSM 模型精确性验证 .....	22
2.6.3 故障情况下的仿真对比 .....	24
2.6.4 仿真速度对比 .....	24

2.6.5 仿真步长对模型仿真精度的影响 .....	25
2.7 本章小结 .....	26
<b>第3章 基于RTDS平台FBSM等效模型精度研究 .....</b>	<b>27</b>
3.1 大电阻阻值对闭锁状态等效模型精度的影响 .....	27
3.2 最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系 .....	28
3.3 最佳大电阻阻值与串联电阻的关系 .....	30
3.4 最佳大电阻阻值与串联电感的关系 .....	31
3.5 低电平条件下综合最佳大电阻选择方法 .....	32
3.6 最佳大电阻阻值与仿真步长的关系 .....	33
3.7 仿真验证 .....	34
3.7.1 仿真模型 .....	34
3.7.2 计算公式的正确性 .....	35
3.7.3 模型精确性验证 .....	36
3.7.4 模型有效性验证 .....	38
3.7.5 模型适应性分析 .....	39
3.8 本章小结 .....	40
<b>第4章 基于CPS-SPWM的热冗余策略研究 .....</b>	<b>41</b>
4.1 CPS-SPWM运行原理 .....	41
4.2 热冗余策略 .....	42
4.2.1 子模块选择 .....	43
4.2.2 子模块选择预处理 .....	44
4.2.3 控制信号处理 .....	45
4.3 仿真验证 .....	46
4.3.1 双端9电平仿真系统 .....	46
4.3.2 双端101电平仿真系统 .....	48
4.3.3 时间间隔比的影响 .....	49
4.3.4 仿真步长的影响 .....	49
4.4 本章小结 .....	50
<b>第5章 结论与展望 .....</b>	<b>51</b>
参考文献 .....	52
攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果 .....	55
攻读硕士学位期间参加的科研工作 .....	57
致 谢 .....	58

# 第 1 章 绪 论

## 1.1 研究背景及选题意义

随着社会经济与科学技术的发展，能源对于人类社会的重要性与日俱增。从过去对于化石能源的广泛使用到现今对于清洁能源的重视，无一不反应出人类对于能源的追求。随着用电量的增加，传统交流输电技术开始慢慢显示出其局限性：传输过程中感抗大、非同步并网等问题。于是，直流输电技术应运而生<sup>[1-3]</sup>。

从 20 世纪 20 年代，高压直流输电技术概念提出至今，直流输电技术已经经过三代的发展。1954 年世界上第一个直流输电工程的投入商业运行，代表了以汞弧阀换流技术为核心的第一代直流输电技术的诞生；20 世纪 70 年代，晶闸管的应用标志着第二代直流输电技术的诞生；又经过 20 年的发展，20 世纪 90 年代末，基于可关断器件的脉冲宽度调制的电压源型换流器的应用标志着第三代直流输电技术的诞生<sup>[4-6]</sup>。

现今应用较多的为第二代直流输电技术又称为传统直流输电技术，以电压源型直流输电技术又称为柔性直流输电技术。传统直流输电技术在运行中对无功功率的需求大，需要配置无功补偿装置；且由于换相需要交流侧提供换相电压，存在换相失败的问题<sup>[7-8]</sup>。与传统直流输电技术相比，柔性直流输电技术由于采用可关断器件，具有可独立控制有功/无功功率、无换相失败问题、可向无源网络供电等优点<sup>[9-10]</sup>。

电压源型柔性直流输电技术现今有三种：两电平换流器、二极管箝位型三电平换流器及模块化多电平换流器<sup>[11]</sup>。两电平换流器与二极管箝位型三电平换流器均由六个桥臂组成，其输出电平数低，输出波形中含有大量谐波，要求所有开关元件同时导通、关断，工程实现难度大，目前只有 ABB 公司设计应用了此种柔性直流输电工程<sup>[12]</sup>。MMC 由德国的 R. Marquart 和 A. Lesnicai 于 2002 年共同提出，其采用模块化级联结构，输出电平数高。具体具有以下优势：

(1) 其子模块数高且可根据需求自定义，这使其输出电平数高，波形谐波含量少，无需额外的滤波器。同时，其电压等级与传输容量也能够随着电平数的增加而提高<sup>[13]</sup>。

(2) 由于其采用相同的模块化结构，其制造难度相对较低。同时，当子模块发生故障时，切除故障子模块，投入冗余模块能够迅速切除故障，维持 MMC 的正常运行，提高了运行可靠性。

(3) MMC 的结构特点使得其对于开关同时性要求低，同时降低了其开关频率，使得换流站的开关损耗减少。

基于上述优点，MMC 技术被提出时就成为了柔性直流输电的研究热点。目前研究主要集中于其一次系统的建模及控制策略。与此同时，各大工程也相继投入运行或在建。例如美国旧金山市(San Francisco)的 TBC(Trans Bay Cable)工程和我国上海的南汇风电场示范工程，以及正在研究的张北柔直。因此，MMC 具有很大的研究价值和发展前景<sup>[14-15]</sup>。

## 1.2 模块化多电平换流器技术

### 1.2.1 模块化多电平换流器结构

MMC 的拓扑结构如图 1-1 所示，由三相六个桥臂构成，每相分为上、下两个桥臂，每个桥臂包含级联的子模块与桥臂电感。各相上桥臂出口并联作为直流侧的正极，各相下桥臂出口并联作为直流侧负极，上、下桥臂中间与交流侧相连<sup>[17]</sup>。

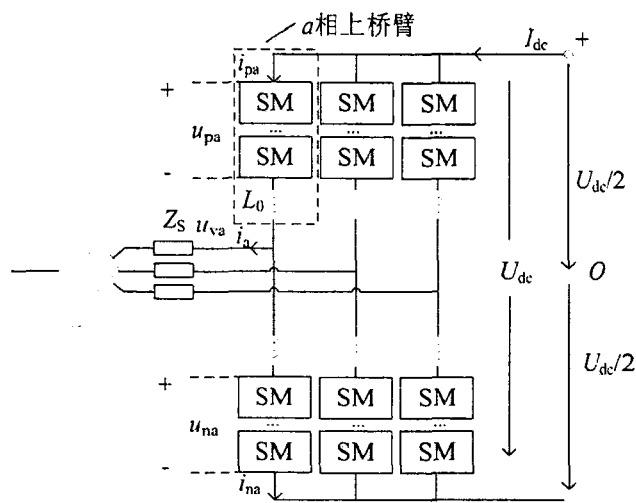


图 1-1 MMC 结构

其中  $Z_s$  为换流变压器等值阻抗， $L_0$  为桥臂电感。为了避免交流侧零序电气量对 MMC 的影响，换流变压器一般采用 Y- $\Delta$  接线。 $U_{dc}$  为直流侧电压， $I_{dc}$  为直流侧电流。 $u_{pw}$ 、 $u_{nw}$  为上下桥臂电压； $i_{pw}$ 、 $i_{nw}$  为上下桥臂电流； $i_w$  为交流侧电流； $u_{vw}$  为换流器交流侧输出电压(w 取 a、b、c，分别表示 abc 三相)。

正常运行时，MMC 具有以下特点：

1) 直流侧电压恒定

当 MMC 稳定运行时，设每个子模块的电容电压为  $u_c$ ，则通过控制系统的作用，

可以使得所有处于正常运行状态子模块的电容电压都维持在  $u_c = u_{cref} = U_{dc}/N$  附近，其中  $N$  为理论上每相每个时刻处于投入状态的子模块数目。其直流侧电压  $U_{dc}$  由上下桥臂电压支撑，且三相上下桥臂投入的子模块个数不变且相等，则有：

$$U_{pa} + U_{na} = U_{pb} + U_{nb} = U_{pc} + U_{nc} = U_{dc} \quad (1-1)$$

### 2) 输出交流电压

由于正常运行状态下每相处于投入状态的子模块数目不变，且子模块电容电压大致相等。于是，可以通过调节每相上下桥臂投入的子模块个数，达到调节输出交流电压  $u_{va}$ 、 $u_{vb}$ 、 $u_{vc}$  的目的。

### 3) 输出电平数

由于每个桥臂中的子模块个数为  $N$ ，且其处于投入状态的子模块个数在 0、1、2... $N$  之间变化，所以其输出电平为 0 至  $N$ ，电平数为  $N+1$ 。通常情况下， $N$  为偶数。因此，当同一相上下桥臂处于投入的子模块均为  $N/2$  时，此时该相交流侧输出的电压为 0。

### 4) 电流分布

由于 MMC 三相对称，直流侧电流在三相中平均分配，每相中的直流电流分量为  $I_{dc}/3$ 。由于上下桥臂电感相等，所以交流侧电流在上下桥臂之间平均分配。则有：

$$i_{pa} = I_{dc} / 3 + i_a / 2 \quad (1-2)$$

$$i_{na} = I_{dc} / 3 - i_a / 2 \quad (1-3)$$

b、c 两相也有相同的电流分布规律。

## 1.2.2 模块化多电平换流器半桥子模块拓扑结构

HBSM 的拓扑结构如图 1-2 所示。

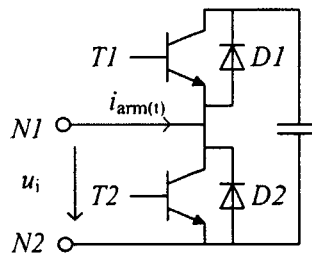


图 1-2 HBSM 结构

HBSM 由两组 IGBT 及其反并联二极管和一个电容组成。其运行状态可分为正常运行状态与闭锁状态。在正常状态下，由 IGBT 通断状态决定电容是否投入，T1、T2 的通断状态互补，如表 1-1 所示<sup>[18]</sup>。

表 1-1 HBSM 工作原理

HBSM 状态	T1	T2	$i_{arm}(t)$	$u_i$	电容状态
正常运行	1	0	-	$u_c$	投入
	0	1	-	0	切除
闭锁	0	0	$>0$	$u_c$	投入
	0	0	$<0$	0	切除

由表 1-1 可看出，电容状态分为投入状态与切除状态。

正常运行状态

投入：T1 导通，T2 关断，此时，电流不论正负，均会经过 T1、D1 及子模块电容，该 HBSM 对外所表现的电压都为子模块电容电压  $u_c$ ；

切除：T1 关断，T2 导通，此时，电流不论正负，均只经过 T2、D2，该 HBSM 对外所表现的电压都为 0。

闭锁状态

投入：电流大于 0 时，其只能通过 D1 及子模块电容，此时该 HBSM 对外所表现的电压为子模块电容电压  $u_c$ ；

切除：电流小于 0 时，其只能通过 D2，此时该 HBSM 对外所表现的电压为 0。

### 1.2.3 模块化多电平换流器控制系统

MMC 作为柔性直流输电的一种，具有高度可控性，可通过控制系统的作用使得其直流侧输出直流电压与直流电流，交流侧输出交流电压与交流电流。其控制系统主要分为三个层次：系统级控制、站级控制以及阀级控制，其控制流程如图 1-3 所示<sup>[19-20]</sup>。系统级控制主要由调度中心根据电网实际运行情况决定各换流站输出的有功功率、无功功率等目标，作为站控的参考值；站级控制产生三相调制波并输入给阀级控制器，通过阀级控制产生触发信号，控制子模块的投切以达到所需的控制效果。本节以下部分主要介绍站级控制与阀级控制的控制原理。

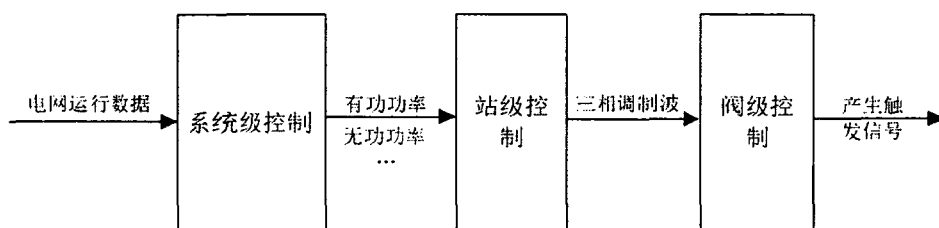


图 1-3 MMC 控制流程

#### 1.2.3.1 站级控制

站级控制主要有两种控制类型，即：间接电流控制与直接电流控制。间接电流控制通过控制交流侧输出电压的幅值、相角来达到控制目标。其设计结构简单，但动态反应慢，难以应用于实际工程。直接电流控制又称为矢量控制，包括内环控制

与外环控制，由于其具有快速的动态响应能力而受到广泛应用，下面主要介绍直接电流控制，其具体原理如图 1-4 所示。

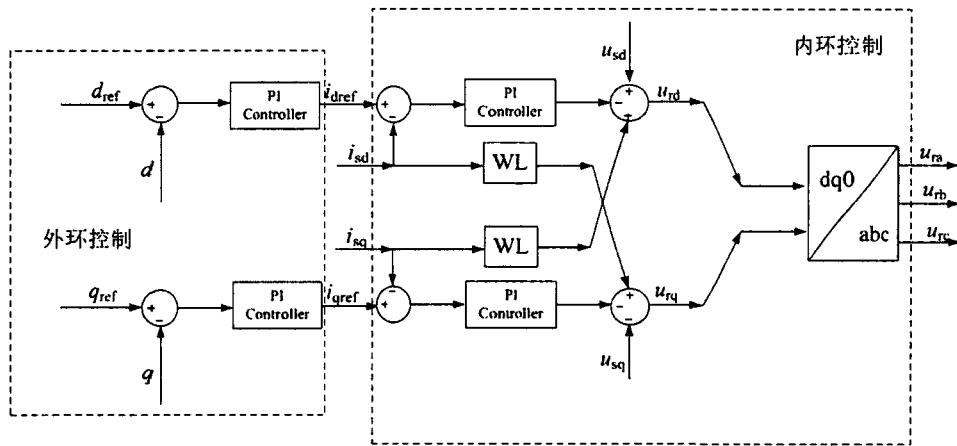


图 1-4 站级控制原理

其中， $d_{ref}$  为 d 轴控制目标参考值， $d$  为其测量值； $q_{ref}$  为 q 轴控制目标参考值， $q$  为其测量值， $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$ 、 $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为交流侧三相电压、电流经 dq 分解后产生的 dq 轴分量。

直接电流控制通过 dq 分解，将控制目标分为 d 轴控制目标与 q 轴控制目标。d 轴控制目标有：换流站与交流系统交换的有功功率、直流侧电压；q 轴控制目标有：换流站与交流系统交换的无功功率、交流侧电压幅值。换流站控制目标必须从 dq 轴控制目标中各选一个。

外环控制输入分别为 dq 轴控制目标的参考值与测量值之差，经 PI 控制器，得到 dq 轴电流的参考值。内环控制通过 PI 控制器及前馈分量，得到交流电压的 dq 轴分量，通过 dq 反变换得到交流侧输出电压初始调制波。

### 1.2.3.2 阀级控制

MMC 的阀级控制包含相间环流抑制控制与电容电压均衡控制。根据调制方式的不同，阀级控制的控制策略不同。应用于 MMC 的调制方式主要有两种，载波移相调制与最近电平逼近调制。下面分别介绍这两种调制方式。

#### 1) 载波移相调制

载波移相调制通过比较调制波与载波的大小来生成触发信号，当调制波大于载波时，对应的子模块导通；当调制波小于载波时，对应的子模块切除。而相间环流抑制控制与电容电压均衡控制均通过调整调制波来达到控制目标。

以 a 相为例，相间环流抑制控制的逻辑如图 1-5 所示：

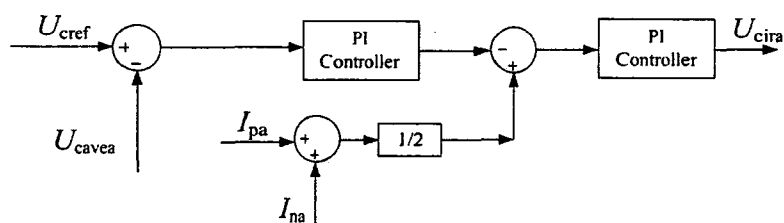


图 1-5 环流抑制原理

其中， $U_{cref}$  为电容电压参考值， $U_{cavea}$  为 a 相电容电压平均值， $I_{pa}$ 、 $I_{na}$  分别为 a 相上下桥臂的桥臂电流， $U_{cira}$  为环流抑制产生的调制波叠加量。

由图 1-5 可得，电容电压参考值与平均值的差值经第一个 PI 控制器产生环流的整定值，控制每一相的能量与参考值的偏差。此整定值与环流测量值的差值经第二个 PI 控制器产生调制波环流抑制分量。

电容电压均衡控制的逻辑如图 1-6 所示：

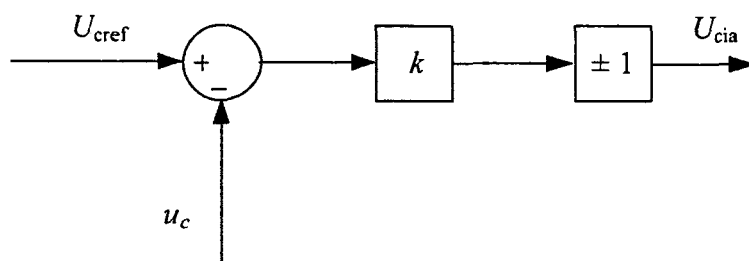


图 1-6 电容电压均衡原理

其中  $u_c$  为子模块电容电压， $U_{cia}$  为调制波电容电压均衡分量， $k$  为比例系数。

电容电压的参考值与电容电压的差值与比例系数相乘，以决定调节幅度的大小。正负系数的选择由桥臂电流的正负决定，当桥臂电流大于 0 时，此时投入子模块处于充电状态，取+1；当桥臂电流小于 0 时，此时投入子模块处于放电状态，取-1。例如，当电容电压小于参考电压，若此时桥臂电流大于 0 时，则应取+1，使得  $U_{cia}$  为正值，使得其对应的调制波上移，子模块更易处于投入状态；若此时桥臂电流小于 0 时，则为了避免其投入放电，则应取-1，使得  $U_{cia}$  为负值，使得对应的调制波下移，子模块更易处于切除状态。

## 2) 最近电平逼近调制

当 MMC 电平数较高时，最近电平逼近调制与载波移相调制相比由于其器件开关频率低、开关损耗小、实现简单的优点得到广泛应用。其实现方式为通过输出电平数的变化逼近调制波得到所需的输出波形。

最近电平逼近调制通过对子模块按电容电压大小进行排序而实现电容电压均衡策略。当桥臂电流大于 0 时，优先投入电容电压低的子模块；反之，优先投入电容电压高的子模块，从而达到使所有子模块的电容电压维持在额定值附近的的目的。

由于相间环流主要为二倍频分量,最近电平逼近的环流抑制策略如图 1-7 所示:

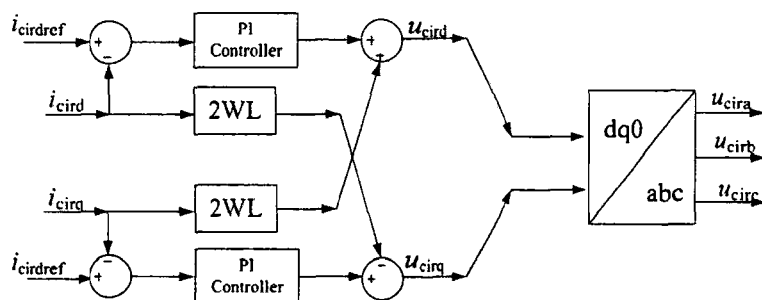


图 1-7 最近电平环流抑制原理

其中  $i_{cird}$  与  $i_{cirq}$  分别为三相环流经 dq 分解后的分量,  $i_{cirdref}$  与  $i_{cirqref}$  分别为其参考值,  $u_{cird}$  与  $u_{cirq}$  分别为环流抑制策略输出的 dq 轴调制波, 经 dq 反变换后生成的  $u_{cira}$ 、 $u_{cirb}$ 、 $u_{circ}$  为三相调制波的环流抑制分量。

### 1.3 模块化多电平换流器国内外研究现状

目前国内外针对 MMC 的研究主要集中于一次系统建模、控制策略、保护策略等方面, 结合本文研究内容, 下文主要针对这三个方面介绍 MMC 的研究现状。

#### 1.3.1 模块化多电平换流器一次系统电磁暂态建模研究

用于 MMC 的常用电磁暂态仿真工具主要有两种: PSCAD/EMTDC 与 RTDS。PSCAD/EMTDC 提供了各种电力电子元器件的模型, 若用 PSCAD/EMTDC 进行仿真研究, 则由于 MMC 的电平数较多, 存在模型搭建困难、仿真速度慢等问题。本文实测在 PSCAD/EMTDC 中用器件搭建 3 端 20 电平 CDSM-MMC 系统时, 仿真 1s 耗时 3 个小时, 研究效率低(本测试所基于的操作系统为 win10, 仿真软件为 PSCAD 4.2.1 Professional, 内存 8g, 处理器型号为 Intel(R) Core(TM)i5-330, 主频为 3.00GHz)。RTDS 中提供了多种电力电子元器件的模型, 并且提供了 MMC 桥臂 FPGA 模型, 但其代码对用户不可见, 自定义程度低, 且需要购买专门的 MMC 机柜, 价格昂贵。针对这些问题, 学者在 MMC 仿真建模方面进行了大量研究。

文献[21]通过积分算法将电容与电感器等效为诺顿模型, 将 IGBT 与其反并联二极管等效为可变电阻, 从而将每个 HBSM 等效为戴维南模型, 通过串联将整个桥臂等效为只有两个节点的戴维南模型, 从而减小了系统模型的规模, 节省了计算资源, 加快了仿真速度。文献[22-23]提出了基于 MMC 的平均值模型, 此方法忽略了 MMC 子模块之间的差异, 6 个桥臂分别用 6 个受控电压源代替, 进一步加快了仿真速度, 但对于子模块故障等情况无法仿真。其中文献[23]较文献[22]进一步完善

了平均值模型在闭锁状态下仿真的精确性。文献[24-25]通过调用 PSCAD/EMTDC 中的二极管函数,将其与桥臂戴维南等效电路结合得到的等效模型能够精确仿真闭锁状态下 MMC 的特性。但此种等效模型高度依赖 PSCAD/EMTDC 中的二极管函数,适用性有限。文献[26]提出了一种 MMC 多维度模型,此模型结合了快速等效模型与器件模型,在提升仿真效率的基础上,可以基于器件模型实现各种子模块故障。由于 RTDS 中小步长仿真节点的限制,文献[27]基于 RTDS,采用 CBuilder,通过可变电阻方法实现了 MMC 子模块建模,实现了 RTDS 中高电平 MMC 系统仿真。

### 1.3.2 模块化多电平换流器控制策略研究现状

文献[28-29]在分析环流时,假设三相对称,环流值为直流侧母线电流的三分之一。此种分析方法未考虑三相不对称所引起的相间环流,适用条件有限。文献[30]通过分析桥臂瞬时能量平衡关系,得出了环流主要为二倍频分量,且为负序,同时推导了环流公式,为桥臂电感、环流抑制策略的提出奠定了基础。文献[31]分析了 MMC 的结构组成,指出换流器的能量储存于子模块电容中,而子模块电容电压不可能完全相同,这就导致各桥臂除了负载电流外还存在相间环流,并造成功率损耗增加,提高器件的额定电流容量,威胁系统安全运行。

为了抑制环流,减小环流所造成的危害,国内外学者针对环流抑制策略进行了大量研究。文献[32]提出了一种通用环流抑制策略,该策略根据桥臂电流的检测值得到各相环流,进而得到环流压降,通过计算得出各相上下桥臂端口电压的参考值,最终由比较环节产生触发脉冲,从而达到环流抑制的目的。此种方法无需三相解耦,控制思路简洁,但仅适用于 SPWM 策略。文献[31]将环流抑制策略分为直流分量环流控制与谐波环流分量控制,通过双 PI 控制器抑制环流,由于控制过程采用了 DQ 解耦,其前提是 MMC 交流侧电压与电流对称,当其不对称时,效果较差。文献[33]研究了当交流侧电压不对称时环流可能存在正序、负序、零序分量,且直流分量不一定相等,提出了比例积分与矢量比例积分并联的新型环流抑制策略,该策略能够在电网电压失衡时仍然适用。文献[34]提出一种无需正负序分离与坐标变换的环流抑制方法,同样解决了交流侧电网不对称情况下的环流抑制问题。

对于最近电平逼近调制,通常通过排序算法完成均压;对于载波移相调制,其均压策略通过修正调制波完成。文献[35-36]基于最近电平调制,对于均压方法进行了优化,在原有排序算法的基础上,提高了均压排序的效率,降低了 IGBT 开关损耗。文献[37]基于载波移相调制,将电容电压均衡控制分为能量均分和电压均衡两部分,通过调节调制波实现电容电压均衡。

### 1.3.3 模块化多电平换流器保护策略研究现状

由于 MMC 的每个桥臂含有大量的子模块，在系统运行过程中，为了防止子模块故障影响 MMC 的正常运行，通常需要在每个桥臂中配置一定数量的冗余模块。对于 NLM，采用统一排序确定子模块的投切，无冗余问题。本文所述冗余策略均针对 CPS-SPWM。

文献[38]中提出系统在正常运行状态下，冗余子模块既可以投入运行，也可以处于旁路状态。文献[39]提出了一种热备用冗余策略，将冗余子模块分为冷冗余子模块与热冗余子模块，当子模块发生故障时，热冗余子模块替换故障子模块投入运行，冷冗余子模块转换为热冗余子模块。此方法的不足为热冗余子模块在投入运行时仍需要经过一定时间的充电，对于系统稳定性存在不利影响。文献[40]提出了一种基于载波移相调制的冗余策略，该策略通过改变冗余子模块的投入逻辑，能够实现优先为冗余子模块充电，使得冗余子模块电容电压能够快速达到额定值。文献[41]通过分析桥臂不平衡运行特性，提出了的冗余子模块策略，当发生子模块故障时，只需切除故障子模块，通过调整子模块电压基值降低系统不对称度。

## 1.4 本文主要工作

本文的研究主要集中于 MMC 的仿真建模与控制策略方面。仿真建模主要基于 PSCAD/EMTDC 平台建立了 CDSM、FBSM 快速仿真模型，且探讨了在 RTDS 中实现 FBSM 等效模型时所存在的问题，为在 RTDS 中实现高精度 FBSM、CDSM 等效模型提供了基础。同时，在所建立的快速仿真模型的基础上对 MMC 的冗余策略进行了研究。各章节主要内容如下：

第 2 章，基于 HBSM 可变电阻等效原理，对 CDSM、FBSM 等效模型进行了研究。CDSM 建模方面，通过分析将其运行状态分为正常运行状态与闭锁状态，正常运行状态下可直接利用 HBSM 的等效原理进行 CDSM 等效。通过分析其闭锁通路，将闭锁状态分为正向串联充电状态、负向并联充电状态、正向串联大电阻状态与负向并联大电阻状态，在不同状态下，通过设置可变电阻阻值的大小，以实现闭锁状态的功能。FBSM 建模方面，将其运行状态分为正向投切、负向投切与闭锁状态。当其运行于正向投切状态时，可完全等效为 HBSM；当其运行于负向投切时，可类比于正向投切时的等效过程，仅需改变最终等效模型接入电路的方向；当其运行于闭锁状态时，可将闭锁状态细分为正向充电状态、负向充电状态、正向大电阻状态、负向大电阻状态，实现此闭锁状态的功能。

第 3 章, RTDS 中小步长环境下搭建器件模型有严格的节点数限制, 无法进行大规模的 MMC 仿真, 虽然 RTDS 中含有专门的 FPGA 模型, 但是其均为封装模型, 自定义程度差, 且需要购买专门的 MMC 柜, 价格昂贵。针对这一问题, 探讨了在 RTDS 环境下提高 FBSM 等效模型仿真精度的方法。研究中发现, 当将第 2 章所提出的 FBSM 等效模型应用于 RTDS 环境时, 其闭锁状态的大电阻状态并不是理想大电阻状态, 仍然存在放电现象。这导致其闭锁充电的稳定状态并不是维持在大电阻状态, 而是在大电阻状态与充电状态之间相互转换。进一步研究发现, 闭锁充电状态的精确度与大电阻阻值的选取有关。为了得到等效 FBSM 最佳大电阻阻值的选择方法, 通过分析不同支路串联电感、串联电阻、桥臂等效电容值等条件下的最佳大电阻阻值, 得到了不同条件下大电阻阻值的受影响因素。根据影响因素的不同, 得到了不同条件下最佳大电阻阻值的选择方法, 从而有效提高了等效 FBSM 的仿真精度。且为存在类似大电阻状态的 RTDS 等效模型的建立提供了思路。

第 4 章, 现有基于 CPS-SPWM 的冗余策略, 在正常运行状态下, 冗余子模块均不投入运行。当发生子模块故障时, 故障子模块被冗余子模块替换。由于此时冗余子模块的电容电压为 0, 需要一定的充电时间才能使得其电容电压达到额定值。针对这一问题, 本章提出一种基于 CPS-SPWM 的热冗余策略。该策略在正常运行状态下, 通过轮换顺序, 选取满足要求的子模块数, 使其处于正常运行状态下, 其余子模块处于热冗余状态。当发生子模块故障时, 仅需切除故障子模块, 其余子模块仍维持在正常运行状态。在正常运行状态下, 所有子模块的电容电压都维持在额定值, 不仅避免了传统冗余策略的电容电压恢复过度时间, 同时还提高了冗余子模块的利用率。

第 5 章对全文内容进行了总结, 并展望了 MMC 后续相关研究工作。

## 第 2 章 基于 PSCAD/EMTDC 的等效模型的建立

随着 MMC 在高压直流输电领域中的优势日益显著，其朝着高电压，大容量方向不断发展，子模块数不断提高。例如南澳柔性直流输电工程每个桥臂的子模块数达到 220 个，舟山五端柔性直流输电工程每个桥臂的子模块数达到 270 个。这给 MMC 的研究带来了巨大的挑战。随着电平数的增加，每个桥臂含有大量的可关断器件 IGBT 和二极管，这不仅会造成模型搭建的困难，更会由于系统节点数过多，导致系统导纳矩阵维数过大，求解缓慢，严重影响仿真效率。实测在 PSCAD/EMTDC 中搭建 21 电平的三端 CDSM-MMC 模型，仿真 1s 耗时超过 3 小时。因此建立 MMC 的快速仿真模型成为了新的研究热点。但目前针对 MMC 等效模型的建立大多是基于 HBSM，而很少涉及 CDSM 与 FBSM。而由于 CDSM 的直流侧故障隔离能力，FBSM 的直流侧故障穿越能力，这两种子模块的应用已引起广泛关注。因此，非常有必要建立 CDSM 与 FBSM 的等效模型以便更好的研究。本章首先介绍了 HBSM 正常运行时的等效原理，并基于此建立了 CDSM 与 FBSM 的等效模型。

### 2.1 HBSM 正常运行时的等效模型

HBSM 的等效模型如图 2-1 所示，其由 T1、T2 两个 IGBT 及其反并联二极管 D1、D2，以及一个储能电容 C 构成。其中  $u_i$  为子模块端电压， $i_{arm}(t)$  为桥臂电流， $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_c$  分别为各支路的等效电阻， $i_c(t)$  为流过子模块电容电流， $u_c(t)$  为子模块电容电压， $I_{cs}(t-\Delta t)$  为子模块电容等效电流源， $R_{eq}$  与  $I_{eq}(t-\Delta t)$  为子模块等效诺顿模型的等效电阻与等效电流源。其具体差分计算过程在文献[21]中已详细介绍，此处不再阐述，仅介绍可变电阻  $R_1$  与  $R_2$  的确定方法。

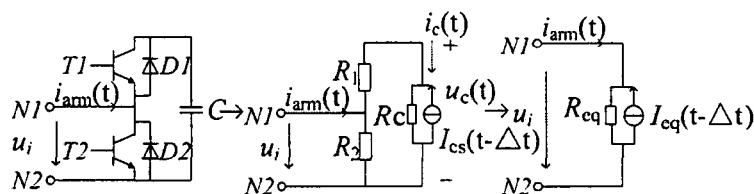


图 2-1 HBSM 等效流程

当 HBSM 处于正常运行状态时，其可变电阻的大小同时受桥臂电流与控制信号的影响。

当桥臂电流  $i_{arm}(t) > 0$  时, 判断此时控制信号是否为 1, 若此时控制信号为 1, 则表示此时 HBSM 处于投入状态; 若此时控制信号为 0, 则表示此时 HBSM 处于切除状态。当桥臂电流  $i_{arm}(t) < 0$  时, 判断此时控制信号是否为 1, 若控制信号为 1, 则进一步判断此时子模块电容电压是否大于 0。若此时子模块电容电压大于 0, 则 HBSM 处于投入状态; 若此时子模块电容电压小于 0, 则此时 HBSM 处于切除状态。其目的是防止子模块电容电压小于 0 时, 电容被负向充电, 从而导致电容电压为负。若此时控制信号为 0, 则表示 HBSM 处于切除状态。

其中 HBSM 最终等效诺顿模型的等效电阻及电流源分别为式(2-1)和式(2-2)。

$$R_{eq} = \frac{(R_2 + R_c)R_1}{R_1 + R_2 + R_c} \quad (2-1)$$

$$I_{eq}(t - \Delta t) = I_{cs}(t - \Delta t) \frac{R_c}{R_2 + R_c} \quad (2-2)$$

## 2.2 CDSM 的拓扑结构及其工作原理

CDSM 的拓扑结构如图 2-2 所示。

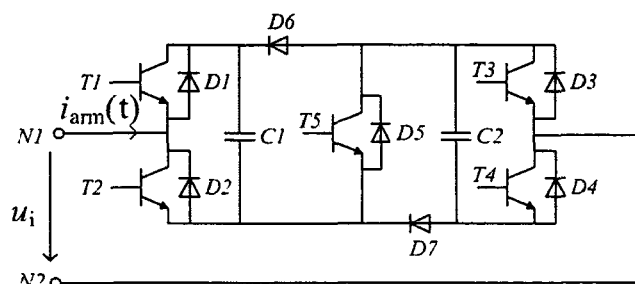


图 2-2 CDSM 结构

CDSM 是由  $T1 \sim T5$  五个 IGBT、 $D1 \sim D7$  七个二极管和  $C1 \sim C2$  两个电容所组成。其运行状态分为正常运行状态与闭锁状态。在正常状态下, 由 IGBT 通断状态决定电容是否投入,  $T1$  与  $T2$ 、 $T3$  与  $T4$  的通断状态互补, 如表 2-1 所示。

表 2-1 CDSM 运行原理

CDSM 状态	T1	T2	T3	T4	T5	$i_{arm}$	$u_i$	电容状态 C1	电容状态 C2
正常运行状态	1	0	0	1	1	-	$2u_c$	正向投入	正向投入
	1	0	1	0	1	-	$u_c$	正向投入	切除
	0	1	0	1	1	-	$u_c$	切除	正向投入
	0	1	1	0	1	-	0	切除	切除
闭锁状态	0	0	0	0	0	$>0$	$2u_c$	正向投入	正向投入
	0	0	0	0	0	$<0$	$-u_c$	负向投入	负向投入

由表 2-1 可看出，子模块电容状态分为正向投入、负向投入、切除状态。

正常运行状态中电容只有正向投入与切除状态，在正常运行时，T5 处于恒导通状态。其 T1 与 T2，T3 与 T4 通断状态相反。

对于电容 C1：T1 导通、T2 关断时，其处于投入状态；反之，其处于切除状态。

对于电容 C2：T3 关断、T4 导通时，其处于投入状态；反之，其处于切除状态。

闭锁状态中，电容只有正向投入与负向投入两种状态。

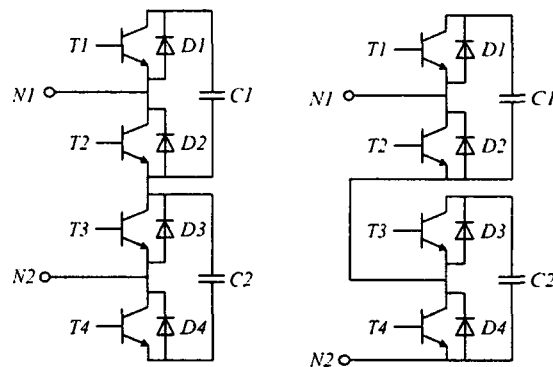
当电流大于 0 时，两个电容处于串联正向投入状态，子模块对外表现电压为子模块电容电压的 2 倍，即  $2u_c$ ；当电流小于 0 时，两个电容处于负向并联投入状态，子模块对外表现电压为  $-u_c$ 。

由 CDSM 的运行原理可将 CDSM 的等效过程分为两部分：正常运行状态等效与闭锁状态等效。下面将详细阐述这两种状态的等效过程。

## 2.3 CDSM 等效方法

### 2.3.1 CDSM 正常运行状态等效

当 CDSM 处于正常运行状态时，由于 T5 恒导通，其结构可等效为图 2-3(a)所示。



(a) CDSM 正常运行状态结构 (b) HBSM 级联

图 2-3 CDSM 正常情况下等效结构与 HBSM 结构对比

由图 2-3 可以看出，CDSM 正常运行状态与两个 HBSM 级联的差别仅在于第二个子模块的接入方式。对于 CDSM，当 T3 导通，T4 关断时，电容 C2 处于切除状态；当 T3 关断，T4 导通时，电容 C2 处于投入状态，而 HBSM 的级联的第二个子模块则恰好相反。

通过计算可得，第二个子模块的诺顿等效模型的等效电阻与等效电流源分别为

$$R_{eq}' = \frac{(R_2' + R_c)R_1'}{R_1' + R_2' + R_c} \quad (2-3)$$

$$I_{eq(t-\Delta t)}' = I_{cs(t-\Delta t)}' \frac{R_c}{R_2' + R_c} \quad (2-4)$$

与文献[21]中所提出的图 2-1 所示的 HBSM 等效方法相比，公式(2-3)与(2-4)只是交换了  $R_1$ 、 $R_2$ 。于是，CDSM 第二个子模块的等效方法有两种：

a) 严格按照 CDSM 的工作原理等效，将所接收到的第二个子模块的信号取反，并且按照公式(2-3)、(2-4)计算。

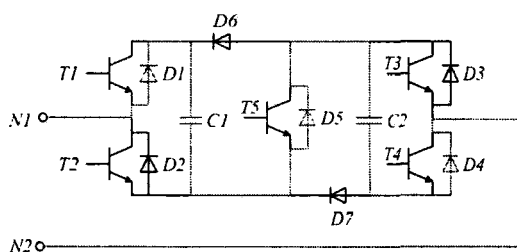
b) 按照 CDSM 对外表现效果等效，不将接收到的第二个子模块信号取反，且完全按照图 2-1 所示的 HBSM 等效方法等效。即在正常运行情况下，可以将一个 CDSM 子模块等效为两个 HBSM 子模块，并按照公式(2-1)、(2-2)计算。

经仿真测试及理论分析，按照这两种方法等效的 CDSM 子模块运行效果完全相同。如果只是仿真计算，对于 CDSM 正常状态下采用方法 b)时，其控制器可以仍然采用 HBSM-MMC 的控制器，无需修改。

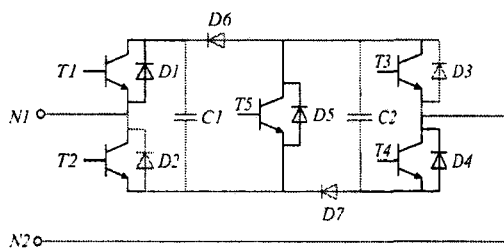
因此，在正常运行情况下，CDSM 的等效与 HBSM 完全相同。值得注意的是，1 个 CDSM 相当于 2 个 HBSM。

### 2.3.2 CDSM 闭锁状态等效

闭锁状态下，所有 IGBT 闭锁。按照电流的正负，其通路有两种，如图 2-4 所示。



(a) 电流为正时的 CDSM 通路



(b) 电流为负时的 CDSM 通路

图 2-4 CDSM 闭锁电流通路

由图 2-4 可看出，当电流为正时，若此时电流通路存在，则电流依次正向流过两个子模块电容，此时 CDSM 处于正向串联充电状态，若此时电流通路不存在，则此时 CDSM 处于正向串联大电阻状态；当电流为负时，若此时电流通路存在，则电流同时正向流过两个子模块电容，此时 CDSM 处于负向并联充电状态，若此时电流通路不存在，则此时 CDSM 处于负向并联大电阻状态。

具体 CDSM 状态的判断如图 2-5 所示：

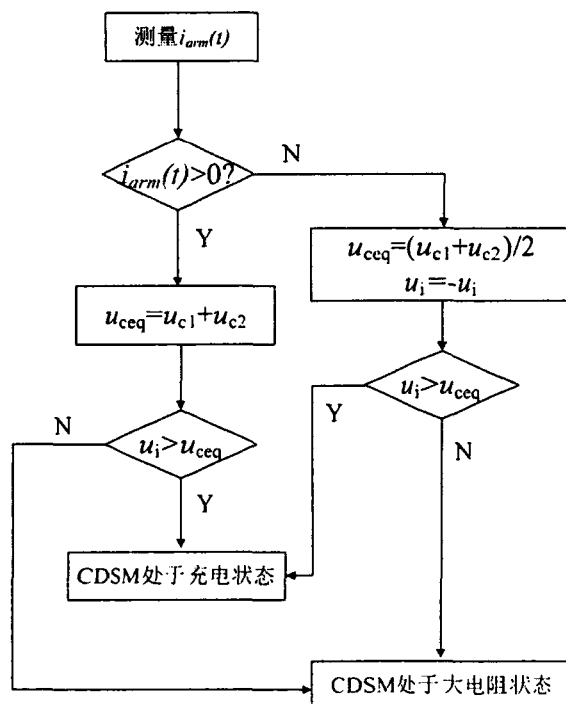


图 2-5 闭锁状态 CDSM 状态判断

当桥臂电流  $i_{arm}(t) > 0$  时，判断此时 CDSM 端电压  $u_i$  与内部电压  $u_{ceq} = u_{c1} + u_{c2}$  的大小。当  $u_i > u_{ceq}$  时，表示此时 CDSM 端电压大于电容电压，子模块电容处于充电状态；反之，子模块处于大电阻状态。当桥臂电流  $i_{arm}(t) < 0$  时，由于此时端电压为负，且此时 CDSM 的两个电容处于并联状态，为了方便比较，令  $u_i = -u_i$ ， $u_{ceq} = (u_{c1} + u_{c2}) / 2$ ，进而判断  $u_i$  与  $u_{ceq}$  的大小，当  $u_i > u_{ceq}$  时，表示此时 CDSM 端电压大于电容电压，子模块处于充电状态；反之，子模块处于大电阻状态。假设 CDSM 等效的第二个子模块的可变电阻为  $R_1'$ 、 $R_2'$ ，等效诺顿电流源的等效电阻为  $R_{eq}'$ ，等效电流源为  $I_{eq}'$ 。则子模块电容充电状态下， $R_1$ 、 $R_1'$  为小电阻， $R_2$ 、 $R_2'$  为大电阻；子模块大电阻状态下， $R_1$ 、 $R_1'$ 、 $R_2$ 、 $R_2'$  均为大电阻。当  $i_{arm}(t) > 0$  时，由于此时 CDSM 处于串联状态，等效电阻为  $R_{eq}$  与  $R_{eq}'$  两者之和；当  $i_{arm}(t) < 0$  时，由于此时 CDSM 处于并联状态，等效电阻为  $R_{eq}$  与  $R_{eq}'$  两者均值。

### 2.3.3 CDSM 过渡状态

通过以上分析发现，闭锁时通过 CDSM 两端的电流电压得到其等效模型。但当 CDSM 由正常运行状态切换至闭锁状态瞬间，此时的 CDSM 端电压、电流关系仍维持在正常运行状态，若此时按照闭锁状态判据判断其所处的子状态，则不符合实际 CDSM 运行情况。如图 2-6 所示。

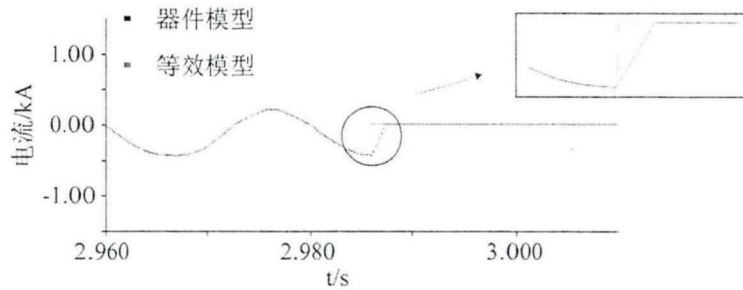


图 2-6 状态切换时的桥臂电流误差

由此，本文提出了一种过渡状态，其思路为：当 CDSM 由正常运行状态进入闭锁状态瞬间进入过渡状态，仅根据电流的正负判断其处于正向充电状态还是负向充电状态，当过渡充电状态结束后，进入闭锁状态。实现逻辑如图 2-7 所示。

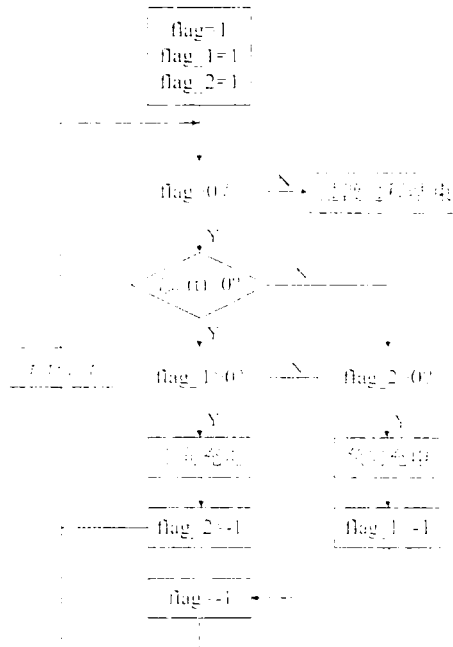


图 2-7 闭锁状态逻辑

其中，flag, flag\_1, flag\_2 为三个标志位，当 flag>0 时，表示此时 CDSM 刚由正常运行状态进入闭锁状态，模型进入过渡状态，判断桥臂电流  $i_{arm}(t)$  是否大于 0。当  $i_{arm}(t)>0$ ，表示此时 CDSM 处于正向充电状态，反之，则 CDSM 处于负向充电状态。当  $i_{arm}(t)>0$  时，进一步判断 flag\_1 是否大于 0。若 flag\_1>0 则表示 CDSM 未曾

进入到负向充电状态，令其处于正向充电状态，且令  $flag\_2=-1$ ，避免其处于负向充电状态。若  $flag\_1<0$ ，则表示 CDSM 已结束负向充电状态，此时令  $flag=-1$ ，结束过渡状态。若  $i_{arm}(t)<0$ ，进一步判断  $flag\_2$  是否大于 0。若  $flag\_2>0$  则表示 CDSM 未曾进入到正向充电状态，令其处于负向充电状态，且令  $flag\_1=-1$ ，避免其处于正向充电状态。若  $flag\_2<0$ ，则表示 CDSM 已结束正向充电状态，此时令  $flag=-1$ ，结束过渡状态。

加入过渡状态后，由正常状态到闭锁状态转换时，仿真结果如图 2-8 所示。

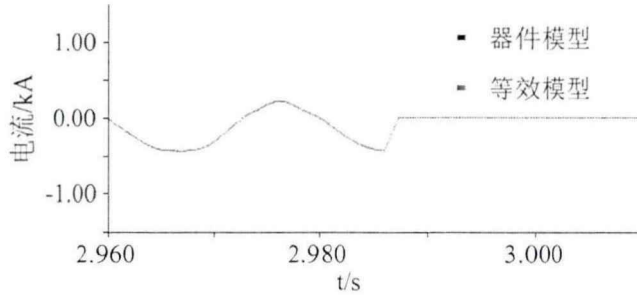


图 2-8 加入过渡状态时的桥臂电流

## 2.4 FBSM 的拓扑结构及其工作原理

FBSM 拓扑结构如图 2-9 所示

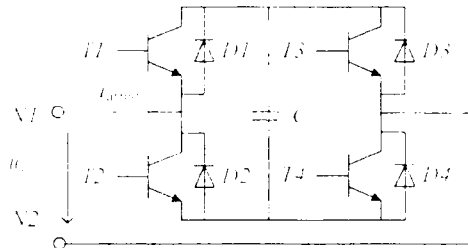


图 2-9 FBSM 拓扑结构

FBSM 是由四个 IGBT 及其反并联二极管和一个电容组成。其运行状态分为正常运行状态与闭锁状态。在正常运行状态下，由 IGBT 通断状态决定电容是否投入，T1 与 T2、T3 与 T4 的通断状态互补，如表 2-2 所示。

表 2-2 FBSM 工作状态表

FBSM 状态	T1	T2	T3	T4	$i_{arm}$	$u_c$	电容状态
正常运行状态	1	0	0	1	-	$u_c$	正向投入
	0	1	1	0	-	$-u_c$	负向投入
	1	0	1	0	-	0	切除
闭锁状态	0	1	0	1	-	0	切除
	0	0	0	0	$>0$	$u_c$	正向投入
	0	0	0	0	$<0$	$-u_c$	负向投入

由表 2-2 可看出，电容状态分为正向投入、负向投入、切除状态。

1) 正常运行状态

正向投入：T1、T4 导通，T2、T3 关断时，不论电流方向如何，电容处于正向投入状态，FBSM 对外表现的电压为子模块电容电压  $u_c$ ；

负向投入：T2、T3 导通，T1、T4 关断时，不论电流方向如何，电容处于负向投入状态，FBSM 对外表现的电压为子模块电容电压的负值  $-u_c$ ；

切除状态：当 T1、T3 导通，T2、T4 关断或者 T2、T4 导通，T1、T3 关断时，不论电流方向如何，电容处于切除状态，FBSM 对外表现的电压为 0。

2) 闭锁状态

正向投入：当电流大于 0 时，电流正向流过子模块电容，子模块电容处于正向投入状态，FBSM 对外表现的电压为子模块电容电压；

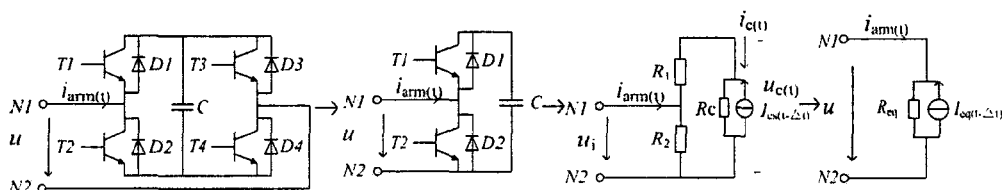
负向投入：当电流小于 0 时，电流负向流过子模块电容，子模块电容处于负向投入状态，FBSM 对外表现的电压为子模块电容电压的负值  $-u_c$ 。

## 2.5 FBSM 等效方法

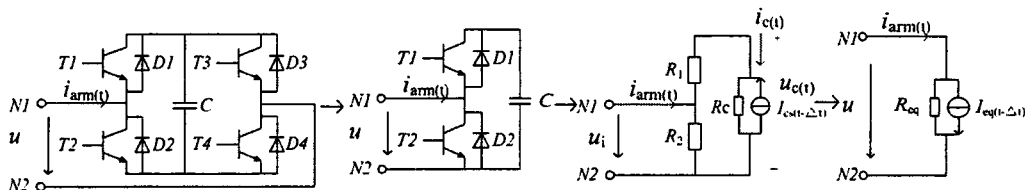
为了更好的利用 HBSM 等效方法等效 FBSM，本文将 FBSM 分为三个运行状态：正向投切状态、负向投切状态及闭锁状态。

### 2.5.1 正向投切与负向投切状态

当 FBSM 处于正向投切状态时，其可等效为 HBSM，可直接利用 HBSM 的等效原理，具体如图 2-10(a)所示，此处不再详细阐述。当 FBSM 负向投切时，其等效与 HBSM 类似，具体等效流程如图 2-10(b)。可以看出，其与 FBSM 正向投切的区别在于，最终等效的诺顿模型电流源相反，这是由于负向投入与正向投入时电容接入电路的方向不同所造成的。



(a) FBSM 处于正向投切时，FBSM 等效



(b) FBSM 负向投切时，FBSM 等效

图 2-10 FBSM 投切时的等效

$R_1$ 、 $R_2$  大小电阻的判断如图 2-11 所示：

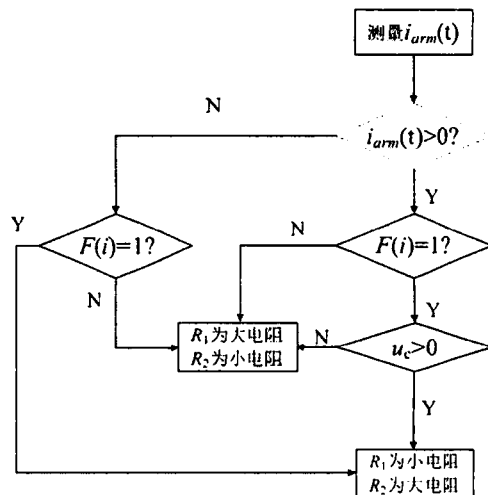


图 2-11 FBSM 投切时的  $R_1$  和  $R_2$  判断逻辑

需要注意的是，当 FBSM 处于负向投入时：1) 电流为负，即  $i_{arm}(t) < 0$ ，若完全按照之前的等效算法，则此时电容处于放电状态；2) 电流为正，即  $i_{arm}(t) > 0$ ，若完全按照之前的等效算法，则此时电容处于充电状态。但实际情况却相反，所以在计算时，要注意电流取相反数。

### 2.5.2 闭锁状态

当 FBSM 闭锁时，所有 IGBT 闭锁。为了更好的利用 HBSM 等效方法，将其闭锁状态分为如下部分：

1) 当 FBSM 端电压  $i_{arm}(t)$  为正，其处于正向充电状态时，等效为 HBSM 处于投入状态，此时  $R_1$  为小电阻， $R_2$  为大电阻；

2) 当  $i_{arm}(t)$  为负，其处于负向充电状态时，等效为 HBSM 负向投入，此时  $R_1$  为小电阻， $R_2$  为大电阻，等效流程如图 2-10 所示。

3) 当 FBSM 处于大电阻状态，即此时 FBSM 外部电压小于电容电压时，不论电流正负， $R_1$ 、 $R_2$  均为大电阻，此时 FBSM 对外表现为大电阻，且电容电压不变，如图 2-12 所示。

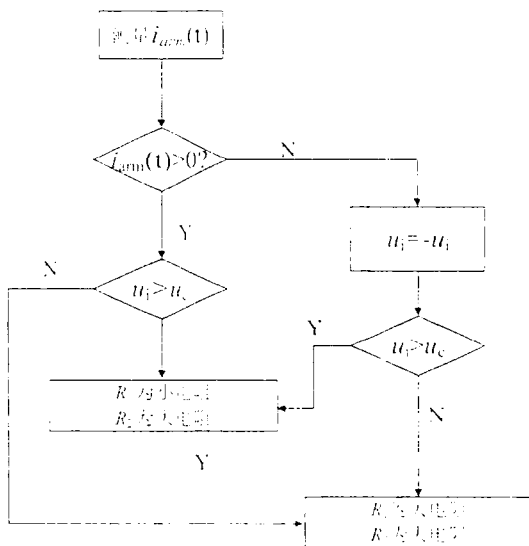


图 2-12 FBSM 闭锁时  $R_1$  和  $R_2$  判断逻辑

### 2.5.3 过渡状态

当 FBSM 由正向投切状态或负向投切状态转换至闭锁状态时，同样存在着类似 CDSM 由正常运行状态转换至闭锁状态的问题。由 FBSM 的运行原理可知，其问题产生的原因与 CDSM 相同，都是因为由其他状态转换至闭锁状态瞬间其端电压电流仍维持在非闭锁状态。因此可完全依照 CDSM 的过渡状态的处理方案进行修正，此处不再详细阐述。

### 2.6 仿真验证

由于单端 FBSM-MMC 系统无负向投入运行状态，为了验证所提出 CDSM、FBSM 快速仿真模型的正确性，本文在 PSCAD/EMTDC 中建立了 4 电平单桥臂 MMC 模型，如图 2-13 所示。其中交流电源相电压幅值  $U_s=6\text{kV}$ ，串联电阻  $R_0=1\Omega$ ，串联电感  $L_0=0.1\text{H}$ 。调制方式均采用 CPS-SPWM 调制方式，调制波幅值  $1\text{kV}$ ，频率  $50\text{Hz}$  的正弦波。根据所验证子模块的不同，单桥臂 MMC 分别为 CDSM-MMC 与 FBSM-MMC，子模块电容均为  $3000\mu\text{F}$ 。通过快速仿真模型与器件模型仿真结果的对比，验证快速仿真模型的正确性。



图 2-13 MMC 单桥臂模型

## 2.6.1 CDSM 模型精确性验证

### (1) 没有状态切换过程

没有状态切换过程时，器件模型与本文建立的等效模型的仿真对比结果如图 2-14 所示。

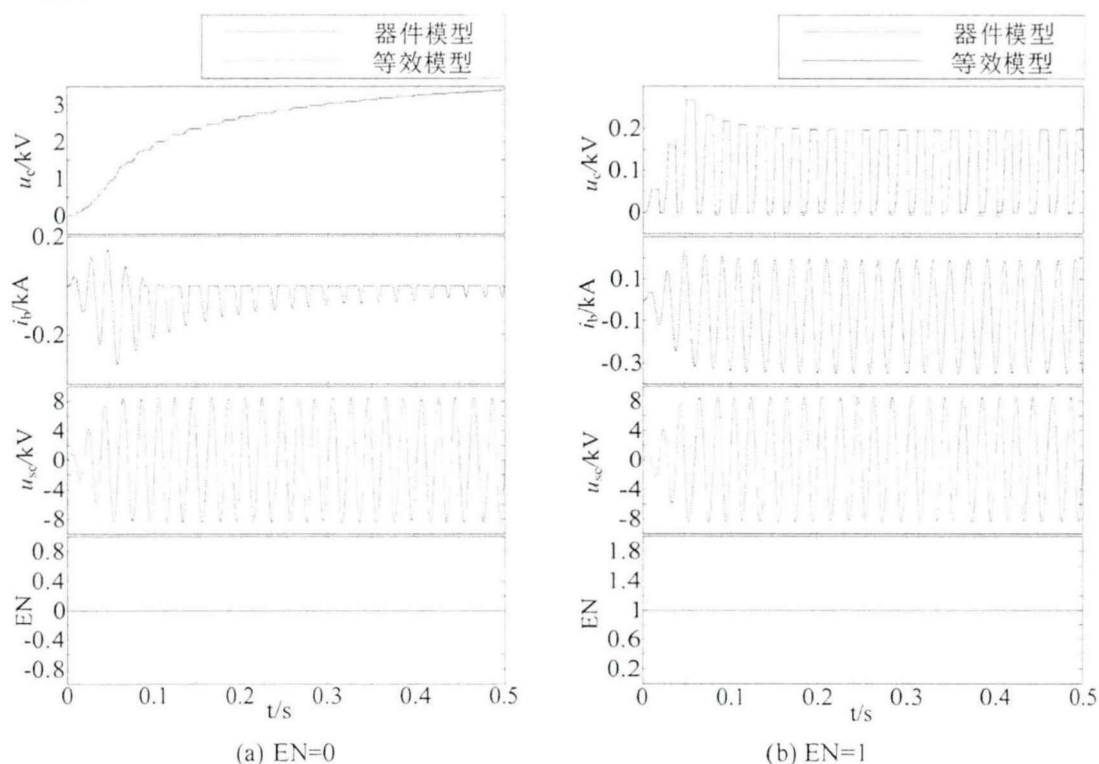


图 2-14 无状态切换时 CDSM 仿真结果

其中， $u_c$  为电容电压， $i_{ij}$  为支路电流， $u_{cd}$  为 CDSM 端电压，EN 为运行状态信号。从图 2-14(a)、2-14(b) 依次为 EN=1、EN=0 的仿真结果，可以看出，当不存在状态变换时，CDSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合，平均误差仅为 2.12%，满足仿真要求。

### (2) 存在状态切换过程

当存在状态切换过程时，器件模型与本文建立的等效模型的仿真对比结果如图 2-15 所示。

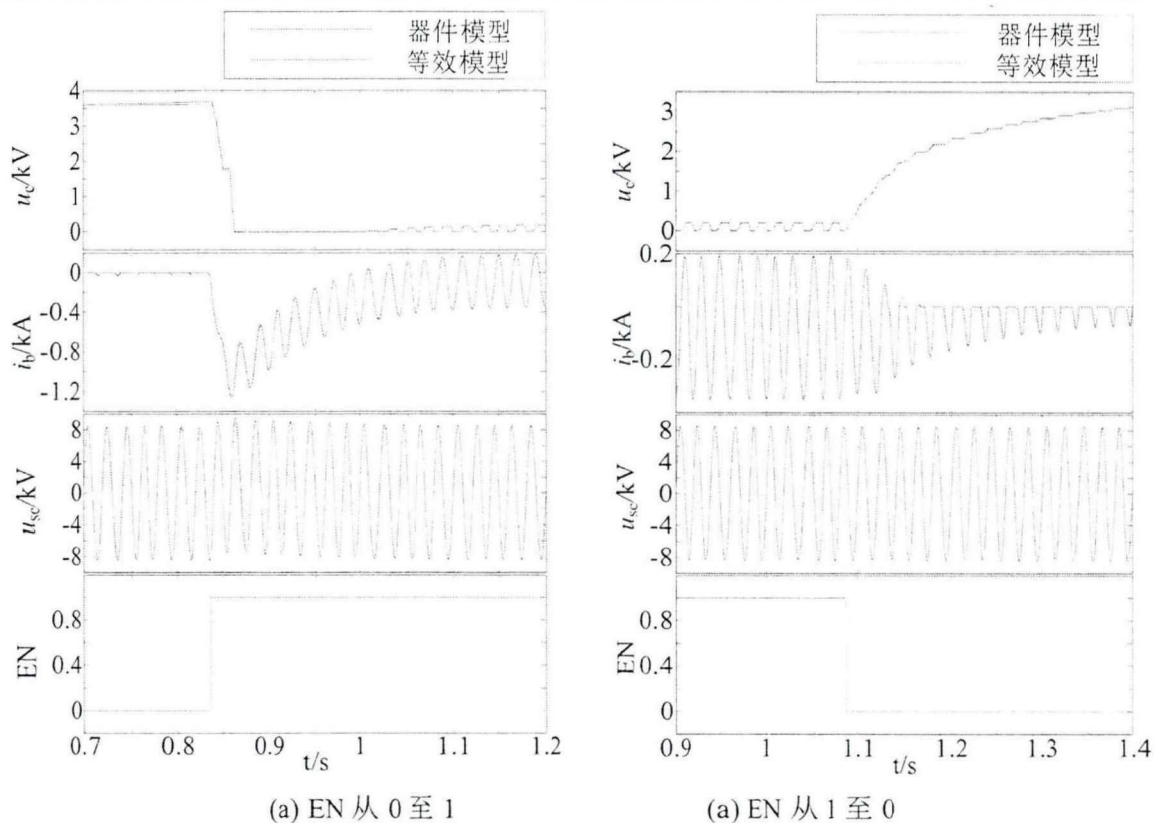


图 2-15 有状态切换时 CDSM 仿真结果

其中， $u_c$  为电容电压， $i_b$  为支路电流， $u_{sc}$  为 CDSM 端电压，EN 为运行状态信号。从图 2-15(a)、2-15(b)依次为 EN 从 0 至 1，EN 从 1 至 0 的仿真结果，可以看出，当存在状态变换时，CDSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合，平均误差仅为 2.17%，满足仿真要求。

## 2.6.2 FBSM 模型精确性验证

### (1) 没有状态切换过程

没有状态切换过程时，器件模型与本文建立的等效模型的仿真对比结果如图 2-16 所示。

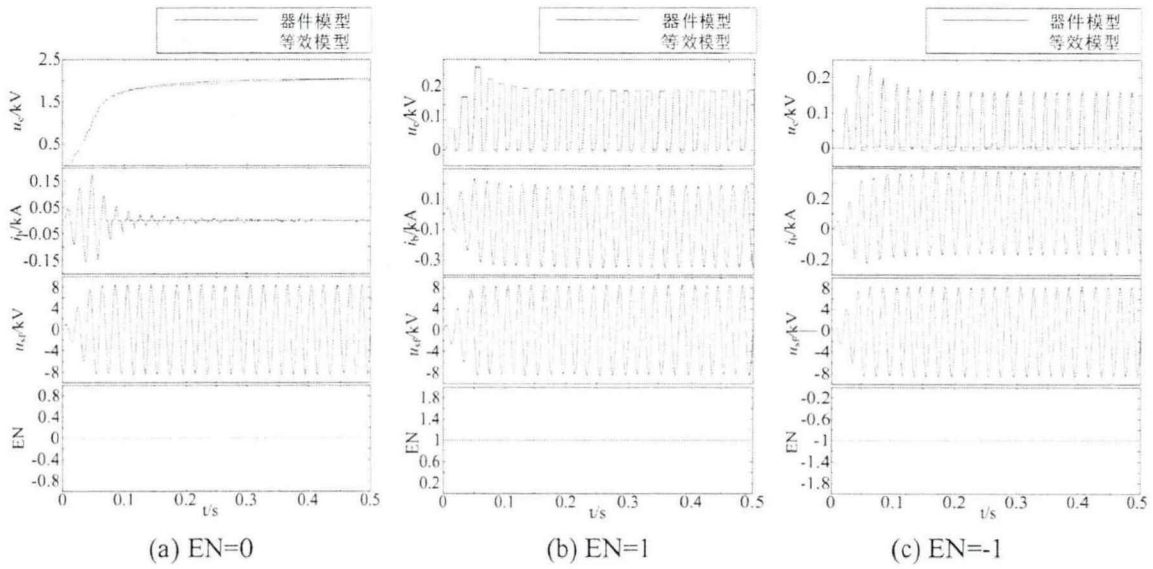


图 2-16 无状态切换时 FBSM 仿真结果

其中， $u_c$  为电容电压， $i_b$  为支路电流， $u_{sf}$  为 FBSM 端电压，EN 为运行状态信号。从图 2-16(a)、2-16(b)、2-16(c)依次为 EN 为 0，EN 为 1，EN 为-1 的仿真结果，可以看出，当存在状态变换时，FBSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合，平均误差仅为 2.14%，满足仿真要求

(2) 存在状态切换过程

当存在状态切换过程时，器件模型与本文建立的等效模型的仿真对比结果如图 2-17 所示

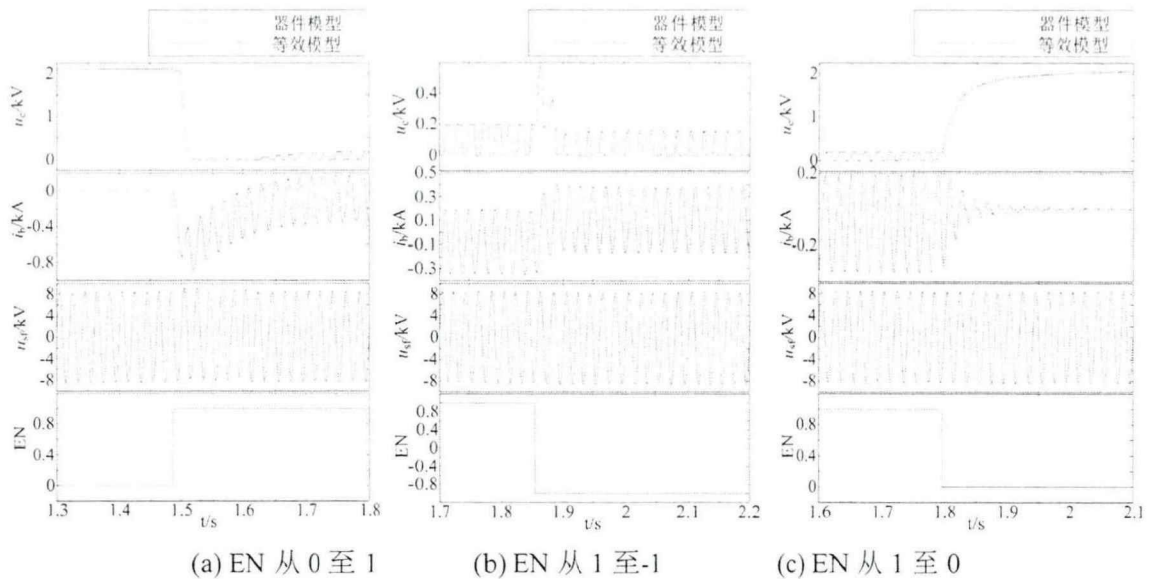


图 2-17 有状态切换时 FBSM 仿真结果

其中， $u_c$  为电容电压， $i_b$  为支路电流， $u_{sf}$  为 FBSM 端电压，EN 为运行状态信号。从图 2-17(a)、2-17(b)、2-17(c)依次为 EN 从 0 至 1，EN 从 1 至-1，EN 从 1 至

0 的仿真结果，可以看出，当存在状态变换时，FBSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合，平均误差仅为 1.79%，满足仿真要求。

### 2.6.3 故障情况下的仿真对比

为了验证故障情况下所建立的等效模型的精确性，本文在模型中设置了短路故障。具体为，通过开关手动控制短路故障的发生与清除，仿真结果如图 2-18 所示。

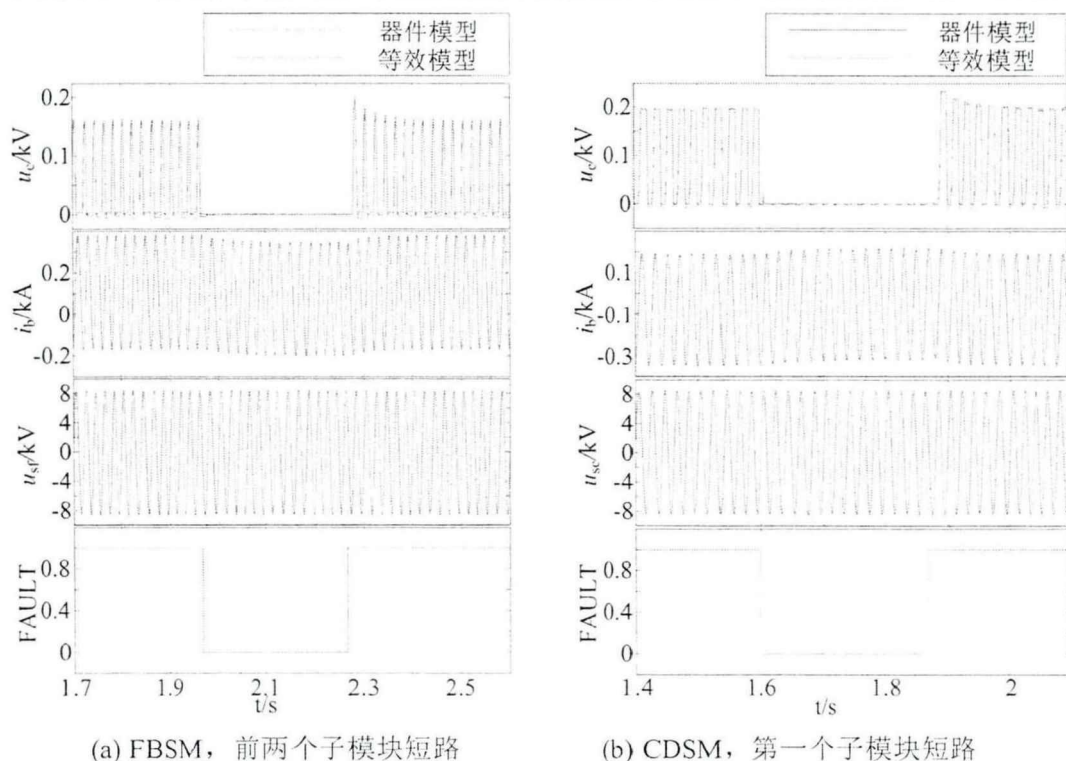


图 2-18 发生子模块故障时仿真结果

其中， $u_c$  为电容电压， $i_b$  为支路电流， $u_{sf}$  为 FBSM 子模块端电压， $u_{sc}$  为 CDSM 子模块端电压，FAULT 为故障信号(1 表示正常运行，0 表示发生故障)。从图 2-18(a)、2-18(b)的仿真结果，可以看出，当存在状态变换时，FBSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合，平均误差仅为 2.49%，满足仿真要求。

### 2.6.4 仿真速度对比

本文在子模块正常运行状态下，比较了两种模型在不同电平单端系统的仿真速度。由于在正常运行状态下，CDSM 与 FBSM 运行情况相似，因此本文仅以 CDSM-MMC 单端系统为例进行对比。本测试所基于的操作系统为 win10，仿真软

件为 PSCAD 4.2.1 Professional，内存 8g，处理器型号为 Intel(R) Core(TM)i5-330，主频为 3.00GHz。下表为仿真 1s 所需要的时间。

表 2-3 仿真速度对比

电平数	器件模型/s	本文等效模型/s	提速比
6	10.01	2.00	5.02
10	25.32	2.12	12.01
20	129.25	2.38	54.54
40	2 310.90	2.71	855.88
80	19 480.26	3.37	5 797.6
120	69 894.51	4.39	15 957.67

由表 2-3 可看出，子模块等效模型能够大大提高仿真速度。且随着系统规模的增大，仿真提速作用越明显。这是因为，系统规模越大，器件模型中的节点就越多，其所形成的导纳矩阵就越大，求解所耗费的资源就越多，造成了仿真速度过慢。而等效模型中，无论电平数如何变化，其对外表现均为两个节点，并不增加系统导纳矩阵的维数，因而对仿真速度的影响比较小。所以，随着系统规模的增大，本文所提出等效模型的提速作用就越显著。

### 2.6.5 仿真步长对模型仿真精度的影响

本文所建立的模型在仿真时间上比器件搭建的精确模型有很大提高，但同时也在一定程度上牺牲了精度。为了说明本模型的适用场景，论文进一步探究了仿真步长对本模型的仿真精度的影响。本文在不同仿真步长条件下，对快速仿真模型与器件模型进行了对比，并分析了本文所建模型的误差变化。

本文采用相对误差进行分析，即定义：相对误差 = 器件模型电容电压 - 快速仿真模型电容电压 / 器件模型电容电压。在不同仿真步长条件下，相对误差见图 2-19。

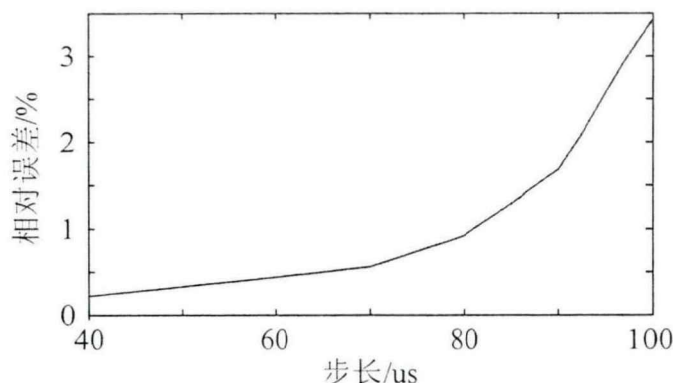


图 2-19 仿真精度与仿真步长的关系

由图 2-19 可看出，当仿真步长在 100us 以下时，本文建立的快速仿真模型的相对误差在 3% 以下，且步长越小，误差越小。因此，本文所建立的模型能够满足含

柔性直流系统的大电网电磁暂态仿真的要求。但随着仿真步长的增加，相对误差随之增大，所以在实际运用中，仿真步长应尽可能取得小，所得到的仿真结果更精确。

## 2.7 本章小结

本文通过分析 CDSM、FBSM 的运行原理，将 CDSM 分为正常运行状态与闭锁状态，将 FBSM 分为正向投切、负向投切与闭锁状态。通过借鉴 HBSM 的快速仿真模型原理，得到了 CDSM 与 FBSM 的快速仿真模型，并通过在 PSCAD 中与器件模型的对比，验证了本文所提出快速仿真模型的精确性、快速性以及模型的适用性。

## 第 3 章 基于 RTDS 平台 FBSM 等效模型精度研究

当在 RTDS 中实现 FBSM 等效模型时，在正向投切与负向投切的运行状态下，本文发现可变电阻的取值对于仿真精度无明显影响。在闭锁状态下，小电阻阻值的大小对于仿真精度无明显影响。但此时，FBSM 等效模型的仿真精度会随着大电阻阻值的变化而有所不同。

### 3.1 大电阻阻值对闭锁状态等效模型精度的影响

一般情况下，由于 FBSM 闭锁时没有放电通路，因此闭锁情况下电容电压会维持在恒定值。PSCAD/EMTDC 中的仿真结果也证明了这种分析的正确性。

但由基于 RTDS 中的器件模型仿真结果发现，当 FBSM 闭锁充电结束后其电容电压会稳定在一定值附近上下波动。这说明，在充电后的稳定状态，RTDS 平台下的 FBSM 仿真模型存在放电现象，即其对应的 IGBT 闭锁电阻为并非无穷大，存在较小的放电电流。

当采用本文所建立的模型在 RTDS 环境中实现 FBSM 等效模型时，在闭锁状态，其大电阻阻值选择的不同，会影响其闭锁充电最终稳定状态的电压值。这是因为：

1) 当端电压高于电容电压时，FBSM 处于充电状态，随着电容电压的升高，其充电幅度越来越慢。直至某一周期内充电等于此时大电阻阻值所对应的放电时，电容电压维持稳定。

2) 当端电压低于电容电压时，由于大电阻阻值的选择，FBSM 处于相应的放电状态。当某周期内充电与放电相等时，电容电压维持稳定。

理论上，大电阻阻值选择的越大，其放电作用越小，FBSM 闭锁充电最终稳定状态的电压值越高，且波动越小；反之，电压值越低，波动越大。

因此，闭锁状态下大电阻阻值的选择，会影响 FBSM 等效模型的仿真精度，如图 3-1 所示（此时桥臂串联电阻值取  $1\Omega$ ，桥臂串联电感值取  $0.01\text{H}$ ，桥臂等效电容值取  $1000\mu\text{F}$ ）。

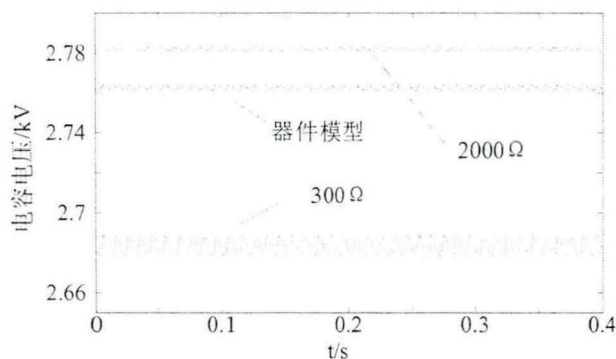


图 3-1 大电阻阻值对闭锁电容电压的影响

本文通过大量仿真和分析计算，研究了不同大电阻阻值选择下的相对误差，在 RTDS 下采用本文方法建立 FBSM 模型时，给出了根据系统参数选择仿真效果最好的最佳大电阻阻值的计算方法，并讨论了其适用性。其中，相对误差=（等效模型电容电压-器件模型电容电压）/器件模型电容电压。

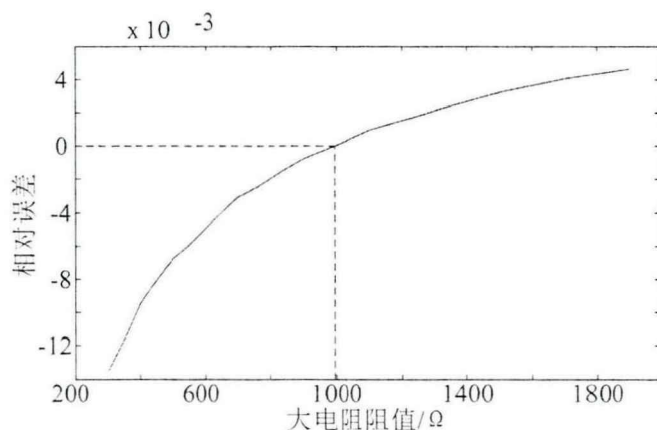


图 3-2 大电阻阻值与相对误差关系

由图 3-2 可看出，相对误差随着大电阻阻值的增大由负变正，且斜率逐渐减小。

同时可得，对于桥臂串联电阻值取  $1\Omega$ ，桥臂串联电感值取  $0.01\text{H}$ ，桥臂等效电容值取  $1000\mu\text{F}$  的条件下，最佳大电阻阻值约为  $990\Omega$ 。需要说明的是，对于不同条件的系统，均存在着一个对应的最佳大电阻阻值，改阻值会使得等效模型与器件模型的误差近似于 0。本章以下部分，通过分析这个最佳大电阻阻值与 FBSM-MMC 桥臂的串联电阻、串联电感、桥臂等效电容值的关系，获得最佳大电阻阻值的选取方法。

### 3.2 最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系

为了方便分析，定义桥臂等效电容的概念。桥臂等效电容为一个桥臂中串联电容的等效值，见式(3-1)。

$$C = c / N \quad (3-1)$$

其中  $C$  为桥臂等效电容， $c$  为子模块电容值， $N$  为桥臂子模块个数。

为了详细分析最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系，本文通过对电容值进行扫描（测试条件为：串联电阻  $1\Omega$ ，串联电感  $0.01H$ ），结果见图 3-3。

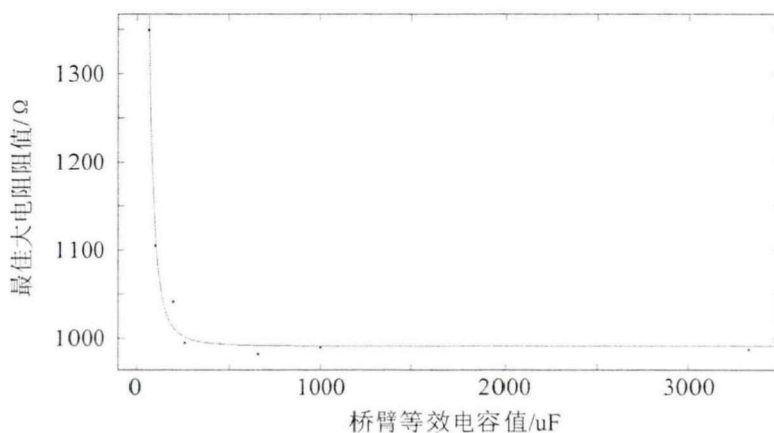


图 3-3 最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系

同时，为了得到不同条件下最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系，本文针对不同串联电阻与串联电感分别进行了测试，得到如图 3-4 所示结果。

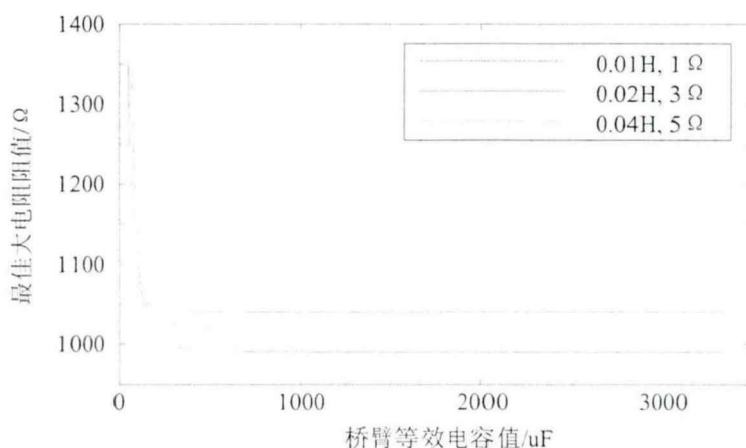


图 3-4 不同条件下最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系

由图 3-3 及图 3-4 可看出，串联电阻与串联电感会影响最佳大电阻阻值，但是不论何种条件下，最佳大电阻阻值随桥臂等效电容值的变化趋势相同。

当桥臂等效电容值较大时，由图 3-4 可看出，大约大于  $500\mu F$  时，最佳大电阻阻值维持不变。这说明，当桥臂等效电容值较大时，其最佳大电阻的选择只与桥臂串联电阻与串联电感有关，而与桥臂等效电容值无关。由于工程应用的单个子模块电容的电容值为  $3000-5000\mu F$ ，因此，在进行单个子模块仿真时，最佳大电阻阻值的选择与子模块电容值无关。

当桥臂等效电容值较小时（小于  $500\mu F$ ），此时最佳大电阻阻值随着桥臂等效电容值的增大而减小，且不同条件下的曲线基本重合。可以看出，当系统电平数较高

的情况下，最佳大电阻阻值主要受桥臂等效电容值的影响，可忽略桥臂串联电阻与串联电感的影响。

为了进一步得出高电平条件下最佳大电阻选择方法，本文测试了当桥臂等效电容值较小时，最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系，得到图 3-5 所示曲线。

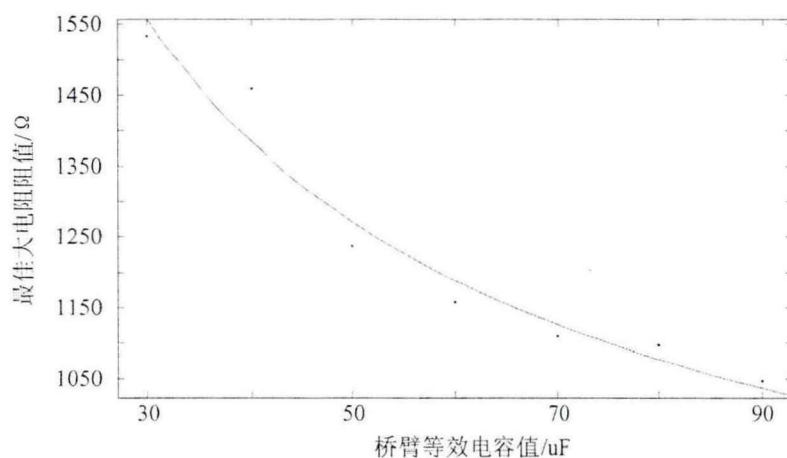


图 3-5 高电平下最佳大电阻阻值与桥臂等效电容值的关系

设最佳大电阻阻值为  $R \Omega$ ，桥臂等效电容值为  $C \mu\text{F}$ ，则由图 3-5 可得。

$$R = 8857 * C^{-0.6283} + 512.4 \quad (3-2)$$

综上，当桥臂等效电容值较小时，即系统电平数较高时，最佳大电阻阻值可由式 3-2 得到，与桥臂串联电阻及串联电感的大小无关。

### 3.3 最佳大电阻阻值与串联电阻的关系

由 3.2 节分析可知，当桥臂等效电容值较大时，最佳大电阻阻值与串联电阻与串联电感有关。为了进一步研究其具体的相关性，本节主要探讨最佳大电阻阻值与串联电阻的关系。

不同串联电阻条件下，等效模型的相对误差与大电阻阻值的关系如图 3-6 所示（对应的桥臂串联电感  $0.01\text{H}$ ，桥臂等效电容值  $1000\mu\text{F}$ ）。

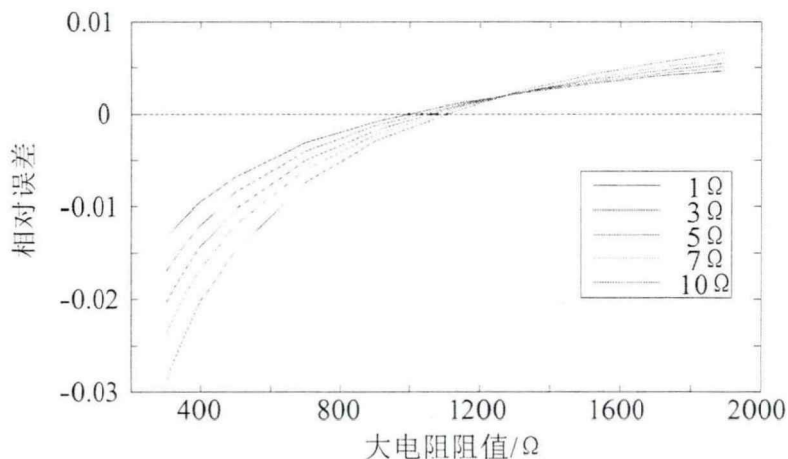


图 3-6 相对误差与大电阻阻值的关系

由图 3-6 可以看出，相对误差随着大电阻阻值的增大由负到正，不同串联电阻条件下，曲线与相对误差为 0 的交点不同，即最佳大电阻阻值不同。通过大量仿真分析发现，最佳大电阻阻值与桥臂串联电阻的关系如图 3-7 所示。

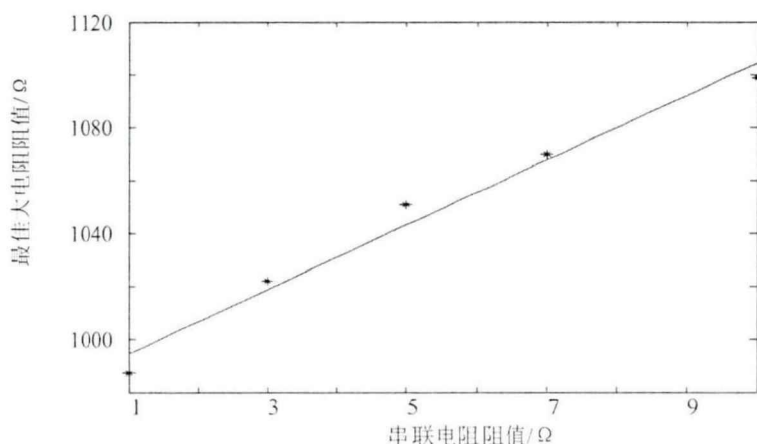


图 3-7 最佳大电阻阻值与串联电阻阻值的关系

由图 3-7 可看出，最佳大电阻阻值与串联电阻呈线性正相关。设此条件下最佳大电阻阻值为  $R_1 \Omega$ ，串联电阻值为  $r \Omega$ ，则

$$R_1 = a_1 * r + b_1 \tag{3-3}$$

### 3.4 最佳大电阻阻值与串联电感的关系

不同串联电感条件下，相对误差与大电阻阻值的关系如图 3-8 所示（此时串联电阻阻值为  $1 \Omega$ ，桥臂等效电容值为  $1000 \mu F$ ）。

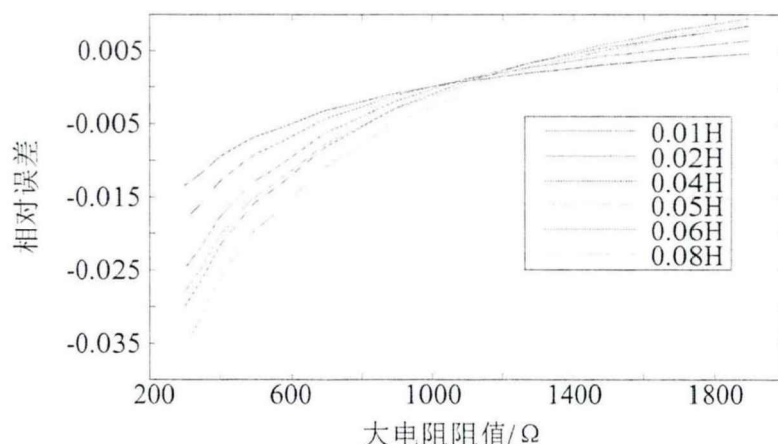


图 3-8 不同串联电感条件下相对误差与大电阻阻值的关系

由图中可看出，其特性与图 3-6 相似，随着大电阻阻值的增大，相对误差由负到正变化，最佳大电阻阻值与串联电感的关系如图 3-9 所示。

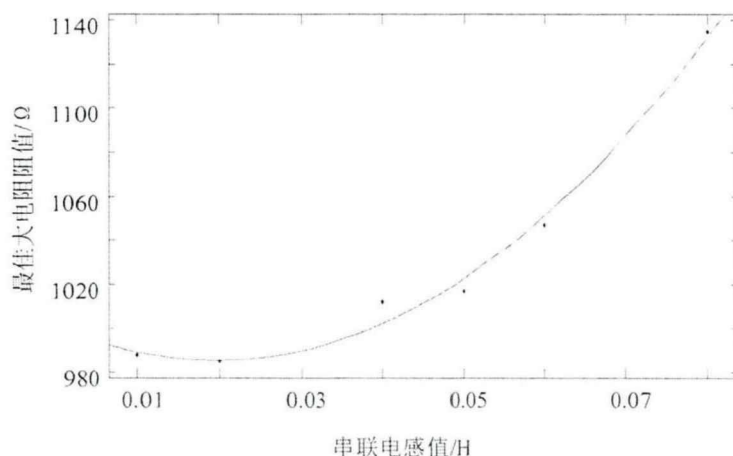


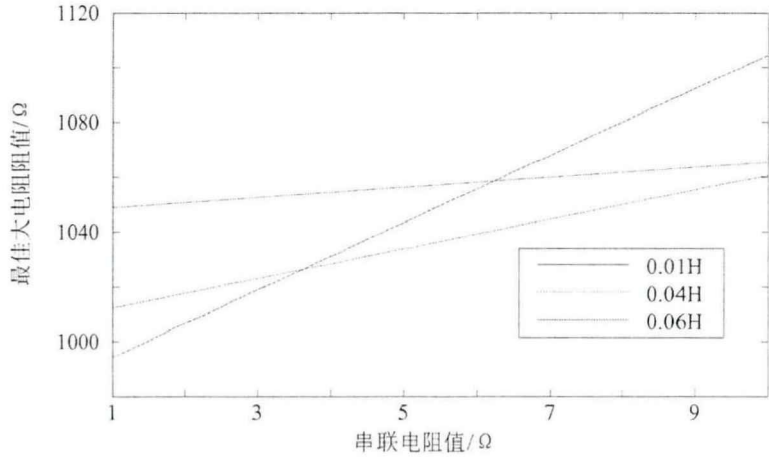
图 3-9 最佳大电阻阻值与串联电感关系

由图 3-9 可以看出，随着串联电感值的增大，最佳大电阻阻值先减小后增大，且增大的斜率越来越大。假设此条件下最佳大电阻阻值为  $R_2 \Omega$ ，串联电感为  $l \text{ H}$ ，则：

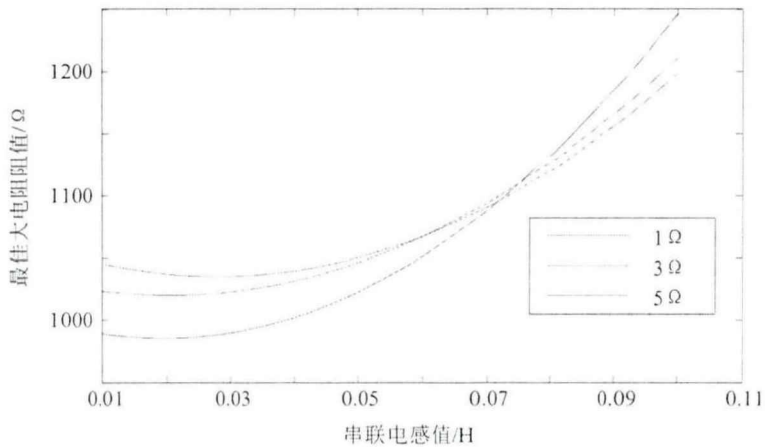
$$R_2 = a_2 * l^2 + b_2 * l + d \tag{3-4}$$

### 3.5 低电平条件下综合最佳大电阻选择方法

当系统电平数较高，由公式(3-1)可知，其桥臂等效电容值较小，此时，最佳大电阻阻值可通过式(3-2)得到；当系统电平数较低时，由公式(3-1)可知，其桥臂等效电容值较大，此时最佳大电阻阻值受桥臂等效电容值的影响较小，而主要与桥臂串联电阻、串联电感有关。当系统电平数较低时，不同条件下最佳大电阻阻值与串联电阻与串联电感的特性曲线见图 3-10



(a) 不同串联电感条件下最佳大电阻阻值与串联电阻的关系



(b) 不同串联电阻条件下最佳大电阻阻值与串联电感的关系

图 3-10 不同条件下最佳大电阻特性曲线

由图 3-10 可看出，串联电阻与串联电感对于最佳大电阻阻值的影响并不独立，此时可设综合最佳大电阻阻值公式为

$$R = k_1 r l^2 + k_2 r l + k_3 r + k_4 l^2 + k_5 l + k_6 \quad (3-5)$$

由图 3-10 中曲线族可得

$$l = -1261.25r l^2 + 168.5r l + 16r + 41631.25l^2 - 1754.5l + 985 \quad (3-6)$$

综上，当系统电平数较低时，可应用式(3-6)得到此时的最佳大电阻阻值。

### 3.6 最佳大电阻阻值与仿真步长的关系

通过仿真发现，当仿真步长改变时，等效模型的仿真结果不变，而器件模型的仿真结果略有差异。分析其原因发现，器件模型的子模块部分搭建在小步长环境，而其交流系统及触发信号则搭建在大步长环境。当大步长环境的步长发生变化时，

其交流系统及触发信号会随着步长的改变而发生微小变化，而此时小步长环境中的子模块部分则步长不变，从而造成了仿真结果的差异。

### 3.7 仿真验证

为了进一步验证上述最佳大电阻阻值的选择方法，本文在不同于上述仿真条件下对于方法的正确性进行了验证，同时分析了所提出方法的有效性与可能存在的局限性。

#### 3.7.1 仿真模型

为了验证本文所提出的最佳大电阻选择方法，本文在 RTDS 环境中搭建了 FBSM 单桥臂模型，如图 3-11 所示。由于在 RTDS 小步长环境中，搭建 4 电平以上 FBSM 单桥臂系统时，由于仿真资源的限制，系统无法运行。因此，本文所搭建系统为三电平，即桥臂中含有三个 FBSM 子模块。

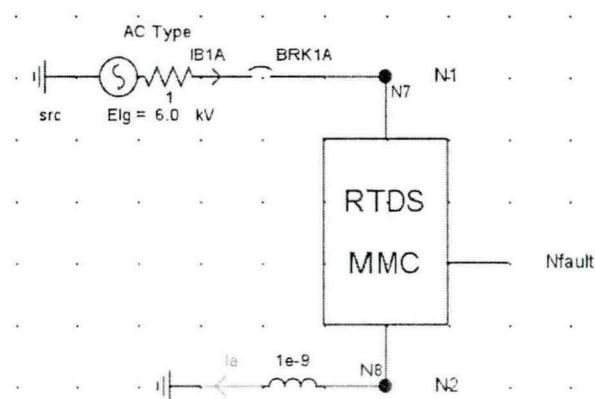


图 3-11 FBSM 桥臂模型

其中 AC 为单相交流电压源，其频率为 50Hz，交流电压有效值为 6kV 同时其内阻为  $1\Omega$ 。BRK1A 为断路器，N7、N8 为电位测量点。且由于等效模型不可以直接接地，本文在等效模型与地之间加入了一个微小的电感，其电感值为  $1e-9H$ 。Nfault 为桥臂间故障设置点，正常运行时无作用。其调制方式采用 CPS-SPWM，其调制波幅值为 1kV，频率为 50Hz，载波幅值为 1kV，频率为 400Hz。

### 3.7.2 计算公式的正确性

为了验证公式(3-2)的正确性,本文基于图 3-11 所示系统,随机选取了桥臂等效电容值较小时的电容值,带入由公式(3-2)所计算的最佳大电阻阻值,测试在不同串联电阻,串联电感条件下,等效模型与器件模型的误差,如表 3-1 所示。

表 3-1 不同桥臂等效电容条件下等效模型误差统计

桥臂等效电容值	计算大电阻	误差		
		条件 1	条件 2	条件 3
30 $\mu\text{F}$	1558 $\Omega$	0.26%	0.28%	0.22%
50 $\mu\text{F}$	1271 $\Omega$	0.07%	0.08%	0.07%
70 $\mu\text{F}$	1126 $\Omega$	0.04%	0.04%	0.04%
90 $\mu\text{F}$	1037 $\Omega$	-0.04%	-0.04%	-0.04%

其中,条件 1 为串联电阻 3 $\Omega$ ,串联电感 0.06H;条件 2 为串联电阻 5 $\Omega$ ,串联电感 0.1H;条件 3 为串联电阻 6 $\Omega$ ,串联电感 0.05H。

由表 3-1 可看出,当桥臂等效电容值较小时,运用式(3-2)计算所得出的最佳大电阻阻值等效模型与器件模型的相对误差最大仅为 0.2%左右,满足仿真要求。通过对比不同串联电阻与串联电感条件下误差基本不变可得出,此时最佳大电阻阻值主要与桥臂等效电容值有关,而与串联电阻与串联电感无关,与本章 3.2 节分析相符。

为了验证公式(3-6)的正确性,本文随机选取了不同串联电阻,串联电感,带入公式(3-6)所计算的最佳大电阻阻值,测试了在桥臂等效电容值较大的条件下等效模型与器件模型的误差,如表 3-2 所示。

表 3-2 不同串联电阻、电感条件下等效模型误差统计

串联电阻	电感	计算大电阻	误差		
			条件 4	条件 5	条件 6
1 $\Omega$	0.03H	989 $\Omega$	0.04%	0.04%	0.04%
3 $\Omega$	0.06H	1094 $\Omega$	0.15%	0.15%	0.15%
5 $\Omega$	0.02H	1060 $\Omega$	0.11%	0.11%	0.11%
6 $\Omega$	0.05H	1128 $\Omega$	0.15%	0.17%	0.18%
10 $\Omega$	0.01H	1147 $\Omega$	0.11%	0.11%	0.12%

其中,条件 4 为桥臂等值电容值 1000 $\mu\text{F}$ ;条件 5 为桥臂等值电容值 3000 $\mu\text{F}$ ;条件 6 为桥臂等值电容值 5000 $\mu\text{F}$ 。

由表 3-2 可看出,当桥臂等效电容值较大时,运用式(3-6)计算所得出的最佳大电阻阻值等效模型与器件模型的相对误差最大仅为 0.15%,满足仿真要求。通过对比不同桥臂等值电容值条件下误差基本不变可以得出,此时最佳大电阻阻值主要与串联电阻与串联电感有关,而与桥臂等效电容值无关,与本章前文分析一致。

### 3.7.3 模型精确性验证

为了验证本文所提出 FBSM 等效模型的特性，本文基于图 3-11 所示模型，选取串联电阻值  $1\Omega$ ，串联电感  $0.01H$ ，子模块电容值  $3000\mu F$ ，通过公式(6)可得，此时大电阻阻值取  $989\Omega$ ，仿真结果如下。

#### (1) 没有状态切换过程

没有状态切换过程时，器件模型与本文建立的等效模型的仿真对比结果如图 3-12 所示：

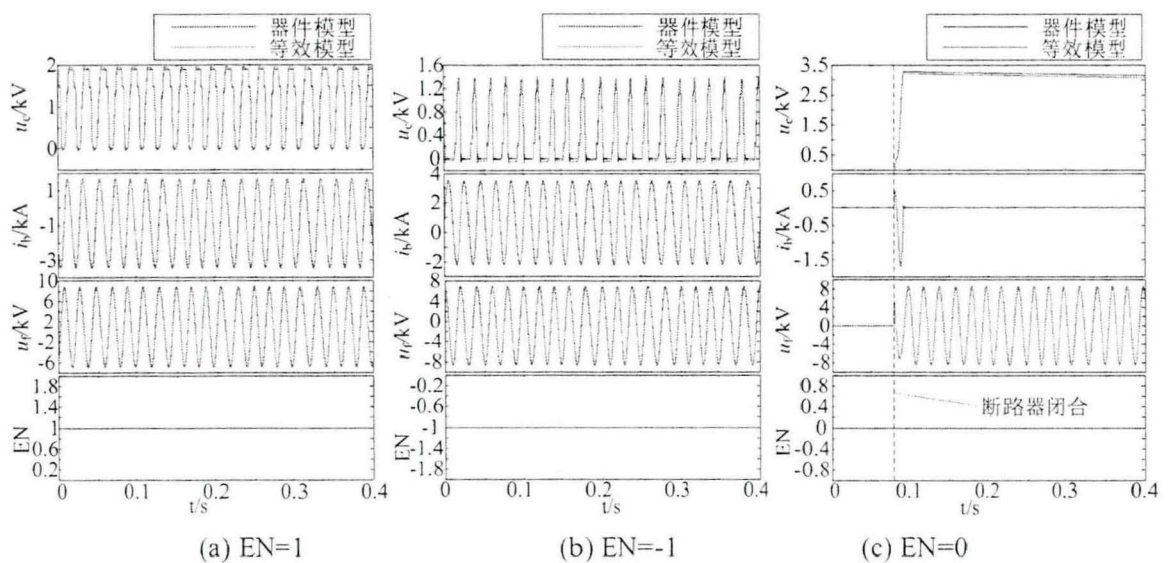


图 3-12 无状态切换时 FBSM 仿真结果

其中， $u_c$ 为电容电压， $i_b$ 为支路电流， $u_f$ 为 FBSM 端电压，EN 为运行状态信号。从图 3-12(a)、3-12 (b)、3-12 (c)依次为 EN 为 1，EN 为-1，EN 为 0 的仿真结果，可以看出，当存在状态变换时，FBSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合，平均误差仅为 2.32%，满足仿真要求。

#### (2) 没有状态切换过程

存在状态切换过程时，器件模型与本文建立的等效模型的仿真对比结果如图 3-13 所示。

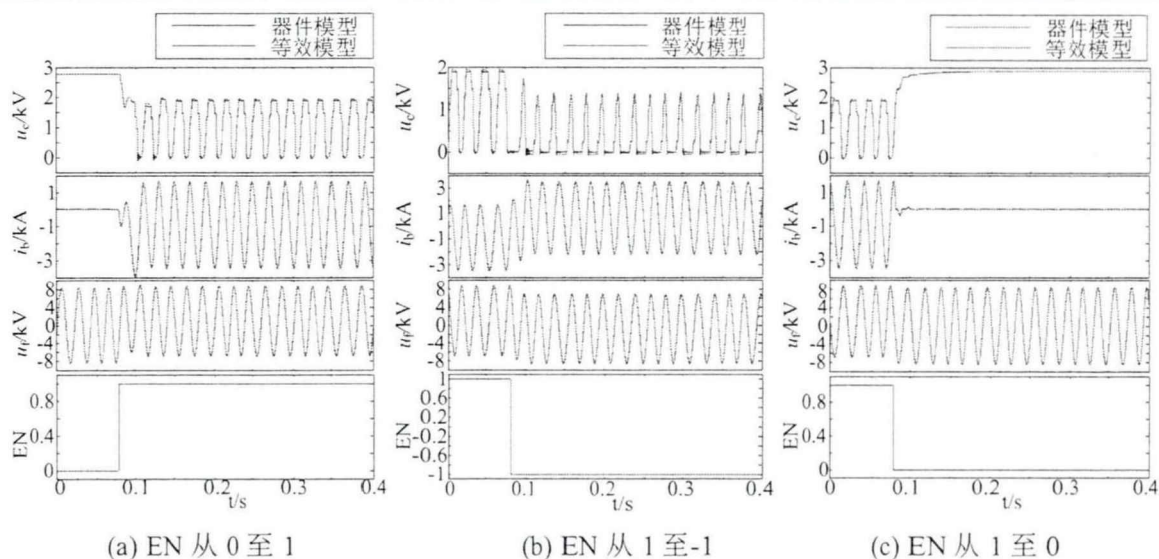


图 3-13 存在状态切换时 FBSM 仿真结果

其中， $u_c$  为电容电压， $i_b$  为支路电流， $u_f$  为 FBSM 端电压，EN 为运行状态信号。从图 3-13(a)、3-13 (b)、3-13 (c) 依次为 EN 从 0 至 1，EN 从 1 至 -1，EN 从 1 至 0 的仿真结果，可以看出，当存在状态变换时，FBSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合，平均误差仅为 2.37%，满足仿真要求

### (3) 故障情况

本文对于子模块设置故障，故障仿真结果如图 3-14 所示。故障子模块为第一个子模块，故障类型为电容值减半

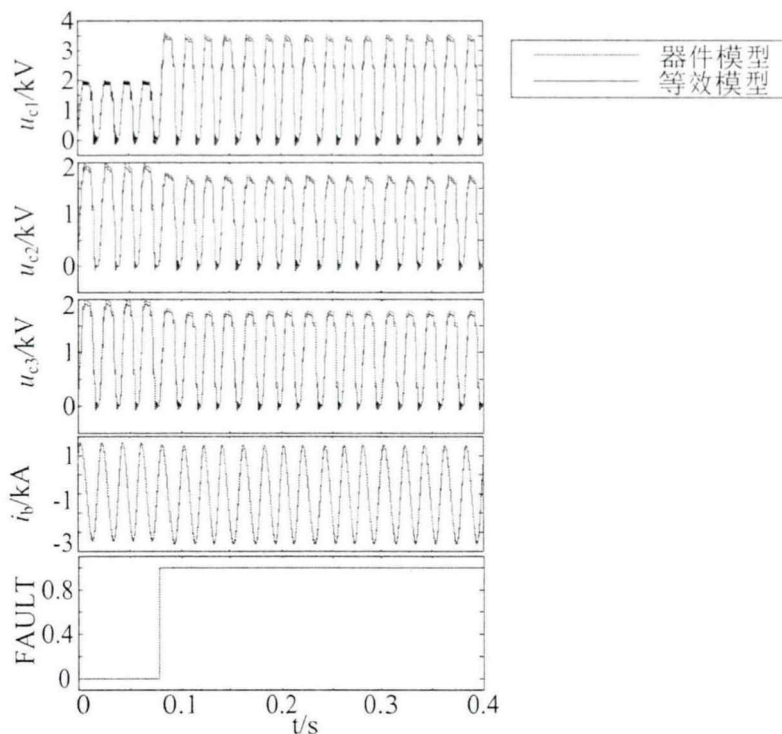


图 3-14 电容故障时仿真结果

其中,  $u_{c1}$ 、 $u_{c2}$ 、 $u_{c3}$  分别为第一个子模块、第二个子模块、第三个子模块电容电压,  $i_b$  为支路电流, FAULT 为故障信号 (0 表示未发生故障, 1 表示发生故障)。可以看出, 当发生故障时, FBSM 快速仿真模型与器件模型仿真结果高度吻合, 平均误差仅为 2.47%, 满足仿真要求。

### 3.7.4 模型有效性验证

为了验证所提出等效模型的有效性, 本文在 RTDS 大步长环境下, 采用所提出模型搭建了 FBSM-MMC 单端系统。如图 3-15 所示:

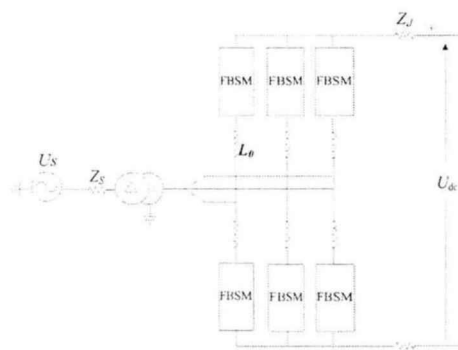


图 3-15 FBSM-MMC 单端系统模型

其中, 交流侧电压有效值  $U_s=110\text{kV}$ , 频率为  $50\text{Hz}$ , 交流侧等效阻抗  $Z_s=0.78+j0.544\Omega$ , 变压器变比为 110:166, 桥臂电感  $L_0=0.1\text{H}$ , 直流侧阻抗  $Z_d=0.1\Omega$ , 子模块个数为 146, 子模块电容值为  $5915\mu\text{F}$ , 所选择最佳大电阻阻值为  $1385\Omega$ , 控制方式采用  $U_{dc}\text{-}Q$  控制, 控制目标  $U_{dc}=320\text{kV}$ ,  $Q=110\text{Mvar}$ 。当全桥处于正常运行状态及正常转闭锁状态时, 其仿真结果如图 3-16 所示:

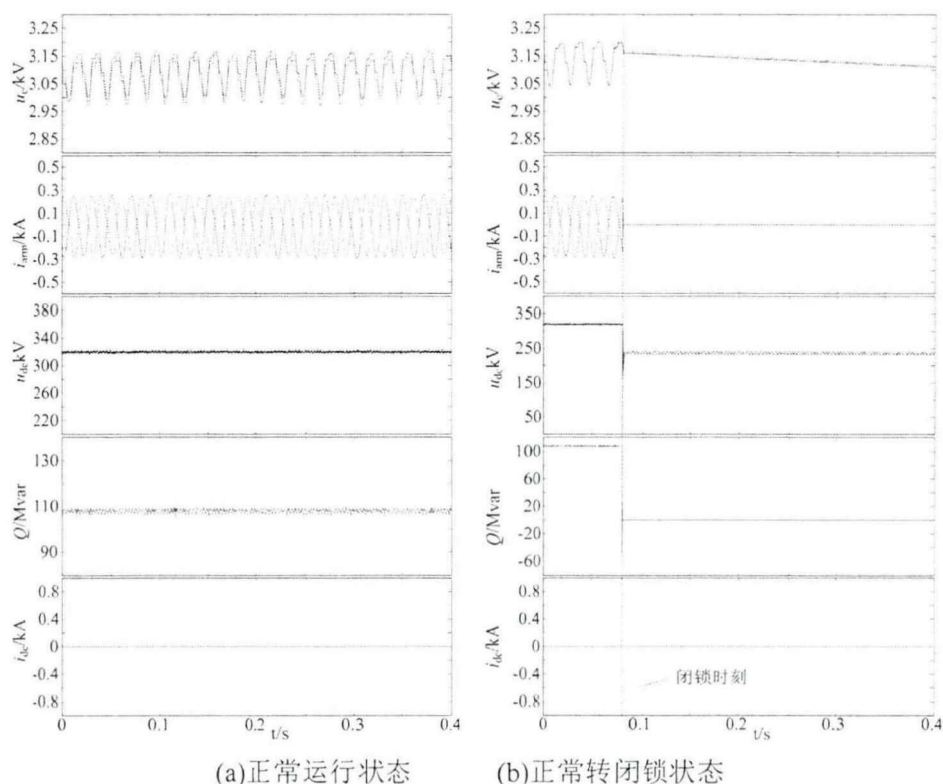


图 3-16 单端系统仿真结果

其中， $u_c$  是子模块电容电压、 $i_{arm}$  桥臂电流、 $u_{dc}$  直流侧电压、 $Q$  交流源输出无功功率、 $i_{dc}$  直流侧电流

由图 3-16(a) 可得，所提出全桥等效模型在正常运行状态下能够在控制目标下稳定运行。当 FBSM 发生闭锁时，由图 3-16(b) 可得，其闭锁时，其桥臂电流与无功功率都迅速降为 0，直流侧电压维持在一定值，说明了 FBSM 隔离交直流的能力。但其电容电压无法维持在恒定值，而是呈现缓慢下降的趋势，这与 RTDS 中 MMC FPGA\_U5 模块的仿真结果一致。

值得注意的是，在 PSCAD EMTDC 中，器件均为理想化器件，因此当 FBSM 闭锁时，其电容电压维持不变。但由图 3-16(b) 及 RTDS 中器件模块的仿真结果表明，单端系统 FBSM-MMC 由正常运行切换至闭锁时，其电容电压会出现缓慢下降，这是因为 IGBT 闭锁时其等效电阻为非无穷大，仍存在少量的放电现象。

### 3.7.5 模型适应性分析

本文所提模型在大多数情况下能够应用于闭锁状态的仿真研究，但也有其局限性。

由于本文所使用的等效方法为将 IGBT 与其反并联二极管等效为可变电阻，仅根据控制信号及实际电气量判断可变电阻的大小。忽略了 IGBT 的动作过程。因此，当所做研究是针对 IGBT 及二极管的动作过程或损耗等方面时，本模型不适用。

本文在进行 FBSM 等效时，将 FBSM 分为了三种运行状态，分别为正向投切、负向投切与闭锁状态。当所针对 FBSM 的研究，其控制信号要求 FBSM 在正向投入与负向投入之间相互转换时，本文所提出等效方法不适用。需要进一步完善等效方法，存在改进空间。

### 3.8 本章小结

本文通过 HBSM 的等效原理，提出了一种基于 RTDS 的 FBSM 等效方法。并分析了闭锁状态在 RTDS 中存在的问题，给出了在不同条件下，提高在 RTDS 中 FBSM 等效模型精度的大电阻阻值确定方法。通过本文所提出的 FBSM 等效模型，可以实现基于 RTDS 的 FBSM 精确仿真。通过在 RTDS 中搭建的支路模型与单端 FBSM-MMC 系统，验证了所提出 FBSM 等效模型的精确性与有效性。

## 第4章 基于 CPS-SPWM 的热冗余策略研究

工程中所运用的 HBSM 结构如图 4-1 所示。

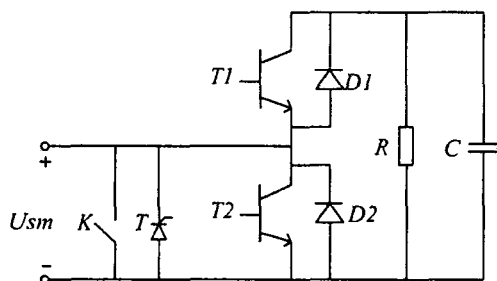


图 4-1 工程 HBSM 结构

其中， $U_{sm}$  为端电压， $k$  为旁路开关， $T$  为旁路晶闸管，当发生短路故障时，为子模块提供短路电流通路。 $T1$ 、 $T2$  为 IGBT，由控制信号控制其通断，当控制信号为 1 时导通，当控制信号为 0 时关断。 $D1$ 、 $D2$  为反并联二极管， $R$  为均压电阻， $C$  为子模块电容。

当 MMC 系统基于 CPS-SPWM 调制时，其载波与子模块一一对应。正常运行状态下，冗余子模块处于旁路闭锁状态，其子模块电容电压会通过均压电阻  $R$  放电，导致其电压会降为 0。当发生子模块故障时，冗余子模块投入运行，其子模块需要从 0 开始达到额定电压，会对系统稳定造成影响。本章就此问题提出一种基于 CPS-SPWM 的热冗余方法，使得在正常运行状态下，冗余子模块能够投入运行，其电容电压稳定在额定值，大大减小切除故障子模块时，对于系统稳定性所造成的影响。

### 4.1 CPS-SPWM 运行原理

CPS-SPWM 由于其无需排序，跟踪调制波性能良好，被用于低电平或是对计算资源有严格限制的 MMC 系统。其具体实现原理为：假设每个桥臂有  $N$  个子模块，不考虑冗余，则载波与子模块一一对应，也为  $N$  个，其相位相差  $2\pi/N$  rad。调制波为正弦波，当调制波幅值大于载波时，其所对应的子模块导通，当调制波幅值小于载波时，其所对应的子模块关断。如图 4-2 所示（以调制波与载波幅值均为 1kV、子模块电容电压为 1kV、子模块个数  $N$  为 5 为例）。

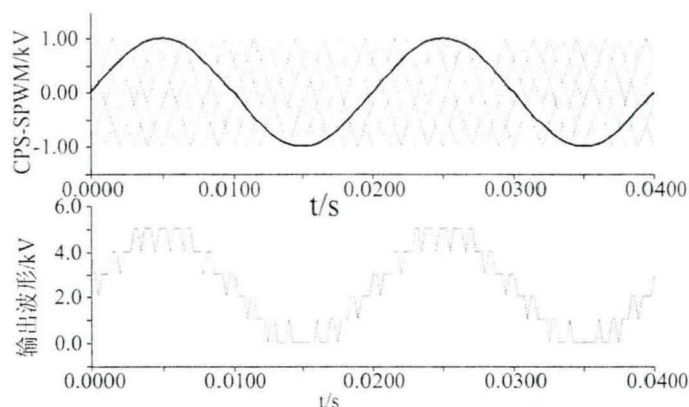


图 4-2 CPS-SPWM 原理

## 4.2 热冗余策略

将所有正常子模块的旁路开关打开，IGBT 投入运行；故障子模块的旁路开关闭合，且 T1、T2 均闭锁。

为了使得在正常运行状态下，冗余子模块的电容电压能够稳定在额定值，本文借鉴 NLM 的思路：在正常运行状态下，按照一定的时间间隔在每个桥臂所有的子模块中选择  $N$  个子模块投入运行，将其电容电压输入控制器，控制器产生的触发信号赋给相应的 IGBT。其余子模块则处于冗余状态，其触发信号均为 0。

假设每个桥臂的总子模块数目为  $L$ ，故障子模块数为  $K$ 。按照一定的时间间隔从  $L-K$  个子模块内选择  $N$  个子模块投入运行。为了尽可能减少计算量，选择的规则为：1 至  $N$ ，2 至  $N+1$ ，3 至  $N+2$ ，……， $L-K$  至 1，如图 4-3 所示。

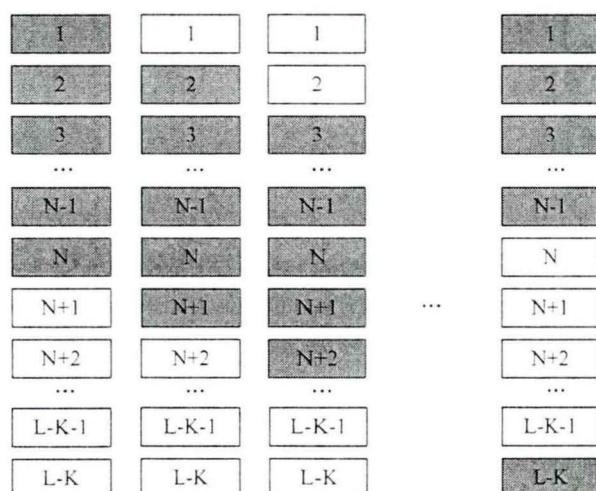


图 4-3 子模块选择效果

为了实现图 4-3 所示的子模块选择效果，本文设计了热冗余策略，如图 4-4 所示，其中， $K$  为故障子模块个数。

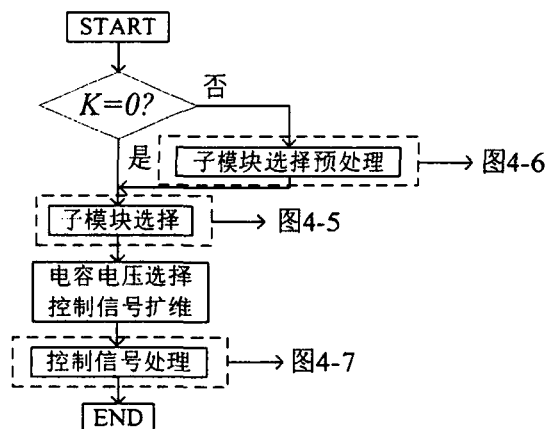


图 4-4 热冗余策略步骤

热冗余步骤主要包括三个部分：子模块选择预处理、子模块选择、控制信号处理。当  $K$  不为 0 时，表示此时桥臂内含有故障子模块，在进行子模块选择前要进行子模块预处理。子模块预处理的目的是：在所有子模块中剔除故障子模块，并为剩下的所有正常子模块重新编号，从而进行子模块选择。子模块选择的作用是实现图 4-3 所示的选择效果，在所有正常运行的子模块中，按照一定的时间间隔及轮换顺序选择  $N$  个子模块，使其处于正常运行状态，记录电容电压，输入控制器，同时将控制器输出的控制信号进行扩维，使其与所有正常运行的子模块相对应。控制信号处理主要针对存在故障子模块的情况，将扩维后的控制信号进一步处理，使得所有子模块均有相对应的触发信号，包括故障子模块。当  $K$  为 0 时，则表示此时桥臂内不含有故障子模块，无需进行子模块选择预处理步骤，并且控制信号处理前后相同。

### 4.2.1 子模块选择

子模块选择的具体逻辑如图 4-5 所示。

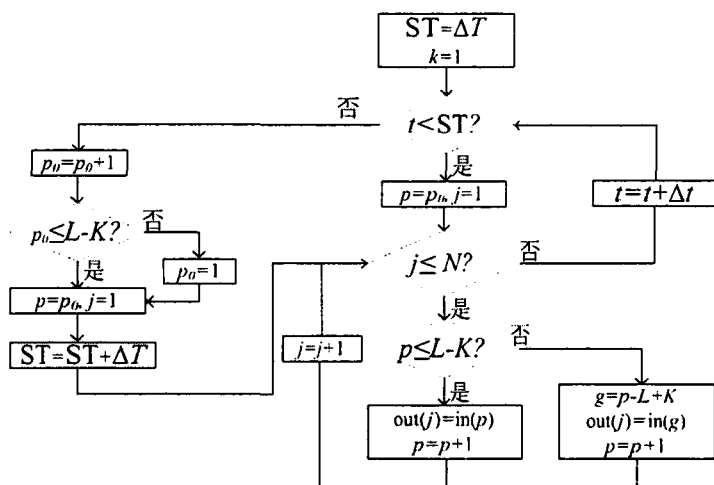


图 4-5 子模块选择逻辑

其中  $ST$  为时间间隔累计,  $\Delta T$  为时间间隔,  $p$  为运行状态的子模块在所有子模块中的编号,  $p$  的初始序号为  $p_0$ .  $\Delta t$  为仿真步长,  $t$  为运行时刻,  $j$  为处于运行状态的  $N$  个子模块的编号.  $in$  为每个桥臂的所有子模块数组,  $out$  为运行状态的子模块数组.

子模块选择逻辑按照  $t$  是否小于  $ST$  分为两部分:

1) 当  $t$  小于  $ST$  时, 表示此时子模块选择仍在一个时间间隔内, 可按照上一时刻的初始序号进行选择, 令  $p=p_0$ ,  $j=1$ , 判断  $j$  是否小于等于  $N$ , 若  $j$  小于等于  $N$ , 则表示此时子模块选择还未结束, 进一步判断  $p$  是否小于等于  $L-K$ , 若  $p$  小于等于  $L-K$ , 则此时被选择的子模块序号并未超过子模块序号最大值, 令  $out(j)=in(p)$ ,  $p=p+1$ ,  $j=j+1$ ; 若  $p$  大于  $L-K$ , 则表示此时被选择的子模块序号已超过子模块序号最大值, 被选择的子模块序号需从 1 开始, 令  $g=p-L+K$ ,  $out(j)=in(g)$ ,  $p=p+1$ ,  $j=j+1$ . 若  $j$  大于  $N$ , 则表示此时刻模块选择已经完成, 令  $t=t+\Delta t$ , 进入下一时刻的计算.

2) 当  $t$  大于  $ST$ , 则表示子模块选择已超过一个时间间隔, 需要从下一个初始序号开始选择, 令  $p_0=p_0+1$ , 判断  $p_0$  是否小于等于  $L-K$ , 若  $p_0$  小于等于  $L-K$ , 则表示此时初始序号未超过子模块序号最大值, 进入子模块选择程序, 令  $p=p_0$ ,  $j=1$ ,  $ST=ST+\Delta T$ ; 若  $p_0$  大于  $L-K$ , 则表示此时初始序号已超过子模块序号最大值, 需要从第一个子模块开始选择, 令  $p_0=1$ , 然后进入子模块选择程序.

### 4.2.2 子模块选择预处理

当发生子模块故障后( $K$  通常为 1), 首先将其闭锁, 闭合旁路开关, 使故障子模块隔离. 同时, 应在剔除故障子模块的基础上进行子模块选取逻辑. 所以, 当含有故障子模块的情况下, 本文所提出的热冗余策略, 在子模块选择逻辑前增加了子模块预处理过程, 如图 4-6 所示.

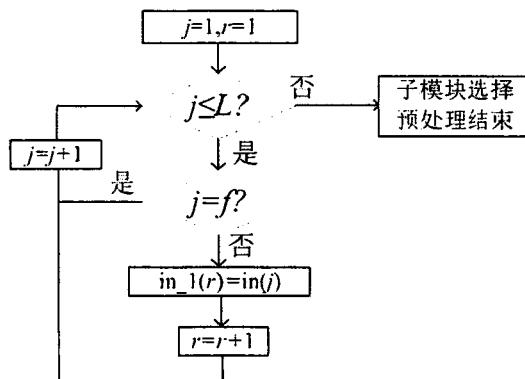


图 4-6 子模块选择预处理

其中,  $r$  为除去故障子模块后的子模块编号,  $f$  为故障子模块序号,  $j$  为故障前的子模块编号,  $in$  为未除去故障子模块的子模块数组,  $in\_1$  为除去故障子模块的子模块数组。

子模块预处理过程为: 当系统发生子模块故障时, 令  $j=1, r=1$ , 判断  $j$  是否小于等于  $L$ , 若  $j$  小于等于  $L$ , 则表示此时子模块选择预处理未结束。判断  $j$  是否等于  $f$ , 若  $j$  不等于  $f$ , 则表示此序号所对应的子模块未发生子模块故障, 令  $in\_1(r)=in(j)$ ,  $r=r+1$ , 同时令  $j=j+1$ ; 若  $j$  等于  $f$ , 则表示此序号所对应的子模块发生了子模块故障, 需要跳过此故障子模块, 直接令  $j=j+1$ , 并继续判断  $j$  是否小于等于  $L$ 。当  $j$  大于  $L$  时, 表示子模块选择预处理过程结束。

在选择运行状态子模块时, 记录其电容电压, 并将电容电压输入控制器。

### 4.2.3 控制信号处理

当桥臂中未发生子模块故障时( $K=0$ ), 由于控制器输出的控制信号为  $N$  维, 为了给冗余子模块赋予控制信号, 需要将控制器输出的  $N$  维控制信号扩展成  $L$  维。扩展规则为: 所选取的处于运行状态的子模块的控制信号为控制器输出的  $N$  维控制信号, 处于冗余状态的子模块的控制信号则为 0。设此时所产生的控制信号数组为  $s\_out$ 。

当桥臂中发生子模块故障时( $K \neq 0$ ), 由于在子模块选择预处理之后的子模块总数为  $L-K$ , 因此在扩维子模块控制信号时, 实际上是在除去故障子模块的基础上进行的。为了使得子模块与控制信号一一对应, 需要对扩维之后的控制信号进一步处理。处理过程如图 4-7 所示:

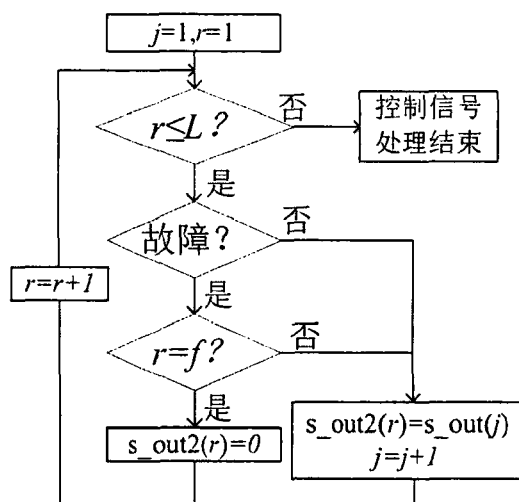


图 4-7 控制信号处理逻辑

其中,  $f$  为故障子模块序号,  $s\_out$  为控制信号处理前的数组,  $s\_out2$  为控制信

号处理后的数组。

由图 4-7 可得，在控制信号处理过程中，当系统中不存在故障子模块时，处理前后控制信号相同；当系统存在故障子模块时，控制信号处理逻辑将故障子模块控制信号赋 0，同时，将  $L-K$  维控制信号扩维为  $L$  维，与总子模块数相对应。

需要注意的是，子模块预处理后的子模块数组  $in\_1$  相当于图 4-5 中子模块选择中的  $in$ ，预处理后要进行了子模块选择，而控制信号处理后的控制信号数组  $s\_out2$  则直接赋给相应子模块。

### 4.3 仿真验证

为了验证以上基于 CPS-SPWM 热冗余策略的正确性，本文分别在 9 电平及 101 电平条件下测试了所提出策略的效果，并分析了时间间隔与仿真步长的影响。

#### 4.3.1 双端 9 电平仿真系统

基于 PSCAD 的双端 9 电平仿真系统如图 4-8 所示，正常运行状态下投入运行的子模块数为 6，冗余子模块数为 2。

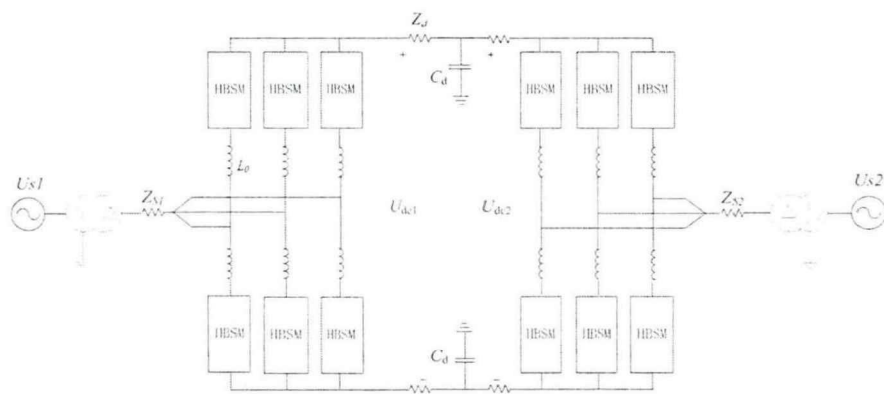


图 4-8 双端 MMC 模型

其中  $Z_s=0.3142+j0.314\Omega$  为交流侧阻抗， $U_s=10\text{kV}$  为交流侧电压源线电压，对地电容  $C_d=24.9\mu\text{F}$ ， $Z_d$  为直流侧阻抗，由  $R_d$  与  $L_d$  组成， $R_d=0.15\Omega$ ， $L_d=0.025\text{H}$ ，桥臂电感  $L_0$  为  $0.04\text{H}$ 。第一端采用  $P\sim Q$  控制，第二端采用  $U_{dc}\sim Q$  控制，控制目标为  $P_1=5\text{MW}$ ， $Q_1=Q_2=2\text{Mvar}$ ， $U_{dc}=17\text{kV}$ 。调制方式采用 CPS-SPWM，且第一端应用所提出热冗余策略，第二端采用常规的控制策略。

设置 3s 时桥臂第 7 个子模块发生电容击穿故障，延迟 0.05s 后，控制保护系统检测到故障并开始动作，故障子模块被切除，投入冗余子模块。

应用传统控制策略仿真结果如图 4-9 所示。

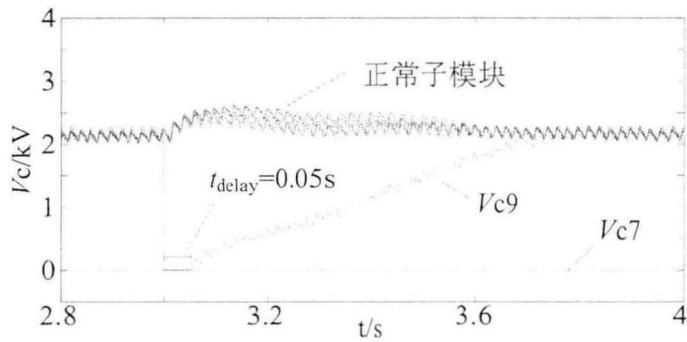


图 4-9 传统 CPS-SPWM 策略电压波形

由图 4-9 可看出，当子模块故障发生后，故障子模块电容电压迅速降为 0。此时桥臂电容电压存在缺失，需要正常运行状态的子模块电容电压予以补充，因此，正常运行子模块的电容电压出现上升。经过一定的延时后(0.05s)，控制保护系统检测到故障，切除故障子模块，投入冗余子模块。由于投入时刻冗余子模块的电容电压为 0，所以正常运行的子模块电容电压仍然呈现上升趋势。当冗余子模块投入运行，随着冗余子模块电容电压的升高，其可以逐渐补充故障子模块所造成的电容电压缺失，正常运行的子模块电容电压呈现下降趋势。

冗余子模块未投入前的电容电压为 0，投入后，由于无附加控制，在常规控制器的作用下，电容电压在未达到额定电压之前，随着电流方向的变化会经历充电和放电的过程，见图 4-9。

在控制器的作用下，最终正常运行的子模块与投入的冗余子模块电容电压都维持在额定值附近，达到稳定状态。由图 4-9 可看出，冗余子模块电容电压从 0 达到额定值需要大约 0.7s。

应用所提出热冗余策略的仿真结果如图 4-10 所示。

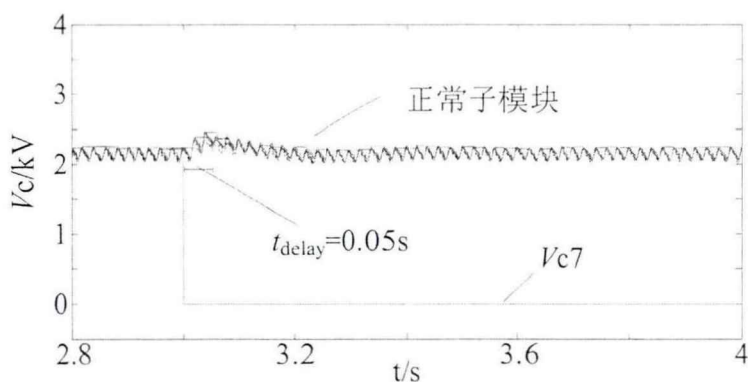


图 4-10 热冗余策略电压波形

由图 4-10 可看出，当系统正常运行时，所有子模块电容电压均维持在额定值，且在恒定值与正常波动状态之间来回切换。这是因为，热冗余控制策略在正常运行状态下会按照一定时间间隔从所有子模块中选择  $N$  个子模块，使其处于正常运行状态，其余处于热冗余状态的子模块电容电压维持在额定值。

当发生子模块故障时，故障子模块电容电压迅速降为 0，非故障子模块电容电压出现升高以补充故障子模块所造成的电容电压缺失。当控制保护系统检测到故障后，子模块选择在剔除故障子模块的基础上进行，正常子模块电容电压在控制器的作用下逐渐恢复稳定状态。由图 4-10 可看出，运用所提出的热冗余控制策略，子模块故障后电容电压恢复稳定的时间仅为 0.2s，远小于传统控制策略。

### 4.3.2 双端 101 电平仿真系统

为了进一步验证所提出的热冗余策略在高电平 MMC 系统中的有效性，本文在 PSCAD/EMTDC 中搭建了 101 ( $N=100$ ) 电平系统，其中冗余子模块个数为 10。控制系统参数如表 4-1 所示。

表 4-1 101 电平模型参数

一次系统参数		控制目标	
$u_{ab}/\text{kV}$	110	P1/MW	100
$Z_s/\Omega$	$0.3142+j0.314$	Q1/Mvar	30
$L_0/\text{H}$	0.04	Udc/kV	200
$C_d/\mu\text{F}$	24.9	Q2/Mvar	10
$R_d/\Omega$	0.15		
$L_d/\text{H}$	0.025		

设置 3s 时发生子模块故障，0.05s 后控制系统检测到故障，仿真结果如图 4-11 所示。

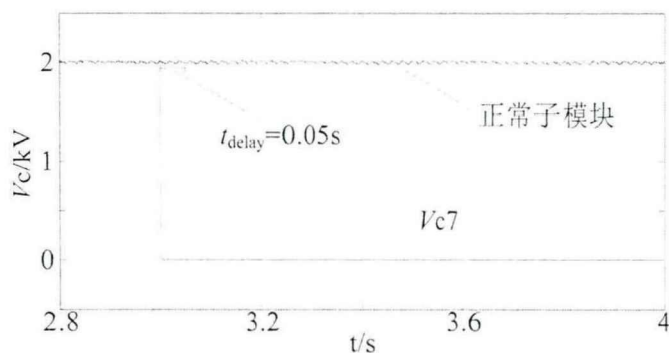


图 4-11 101 电平仿真波形

由图 4-11 可看出，与低电平系统相比，高电平系统子模块故障时，在控制系统检测到故障前，正常子模块电容电压仅有微小上升。这是因为每个子模块的电容电压仅占所有子模块电容电压的 1%。所以，当一个子模块发生故障时，其他子模块电容电压增加总值仅需为所有子模块的电容电压的 1%即可弥补故障子模块的电容电压缺失。

### 4.3.3 时间间隔比的影响

由本章分析可知，热冗余策略是按照一定的时间间隔，不断选择一定数量的子模块，使其投入正常运行。对于控制器来说，发生改变的是输入的电容电压。由于控制器含有大量的PI环节，若输入变化后仍位于其稳定极限内，则经过一定的波动后，系统仍会恢复到稳定状态；反之，系统会失去稳定。

在实际控制系统中，控制器的控制效果与采样频率与控制周期有关。为了分析时间间隔对于仿真结果的影响，本文定义时间间隔比=时间间隔/控制周期。本文设定控制周期为  $50 \mu\text{s}$ ，通过改变时间间隔从而得到不同时间间隔比下的仿真结果。如表 4-2 所示。

表 4-2 不同时间间隔比仿真结果

时间间隔比	电容电压波动	直流侧电压波动	开关次数
20		无法稳定	
120	23.56%	3.54%	368
160	15.54%	2.19%	358
200	1.78%	1.57%	357
400	2.13%	1.72%	332
600	2.83%	1.49%	327
800	2.11%	2.08%	321
无冗余( $\infty$ )	2.81%	1.19%	301

由表 4-2 可以看出，时间间隔比不同会影响系统的稳定性及开关次数。

由表 4-2 中可看出，随着时间间隔比的减小，电容电压与直流侧电压波动幅度增加。当时间间隔比减小至 20 时，系统无法保持稳定运行。随着时间间隔比的减小，在更短的时间内，其处于运行状态的子模块会发生变化，这导致了其 IGBT 开关次数的增大。当时间间隔比增大时，系统开关次数接近于无冗余时的状态，但过大的时间间隔比会降低其冗余策略的效果。应用本策略时，结合采样频率与控制周期，确定合适的时间间隔比至关重要。

### 4.3.4 仿真步长的影响

为了探究所提出热冗余策略在不同仿真步长下的适应性，本文在时间间隔为 0.01s 的条件下，测试了不同仿真步长下的冗余特性，如表 4-3 所示。

表 4-3 仿真步长影响分析

仿真步长(us)	电容电压波动	直流侧电压波动	开关次数
20	2.60%	1.93%	361
50	2.34%	1.86%	357
75	2.36%	1.86%	355
100	3.78%	2.20%	345

由表 4-3 可看出，不同仿真步长对于所提出热冗余策略无明显影响，说明所提出的热冗余策略适应于不同的仿真步长，适应性好。

#### 4.4 本章小结

本章在分析基于 CPS-SPWM 调制冗余问题的基础上，提出了基于 CPS-SPWM 的热冗余策略。该冗余策略在正常运行时，通过将所有子模块都投入运行，使得冗余子模块的电容电压维持在额定值。从而当发生子模块故障时，减小了电容电压恢复稳定的时间，有利于系统稳定性的恢复。通过仿真验证了所提出热冗余策略的有效性与适应性。

## 第 5 章 结论与展望

MMC 是电压源型换流器的一种, 采用模块化拓扑结构, 易拓展。相较于传统电压源型换流器, 由于不需要采用基于 IGBT 直接串联而构成的阀, 触发同步性要求降低。且其具有输出电平数较高, 谐波含量少, 故障处理能力强等优点而得到广泛应用。本文对 MMC 子模块等效模型的建立、等效模型精度问题及冗余策略三个方面进行了研究。得到如下结论:

1、在 MMC 子模块等效模型建立方面, 本文基于 PSCAD/EMTDC 仿真平台, 通过分析 CDSM 与 FBSM 的运行原理, 在每个状态, 通过与 HBSM 等效模型的对比, 得到其相对应的等效模型。同时, 通过引入过渡模型, 解决了 CDSM 与 FBSM 由其他状态跳入闭锁状态所引起的误差。

2、在等效模型仿真精度方面, 本文基于 RTDS 仿真平台, 详细分析了不同大电阻阻值对于 FBSM 闭锁状态等值模型精度的影响。通过数学拟合和仿真验证, 分析了不同条件下, 大电阻阻值的选取对仿真精度的影响, 给出了等值电路大电阻阻值的定量选取原则。有效提高了在 RTDS 中 FBSM 等效模型的精确性, 并为存在类似此大电阻状态的等效模型的精确刻画提供了思路。

3、在冗余策略方面, 本文基于 CPS-SPWM 策略, 通过在一定的时间间隔内, 按照轮换顺序, 选取  $N$  个子模块投入运行, 其余子模块处于冗余状态。使得在一定时间间隔内, 所有子模块均有机会处于正常运行状态, 从而其电容电压能够维持在额定值。解决了传统冗余策略中, 冗余子模块由于长时间不投入运行, 子模块电容电压降为 0 的问题。

本文在子模块等效模型的建立、等效模型精度问题及冗余策略三个方面取得了阶段性成果, 但仍存在不足, 需进一步研究。

1、在对于 CDSM、FBSM 等效模型的建立过程中, 本文所采用的大小电阻等效方法不享有 PSCAD/EMTDC 中的插值算法, 在闭锁状态会存在误差, 可以考虑引入 PSCAD/EMTDC 中的开关函数进行等效。

2、对于基于 RTDS 平台的 FBSM 等效精度问题, 本文仅以 RTDS 中的自带模型为标准, 而无法验证 RTDS 中的自带模型是否正确。

3、对于本文所提出的热冗余策略, 一定程度上解决了基于 CPS-SPWM 的冗余问题, 但增加了控制系统的计算量, 有进一步优化空间。且在一定时间间隔内, 投入运行的子模块的变化对系统稳定性的影响需进一步分析。

## 参考文献

- [1] 张海龙. 中国新能源发展研究[D]. 吉林大学, 2014.
- [2] Kiwila O, Rutherford T F. The cost of reducing CO<sub>2</sub> emissions: Integrating abatement technologies into economic modeling[J]. *Ecological Economics*, 2013, 87(2):62-71.
- [3] 梁旭明, 张平, 常勇. 高压直流输电技术现状及发展前景[J]. *电网技术*, 2012, 36(4):1-9.
- [4] Hammons T J, Woodford D, Loughtan J, et al. Role of HVDC transmission in future energy development[J]. *IEEE Power Engineering Review*, 2002, 20(2):10-25.
- [5] Li-Cheng LI. Development of HVDC Transmission Technology and Its Role in Power Network in China[J]. *Electrical Equipment*, 2004, 5(11):1-3.
- [6] 宋国兵, 高淑萍, 蔡新雷,等. 高压直流输电线路继电保护技术综述[J]. *电力系统自动化*, 2012, 36(22):123-129.
- [7] 文俊, 殷威扬, 温家良,等. 高压直流输电系统换流器技术综述[J]. *南方电网技术*, 2015, 9(2):16-24.
- [8] Joe-Uzuegbu C, Chukwudebe G. High Voltage Direct Current (HVDC) technology: An alternative means of power transmission[C]. *Adaptive Science and Technology. IEEE*, 2011:121-125.
- [9] 马为民, 吴方劫, 杨一鸣,等. 柔性直流输电技术的现状及应用前景分析[J]. *高电压技术*, 2014, 40(8):2429-2439.
- [10] 李庚银, 吕鹏飞, 李广凯,等. 轻型高压直流输电技术的发展与展望[J]. *电力系统自动化*, 2003, 27(4):77-81.
- [11] Lu W, Ooi B T. Multiterminal LVDC system for optimal acquisition of power in wind-farm using induction generators [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2002, 17(4):558-563.
- [12] 胡航海, 李敬如, 杨卫红,等. 柔性直流输电技术的发展与展望[J]. *电力建设*, 2011, 32(5):62-66.
- [13] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34(29):5051-5062.
- [14] 周杨. 基于模块化多电平换流技术的柔性直流输电系统研究[D]. 浙江大学, 2013.

- [15] 季舒平. 上海南汇柔性直流输电示范工程关键技术研究[D]. 上海交通大学, 2013.
- [16] Teeuwsen S P. Modeling the Trans Bay Cable Project as Voltage-Sourced Converter with Modular Multilevel Converter design[C]. Power and Energy Society General Meeting. IEEE, 2011:1-8.
- [17] 于德政. 基于模块化多电平换流器结构的 HVDC Light 系统的研究[D]. 合肥工业大学, 2009.
- [18] Modeer T, Nee H P, Norrga S. Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC applications[C]. European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2011:1-7.
- [19] Li G, Dong Y, Tian J, et al. Factory acceptance test of a five-terminal MMC control and protection system using hardware-in-the-loop method[C]. Power & Energy Society General Meeting. IEEE, 2015:1-5.
- [20] 林周宏. 模块化多电平换流器的建模与控制策略研究[D]. 华北电力大学(北京) 华北电力大学, 2015.
- [21] 王鹏伍, 崔翔. 模块化多电平换流器的时域等效模型及其快速算法[J]. 电网技术, 2013, 37(8):2180-2186.
- [22] Peralta J, Saad H, Dennetiere S, et al. Detailed and Averaged Models for a 401-Level MMC-HVDC System[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3):1501-1508.
- [23] 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.
- [24] 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建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8):1919-1929.
- [25] 洪国巍. 模块化多电平换流器控制策略改进和控制参数优化[D]. 华北电力大学(北京), 2016.
- [26] 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, 2010, 26(1):316-324.
- [27] 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):92-99.
- [28] Marquardt R. Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus applications[C]. Power Electronics Conference (IPEC),2010 International. IEEE, 2010: 502-507.
- [29] Ding G, Tang G, He Z, et al. New technologies of voltage source converter (VSC) for HVDC transmission system based on VSC[C]. Power and Energy Society

- General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the, Century. IEEE Xplore, 2008:1-8.
- [30] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔,等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2):547-552.
- [31] Li B, Xu D, Xu D. Circulating Current Harmonics Suppression for Modular Multilevel Converters Based on Repetitive Control[J]. Journal of Power Electronics, 2014, 14(6):1100-1108.
- [32] 杨晓峰, 郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18):59-65.
- [33] 梁莹玉, 张涛, 刘建政,等. 不平衡电网电压下模块化多电平换流器的环流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(9):120-128.
- [34] Do W S, Kim S H, Kim T J, et al. A study of circulating current in MMC based HVDC system under an unbalanced grid condition[C]. Industrial Electronics Society, IECON 2014 -, Conference of the IEEE. IEEE, 2015:1193-1201.
- [35] 林周宏, 刘崇茹, 李海峰,等. 模块化多电平换流器的子模块电容电压分层均压控制法[J]. 电力系统自动化, 2015(7):175-181.
- [36] Cunico L M, Novaes Y R D, Oliveira S V G. Modeling and voltage method for Modular multilevel converter[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2013:109-116.
- [37] 赵昕, 赵成勇, 李广凯,等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21):48-55.
- [38] Hu P, Jiang D, Zhou Y, et al. Energy-balancing Control Strategy for Modular Multilevel Converters Under Submodule Fault Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9):5021-5030.
- [39] 管敏渊, 徐政. 模块化多电平换流器子模块故障特性和冗余保护[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16):94-98.
- [40] 林周宏, 刘崇茹, 林雪华,等. 基于载波移相调制的模块化多电平换流器冗余保护策略[J]. 电力系统自动化, 2015(20):109-115.
- [41] Liu G, Zhou Y, Xiao H, et al. Optimized modulation method for the modular multilevel converter with redundant sub-modules under arm-asymmetric operating conditions[C]. Power and Energy Society General Meeting. IEEE, 2016:1-5.

## 攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果

### (一) 发表的学术论文:

- [1] 徐东旭, 刘崇茹, 王洁聪,等. 钳位双子模块型 MMC 的电磁暂态等效模型[J]. 电网技术, 2016, 40(10):3176-3183.
- [2] 郭琦, 徐东旭, 林雪华,等. CDSM—MMC 直流侧故障隔离原理及重启动策略[J]. 电网与清洁能源, 2016, 32(8):7-12.
- [3] 刘思源, 徐东旭, 梅念,等. 直流侧故障对模块化多电平换流器的影响研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(10):48-54.
- [4] 徐东旭, 刘崇茹, 郑伟, 等. 一种基于载波移相调制的模块化多电平换流器冗余策略, 现代电力已录用.
- [5] 谢国超, 刘崇茹, 凌博文, 徐东旭, 朱毅. 基于改进 MOPSO 的 MMC-HVDC 控制器 PI 参数分层优化[J].现代电力.(已录用)

### (二) 申请及已获得的专利:

- [1]刘崇茹, 徐东旭, 王嘉钰,等. 钳位双子模块型 MMC 电磁暂态等效方法[P]. 北京: CN105956323A,2016-09-21.
- [2]刘崇茹, 徐东旭, 王宇, 等. 基于载波移相的模块化多电平换流器 MMC 热冗余策略[P]. 北京: CN106452143A,2017-02-22.
- [3]郭琦, 徐东旭, 林雪华,等. 基于分类的模块化多电平换流器电容均压控制方法[P]. 广东: CN105245087A,2016-01-13.
- [4]刘崇茹, 王嘉钰, 徐东旭,等. 一种提高 MMC 高效电磁暂态模型仿真精度的方法 [P]. 北京: CN106055752A,2016-10-26.
- [5]刘崇茹, 王宇, 徐东旭,等. 一种基于现场可编程门阵列的模块化多电平换流器实时仿真建模方法[P]. 北京: CN107168100A,2017-09-15.
- [6]刘崇茹, 谢国超, 徐东旭,等. 一种 MMC#HVDC 系统控制参数优化方法[P]. 北京: CN107168052A,2017-09-15.
- [7]刘崇茹, 谢国超, 徐东旭,等. 一种 MMC#HVDC 系统控制参数分层优化方法[P]. 北京: CN107065570A,2017-08-18.
- [8] 陈东,梅念,李高望,程炜,赵峥,刘思源,魏争,李探,陈钊,祝全乐,谭静,刘崇茹,谢国超,

王宇,徐东旭,王洁聪,凌博文.“一种多端 MMC#HVDC 双极短路故障电流计算方法”.  
申请号:CN201710287491.6,公开号:CN107069795A,申请日:2017.04.27.

## 攻读硕士学位期间参加的科研工作

- [1] 国网经济技术研究院科技项目“基于 CDSM-MMC 的柔性直流输电线路故障仿真研究”，2015.09-2016.07，主要负责人。
- [2] 南方科研院科技项目“含精确柔性直流模型的大电网实时仿真模型开发”2016.09-2017.04，主要参与人。
- [3] 国网浙江省电力公司项目“多端柔性直流输电故障分析及保护控制研究”2016.10-2017.01，一般参与人。

## 致 谢

三年研究生时光一晃而过，念及过往，感触良多。

首先感谢华电，巍巍学府，电力之光。电力黄埔像一位充满智慧的安详长者，以其宽厚、博学陪伴我生命中的七年光阴，毫无保留的教会我专业知识，伴我成长。

其次衷心感谢刘崇茹教授的敦敦教诲。刘老师不仅在学术上治学严谨，研究视角独到，而且对待学生更是扶持提携，悉心指导。不仅让我掌握了知识，分析问题的方法，更是让我收获了严谨求实的工作态度，是我一生学习的榜样。

同时感谢课题组的兄弟姐妹们，你们让我在学习科研中感受到温暖、快乐与感动。感谢李海峰师兄与王嘉钰师姐对我科研上的指导和生活上的帮助；感谢课题组的师弟师妹们，非常有幸能够与你们一同前行；感谢同届同门胡海洋、徐伟、王宇、王洁聪，感谢你们一直以来对我的照顾，光阴易逝，友谊永存。

感谢身边支持我、帮助我的家人与朋友，是你们给了我不断前进的力量与勇气。愿你们身体安康，事业有成！