

# 团 体 标 准

T/CES XXX-XXXX

## 柔性直流输电换流站模块化多电平换流器 子模块状态评估方法

**Condition assessment method for sub-modules of modular multilevel  
converter used in high voltage direct current (MMC-HVDC)  
transmission converter station**  
(征求意见稿)

XXXX-XX-XX 发布

XXXX-XX-XX 实施

中国电工技术学会发布

## 目 次

1 范围.....	1
2 规范性引用文件.....	1
3 术语和定义.....	1
4 子模块 IGBT 状态评估.....	3
4.1 离线评估方法.....	3
4.2 在线评估方法.....	3
5 子模块电容器状态评估.....	3
5.1 离线评估方法.....	3
5.2 在线评估方法.....	4
6 子模状态评估.....	4
6.1 子模块状态评估方法 .....	4
6.2 状态分级标准.....	4
6.3 处置建议.....	4
附录 A (资料性) .....	5
附录 B (资料性) .....	5
附录 C (资料性) .....	11
附录 D (资料性) .....	12

## 前　　言

本文件按照 GB/T 1.1—2020《标准化工作导则第 1 部分：标准化文件的结构和起草规则》给出的规则起草。

请注意本文件的某些内容可能涉及专利，本文件的发布机构不承担识别这些专利的责任。

本文件由中国电工技术学会提出。

本文件起草单位：由西安交通大学、南方电网电力科技股份有限公司、西安西电电力系统有限公司、无锡赛晶电力电容器有限公司、国网智能电网研究院有限公司、南方电网科学研究院有限责任公司、中电普瑞电力工程有限公司、国网北京电力公司、国网江苏省电力公司、国网山西省电力公司电力科学研究院、特变电工新疆新能源股份有限公司、国网福建省电力有限公司超高压分公司等单位共同负责起草。

本文件主要起草人：祝令瑜、占草、张健、涂小刚、雷乔舒、邢照亮、陈德兴、谢文杰、崔焘、刘涛、左强林、王伟丞、郑琳子、刘俊杰、姜鹏、梁基重、王颂、李香龙、吴鹏、盛俊毅等。

本文件为首次发布。

## 1 范围

本文件规定了柔性直流输电换流站模块化多电平换流器子模块绝缘栅双极晶体管IGBT与直流支撑电容器的状态评估方法。

本文件适用基于半桥子模块、全桥子模块构成的模块化多电平换流器（MMC），其它柔性直流输电换流器子模块拓扑结构的子模块状态评估也可参考使用。子模块主要器件由IGBT和自愈式金属化电介质电容器组成，其他类型器件的状态量获取方法可参考本文件。

## 2 规范性引用文件

下列文件对于本文件的应用是必不可少的。凡是注日期的引用文件，仅注日期的版本适用于本文件。凡是不注日期的引用文件，其最新版本（包括所有的修改单）适用于本文件。

GB/T 11204.1 标称电压1000V以上交流电力系统用并联电容器第1部分：总则

GB/T 17702 电力电子电容器

GB/T 29332 半导体器件分立器件第9部分：绝缘栅双极晶体管(IGBT)

GB/T 34118 高压直流系统用电压源换流器术语

GB/T 35702.1 高压直流系统用电压源换流器阀损耗第1部分：一般要求

GB/T 35702.2 高压直流系统用电压源换流器阀损耗第2部分：模块化多电平换流器

GB/T 37008 柔性直流输电用电抗器技术规范

GB/T 37010 柔性直流输电换流阀技术规范

IEC 60749-34 半导体器件 机械和环境试验方法 第34部分：功率循环（Semiconductor devices- Mechanical and climatic test methods – Part 32:Power cycling）

IEC 62747 高压直流(HVDC)系统电压源变流器(VSC)术语（Terminology for voltage-sourced converters(VSC) for high-voltage direct current (HVDC)systems）

IEC 62751-2 高压直流(HVDC)系统电压源转换器(VSC)的功率损耗 第2部分:模块化多电平转换器（Power losses in voltage sourced converters(VSC) for high-voltage direct current (HVDC) systems Part2: Modular multilevel converters）

QC/T 1136 电动汽车用绝缘栅双极晶体管（IGBT）模块环境试验要求及试验方法

DL/T 1833 柔性直流输电换流阀检修流程

## 3 术语和定义

GB/T 17702、GB/T 29332、GB/T 34118、GB/T 37008、DL/T 1833 下列术语和定义适用于本文件。

### 3.1

**集射极导通压降 collector-emitter on-state voltage;  $V_{CE-on}$**

IGBT运行导通过程中集电极和发射极之间的直流电压。

### 3.2

**结温 junction temperature;  $T_j$**

描述功率器件运行过程中的虚拟结点温度。

### 3.3

**热阻 thermal resistance;  $R_{th}$**

IGBT热阻分为结-壳热阻 $R_{th(j-c)}$ 和结-环境热阻 $R_{th(j-a)}$ 。

3.4

**热阻抗 thermal impedance;  $Z_{th}$**

IGBT热阻分为结-壳热阻抗 $Z_{th(j-c)}$ 和结-环境热阻抗 $Z_{th(j-a)}$ 。

3.5

**自愈式金属化电介质电容器 self-heating metallized dielectric capacitor**

其至少一个电极是由粘附在电介质的金属组成的电容器。

注：在电介质被局部击穿的情况下，电容器的电气属性能够快速且基本上自行恢复。本质上由电容表征其特性的具有两个端子的设备。

[GB/T 17702-2021 电力电子电容器，术语和定义3.8]

3.6

**电容器的等效串联电阻 equivalent series resistance of a capacitor;  $R_{esr}$**

一个有效电阻，当串联连接于一个理想电容器、其电容值与所探讨的电容器的电容值相等时，在规定运行条件下，其产生的损耗功率与电容器消耗的有功功率相等。

[GB/T 17702-2021 电力电子电容器，术语和定义3.39]

3.7

**子模块电压 voltage of a submodule;  $v_{sm}$**

子模块测试端子间的电压。

3.8

**桥臂电流 current of a bridge arm;  $i_b$**

流经换流器桥臂的电流。

3.9

**基准值 reference value**

器件的额定参数或厂家型式试验、例行试验得出的参考值。可以由厂家提供或由使用方根据运行经验与厂家共同制定。

3.10

**老化偏差 difference relative to reference value due to deterioration**

设备特征参量的测量值或计算值与基准值的差值。

3.11

**老化临界偏差 critical difference relative to reference value due to deterioration**

设备特征参量在寿命范围内测量值与基准值允许的最大差值

3.12

**栅极漏电流比值 ratio of gate leakage ;  $\sigma_{IGES}$**

IGBT栅极漏电流与IGBT栅极漏电流基准值之间的比值。

## 4 子模块 IGBT 状态评估

### 4.1 离线评估方法

#### 4.1.1 集射极导通压降 $V_{CE-on}$

在指定结温和电流下测量集射极导通压降  $V_{CE-on}$ ，或在其他条件下测量集射极导通压降  $V_{CE-on}$  归算至指定结温和电流下。

测量方法参照 GB/T 29332-2012 中 6.3。

集射极导通压降  $V_{CE-on}$  的基准值  $V_{CE-on,ref}$  和老化临界偏差  $\Delta V_{CE-on,ref}$  由厂家提供或由使用方根据运行经验与厂家共同制定。

测量方法参照 GB/T 29332-2012 中 6.3。

#### 4.1.2 棚极漏电流 $I_{GES}$

棚极漏电流  $I_{GES}$  的基准值  $I_{GES,ref}$  由厂家提供或由使用方根据运行经验与厂家共同制定。

测量方法参照 GB/T 29332-2012 中 6.3.5。

#### 4.1.3 开通时间 $t_{on}$

测量方法参照 GB/T 29332-2012 中 6.3.11。

开通时间的基准值  $t_{on,ref}$  和老化临界偏差  $\Delta t_{on,ref}$  由厂家提供或由使用方根据运行经验与厂家共同制定。

#### 4.1.4 结-壳热阻 $R_{th(j-c)}$

测量方法参照 GB/T 29332-2012 中 6.3.13。

结-壳热阻基准值  $R_{th(j-c),ref}$  和老化临界偏差  $\Delta R_{th(j-c),ref}$  由厂家提供或由使用方根据运行经验与厂家共同制定。

## 4.2 在线评估方法

将归算到指定结温和电流下的子模块 IGBT 集射极导通压降  $V_{CE-on}$  作为其状态判断参量。利用桥臂电压（不含桥臂电抗器电压）、桥臂电流及子模块电压计算获得各子模块 IGBT 的集射极导通压降。计算方法参见附录 A。

指定结温建议采用 125℃，指定电流建议采用 IGBT 额定电流。指定结温及电流也可由厂家及使用方协商确定。

用于计算子模块 IGBT 集射极导通压降的桥臂电压（不含桥臂电抗器电压）、桥臂电流及子模块电压测量准确度应不低于 0.5 级。桥臂电压（不含桥臂电抗器电压）、桥臂电流及子模块电压信号通常来自换流器控制系统采集，可根据需要额外增加必要的电压、电流监测点，增加的监测点测量准确度应同样满足不低于 0.5 级的要求。用于计算的各测量量需对应在同一时刻，采样频率不低于控制保护系统的最低采样频率。

单次计算的集射极导通压降受测量不确定性的影响较大，不能直接用于子模块 IGBT 状态评价，应进行时间不低于一分钟的连续采样。评估过程中应多次连续计算，将计算结果进行滤波处理，直至获得稳定的滤波结果。

子模块 IGBT 结温可由热模型计算或温敏电参数测量获得。

## 5 子模块直流支撑电容器状态评价

### 5.1 离线评估方法

电容器的离线评估方法的参量是电容器的电容  $C$  和等效串联电阻  $R_{esr}$ ，测量方法参考 GB/T 17702-2021 中 5.3。应在制造商指定的电压、频率和温度条件下测量电容  $C$  和等效串联电阻  $R_{esr}$ 。

## 5.2 在线评估方法

电容器的在线评估方法的参量是电容器的电容  $C$ ，利用子模块投入桥臂时的子模块电压  $v_{sm}$  和桥臂电流  $i_b$  进行计算。计算方法可参考附录 B 电容计算方法。

电压电流的测量准确度对评估结果有很大影响，用于计算电容  $C$  的子模块电压和桥臂电流的测量准确度均应不低于 0.5 级，数据采样时间不低于 1 分钟。评估过程中应进行多次连续计算，将计算结果进行滤波处理，直至获得稳定的滤波结果。

## 6 子模块状态评估

### 6.1 子模块状态评估方法

在换流阀正常运行时应进行子模块 IGBT 和子模块直流支撑电容器的在线状态评估。当开展 A、B、C 级检修时应开展离线状态评估。

具体检修周期、抽样方法等参照 DL/T 1833-2018。

### 6.2 状态分级标准

子模块状态评估方法采取越限检查的方法。状态参量通过子模块器件的离线评估方法和在线评估方法取得。推荐的状态分级标准参见表 1。

表 1 子模块健康状态评估表

状态参量	老化表征	状态分级	参考老化原因
集射极导通压降 $V_{CE-on}$	$1/3\Delta V_{CE-on,ref} < \Delta V_{CE-on} < \Delta V_{CE-on,ref}$	注意	微动磨损、栅氧化层失效
	$\Delta V_{CE-on} > \Delta V_{CE-on,ref}$	严重	
栅极漏电流比值 $\sigma_{IGES}$	$100 < \sigma_{IGES} < 1000$	注意	栅氧化层失效
	$\sigma_{IGES} > 1000$	严重	
开通时间 $t_{on}$	$1/3\Delta t_{on,ref} < \Delta t_{on} < \Delta t_{on,ref}$	注意	栅氧化层失效
	$\Delta t_{on} > \Delta t_{on,ref}$	严重	
结壳热阻 $R_{th(j-c)}$	$\Delta R_{th(j-c)} > \Delta R_{th(j-c),ref}$	严重	热老化
电容量 $C$	$\Delta C$ 大于 5%	严重	电容器失效
串联等效电阻 $R_{esr}$	$\Delta R_{esr}$ 大于 30%	严重	电容器失效

### 6.3 处置建议

状态评估结果出现注意或严重状态时应提示报警。

提示报警子模块数量大于总子模块数的 1% 且小于 3% 时应加强换流阀监视，并在离线评估时增加抽样比例。

提示报警子模块数量大于总子模块数的 3% 时应适时安排检修。

离线评估结果为严重状态时建议更换相应组件。

## 附录 A

## (资料性附录)

## 柔性直流输电换流站模块化多电平换流器子模块拓扑结构

柔性直流输电换流站模块化多电平换流器子模块分为半桥子模块和全桥子模块两种, 其拓扑结构及子模块电压与电流的正方向定义如图 A.1 所示。

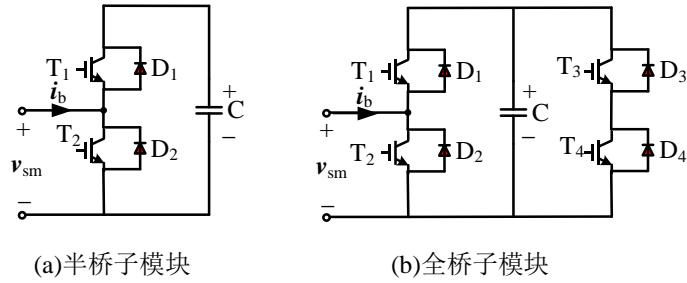


图 A.1 子模块电路拓扑及子模块电压与电流的正方向定义

## 附录 B

## (资料性附录)

## MMC 半桥子模块 IGBT 集射极导通压降在线自感知方法

## B.1 概述

基于基尔霍夫电压定律和 MMC 子模块的不同开关运行状态, 搭建每个桥臂的导通电阻的矩阵方程。分析方程组系数矩阵的秩, 然后提出二极管导通电阻相等的假设, 减少未知量个数, 并减小矩阵方程的维度以使其可解决。本文件使用一个由  $N$  个半桥子模块组成的 MMC 桥臂来说明计算方法。

## B.2 电压平衡方程

由 MMC 运行特性可知, 一个由  $N$  个半桥子模块组成的 MMC 桥臂, 有  $2^N$  种开关状态, 考虑不同的桥臂电流方向, 则有  $2 \times 2^N$  种运行状态。对于不同的桥臂电流方向, 方程具有不同的形式。考虑桥臂电流的正方向, 基于基尔霍夫电压定律的桥臂电压平衡方程表示为:

$$\begin{aligned} v_b = & S_1 \cdot (V_{F,1} + V_{C,1}) + S_2 \cdot (V_{CE,2}) \\ & + S_3 \cdot (V_{F,3} + V_{C,2}) + S_4 \cdot (V_{CE,4}) + \dots \\ & + S_{2N-1} \cdot (V_{F,2N-1} + V_{C,N}) + S_{2N} \cdot (V_{CE,2N}) \end{aligned} \quad (1)$$

式中  $S$  是逻辑控制信号。信号  $S_{2j-1}$  和  $S_{2j}$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) 是互补的关系。

## B.3 导通电阻矩阵方程

IGBT 集射极导通压降是集电极电流  $I_C$  的函数, 在式 (1) 中剥离  $I_C$  对  $V_{CE}$  的影响:

$$\begin{aligned}
v_b = & S_1 \cdot (i_b \cdot R_{F,1} + V_{F0,1} + V_{C,1}) + S_2 \cdot (i_b \cdot R_{CE,2} + V_{CE0,2}) \\
& + S_3 \cdot (i_b \cdot R_{F,3} + V_{F0,3} + V_{C,2}) + S_4 \cdot (i_b \cdot R_{CE,4} + V_{CE0,4}) \\
& + \dots \\
& + S_{2N-1} \cdot (i_b \cdot R_{F,2N-1} + V_{F0,2N-1} + V_{C,N}) + S_{2N} \cdot (i_b \cdot R_{CE,2N} + V_{CE0,2N}) \quad (2)
\end{aligned}$$

式中  $i_b$  是桥臂电流，同时也是流过导通的 IGBT 和二极管的电流。

定义描述开关状态的行向量：

$$\mathbf{S} = [S_1 \ S_2 \ \dots \ S_{2N-1} \ S_{2N}] \quad (3)$$

定义描述正桥臂电流方向下 IGBT 导通电阻和二极管正向电阻的列向量：

$$\mathbf{R}_p = \begin{bmatrix} R_{F,1} \\ R_{CE,2} \\ \vdots \\ R_{F,2N-1} \\ R_{CE,2N} \end{bmatrix} \quad (4)$$

公式 (4) 中定义的列向量包含  $N$  个 IGBT 导通电阻和  $N$  个二极管正向电阻，该列向量包含元素为矩阵方程的待求未知量。

定义描述桥臂内  $N$  个子模块电容器电压的列向量：

$$\mathbf{V}_C = \begin{bmatrix} V_{C,1} \\ 0 \\ V_{C,2} \\ 0 \\ \vdots \\ V_{C,N} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

定义描述正桥臂电流方向下的 IGBT 和二极管初始电压的列向量：

$$\mathbf{V}_{0p} = \begin{bmatrix} V_{F0,1} \\ V_{CE0,2} \\ \vdots \\ V_{F0,2N-1} \\ V_{CE0,2N} \end{bmatrix} \quad (6)$$

因此，公式 (2) 可以用式 (3) (4) (5) (6) 中定义的矩阵来描述，表示为矩阵方程：

$$v_b = i_b \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{R}_p + \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_{0p} + \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_C \quad (7)$$

#### B.4 电阻方程的结温修正

式 (4) 和 (6) 中定义的矩阵所包含的元素  $R_{CE,2j}$ ,  $R_{F,2j-1}$ ,  $V_{CE0,2j}$  和  $V_{F0,2j-1}$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) 是结温的函数。因此，这些元素需要使用器件结温进行修正。定义 IGBT 的结温为  $T_{CE}$ ，二极管的结温为  $T_F$ 。

矩阵  $\mathbf{R}_p$  中的元素  $R_{CE,2j}$ ,  $R_{F,2j-1}$  分别使用式 (8) 和 (9) 替代为  $R_{CE,2j,125}$ ,  $R_{F,2j-1,125}$  分别为 125°C 条件下的 IGBT 导通电阻和二极管正向电阻。

$$R_{\text{CE},2j} = R_{\text{CE},2j,125} + (T_{\text{CE},2j} - 125) \cdot k_{\text{CE}} = R_{\text{CE},2j,125} + R_{\text{T},2j} \quad (8)$$

$$R_{\text{F},2j-1} = R_{\text{F},2j-1,125} + (T_{\text{F},2j-1} - 125) \cdot k_{\text{F}} = R_{\text{F},2j-1,125} + R_{\text{T},2j-1} \quad (9)$$

式中  $R_{\text{T},2j} = (T_{\text{CE},2j} - 125) \cdot k_{\text{CE}}$ ,  $R_{\text{T},2j-1} = (T_{\text{F},2j-1} - 125) \cdot k_{\text{F}}$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$ 。

式 (7) 中的矩阵  $\mathbf{R}_p$  可被矩阵  $\mathbf{R}_{p125} + \mathbf{R}_{Tp}$  所替代, 其中:

$$\mathbf{R}_{p125} = \begin{bmatrix} R_{\text{F},1,125} \\ R_{\text{CE},2,125} \\ \vdots \\ R_{\text{F},2N-1,125} \\ R_{\text{CE},2N,125} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{R}_{Tp} = \begin{bmatrix} R_{\text{T},1} \\ R_{\text{T},2} \\ \vdots \\ R_{\text{T},2N-1} \\ R_{\text{T},2N} \end{bmatrix} \quad (11)$$

同时, 包含元素  $V_{\text{CE}0,2j}$  和  $V_{\text{F}0,2j-1}$  的矩阵  $\mathbf{V}_{0p}$  也被修正为:

$$\mathbf{V}_{0p} = \begin{bmatrix} V_{\text{F}0,1}(T_{j,1}) \\ V_{\text{CE}0,2}(T_{j,2}) \\ \vdots \\ V_{\text{F}0,2N-1}(T_{j,2N-1}) \\ V_{\text{CE}0,2N}(T_{j,2N}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

器件结温对导通电阻的影响被纳入电阻的计算过程中, 矩阵方程 (7) 被修正为:

$$v_b = i_b \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{R}_{p125} + \mathbf{R}_{Tp}) + \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_{0p} + \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_C \quad (13)$$

在式 (13) 中,  $\mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_{0p}$ 、 $\mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_C$  可被定义为

$$V_{0Sp} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_{0p} \quad (14)$$

$$V_{CS} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_C \quad (15)$$

即

$$v_b = i_b \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{R}_{p125} + \mathbf{R}_{Tp}) + V_{0Sp} + V_{CS} \quad (16)$$

## B.5 导通电阻矩阵方程组

一个含有  $N$  个子模块的 MMC 桥臂有  $2^N$  种不同的开关状态, 而每种开关状态都对应一个如式 (3) 定义的行向量  $\mathbf{S}$ , 因此也同时对应一个如式 (16) 所描述的矩阵方程。所以, 在正桥臂电流方向下, 共有  $2^N$  种不同的矩阵方程。

$2^N$  种开关状态对应  $2^N$  个行向量  $\mathbf{S}$ , 表示为  $\mathbf{S}_j$  ( $j = 1, 2, \dots, 2^N$ )。 $2^N$  个行向量  $\mathbf{S}$  可以集成一个矩阵, 表示为:

$$\mathbf{S}_t = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 \\ \mathbf{S}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{2^N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{2,1} & \cdots & S_{2N,1} \\ S_{1,2} & S_{2,2} & \cdots & S_{2N,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{1,2^N} & S_{2,2^N} & \cdots & S_{2N,2^N} \end{bmatrix} \quad (17)$$

进而, 定义矩阵  $\mathbf{S}_I$  为:

$$\mathbf{S}_I = \begin{bmatrix} i_{b,1} \cdot \mathbf{S}_1 \\ i_{b,2} \cdot \mathbf{S}_2 \\ \vdots \\ i_{b,2^N} \cdot \mathbf{S}_{2^N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{b,1} \cdot S_{1,1} & i_{b,1} \cdot S_{2,1} & \cdots & i_{b,1} \cdot S_{2N,1} \\ i_{b,2} \cdot S_{1,2} & i_{b,2} \cdot S_{2,2} & \cdots & i_{b,2} \cdot S_{2N,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ i_{b,2^N} \cdot S_{1,2^N} & i_{b,2^N} \cdot S_{2,2^N} & \cdots & i_{b,2^N} \cdot S_{2N,2^N} \end{bmatrix} \quad (18)$$

然后, 包含  $2^N$  个矩阵方程的矩阵方程组可以描述为:

$$\mathbf{V}_b = \mathbf{S}_I (\mathbf{R}_{p125} + \mathbf{R}_{Tp}) + \mathbf{V}_{0Sp} + \mathbf{V}_{Cs} \quad (19)$$

式中

$$\mathbf{V}_b = \begin{bmatrix} v_{b,1} \\ v_{b,2} \\ \vdots \\ v_{b,2^N} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{V}_{Cs} = \begin{bmatrix} V_{Cs,1} \\ V_{Cs,2} \\ \vdots \\ V_{Cs,2^N} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{V}_{0Sp} = \begin{bmatrix} V_{0Sp,1} \\ V_{0Sp,2} \\ \vdots \\ V_{0Sp,2^N} \end{bmatrix} \quad (22)$$

与上述正桥臂电流方向下所建立的矩阵方程组相似, 在负桥臂电流方向下, 有另外的  $2^N$  个不同的矩阵方程组成的矩阵方程组:

$$\mathbf{V}_b = \mathbf{V}_{Cs} - \mathbf{S}_I (\mathbf{R}_{n125} + \mathbf{R}_{Tn}) - \mathbf{V}_{0Sn} \quad (23)$$

其中, 矩阵  $\mathbf{S}_I$ ,  $\mathbf{V}_b$  和  $\mathbf{V}_{Cs}$  分别与式 (18) (20) 和 (21) 定义的矩阵相同, 其他矩阵的定义如式 (26) (27) 和 (28) 所述。

与式 (14) (14) 相似,  $\mathbf{V}_{0Sn,j}$  ( $j = 1, 2, \dots, 2^N$ ) 定义为:

$$\mathbf{V}_{0Sn,j} = \mathbf{S}_j \cdot \mathbf{V}_{0n,j} \quad (j = 1, 2, \dots, 2^N) \quad (24)$$

式中

$$\mathbf{V}_{0n} = \begin{bmatrix} V_{CE0,1}(T_{j,1}) \\ V_{F0,2}(T_{j,2}) \\ \vdots \\ V_{CE0,2N-1}(T_{j,2N-1}) \\ V_{F0,2N}(T_{j,2N}) \end{bmatrix} \quad (25)$$

因此,  $\mathbf{V}_{0Sn}$  定义为:

$$\mathbf{V}_{0\text{Sn}} = \begin{bmatrix} V_{0\text{Sn},1} \\ V_{0\text{Sn},2} \\ \vdots \\ V_{0\text{Sn},2^N} \end{bmatrix} \quad (26)$$

矩阵  $\mathbf{R}_{\text{n125}}$  和  $\mathbf{R}_{\text{Tn}}$  定义为：

$$\mathbf{R}_{\text{n125}} = \begin{bmatrix} R_{\text{CE},1,125} \\ R_{\text{F},2,125} \\ \vdots \\ R_{\text{CE},2N-1,125} \\ R_{\text{F},2N,125} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\mathbf{R}_{\text{Tn}} = \begin{bmatrix} R_{\text{T},1} \\ R_{\text{T},2} \\ \vdots \\ R_{\text{T},2N-1} \\ R_{\text{T},2N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (T_{\text{CE},1} - 125) \cdot k_{\text{CE}} \\ (T_{\text{F},2} - 125) \cdot k_{\text{F}} \\ \vdots \\ (T_{\text{CE},2N-1} - 125) \cdot k_{\text{CE}} \\ (T_{\text{F},2N} - 125) \cdot k_{\text{F}} \end{bmatrix} \quad (28)$$

综上所述，正桥臂电流方向下建立的矩阵方程组描述为式 (19)，负桥臂电流方向下建立的矩阵方程组描述为式 (23)。

## B.6 导通电阻矩阵方程组降维处理

### B.6.1 等 $\mathbf{R}_F$ 假设

为了降低矩阵的维度，使所建立的矩阵方程组 (19) (23) 可解，假设所有二极管的正向电阻相等，描述为：

$$R_{\text{F},j,125} = R_{\text{F},125} \quad j = 1, 2, \dots, 2N \quad (29)$$

随着老化，二极管的导通电阻的增大比 IGBT 慢得多，故与 IGBT 相比，二极管的正向电阻变化差异较小，二极管的正向电阻的分散很小并且可以忽略不计。

因此，矩阵方程组 (19) 和 (23) 中的待求未知量均减少为  $N+1$ ，等于系数矩阵的秩，方程组可解。

### B.6.2 系数矩阵秩判断

式 (17) 中给出的矩阵  $\mathbf{S}_t$  由  $2^N$  行组成，但其秩仅为  $N+1$ 。实际上， $N+1$  个不同的开关状态足以产生具有秩为  $N+1$  的矩阵  $\mathbf{S}_t$ 。因此，为了简化计算，采用  $N+1$  个方程构建矩阵  $\mathbf{S}_t$ ，即：

$$\mathbf{S}_t = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 \\ \mathbf{S}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{N+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1,2N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2,2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ S_{N+1,1} & S_{N+1,2} & \cdots & S_{N+1,2N} \end{bmatrix} \quad (30)$$

简化的矩阵  $\mathbf{S}_t$  包含  $N+1$  行，代表着  $N+1$  种不同的开关状态。取决于从  $2^N$  个不同的开关状态中所选取的  $N+1$  个开关状态，简化的矩阵  $\mathbf{S}_t$  的秩小于等于  $N+1$ 。为了保证方程组可解，增加一个矩阵  $\mathbf{S}_t$  的秩的判断过程。在 MMC 运行过程中，当控制系统控制桥臂中所有的 IGBT 产生一种新的开关状态时，则会产生相应的描述开关状态的矩阵  $\mathbf{S}_t$ ，只有当矩阵  $\mathbf{S}_t$  的秩等于  $N+1$  时，才求解所建的矩阵方程组。

当矩阵  $S_t$  的秩等于  $N+1$  时, 矩阵方程组的系数矩阵  $S_I$  的秩也等于  $N+1$ , 同时等于矩阵方程组中待求未知量的个数。因此, 通过计算  $N+1$  维的矩阵方程组 (31) 和 (32), 可以获得 125°C 条件下所有的 IGBT 的导通电阻。

$$R_{p125} = S_I^{-1} \cdot (V_b - V_{0Sp} - V_{CS}) - R_{Tp} \quad (31)$$

$$R_{n125} = S_I^{-1} \cdot (V_{CS} - V_b - V_{0Sn}) - R_{Tn} \quad (32)$$

附录 C  
(资料性附录)  
子模块电容器电容在线评估方法

电容器等效模型如图 B.1 所示。

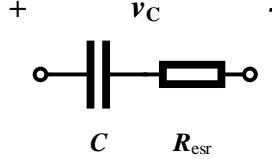


图 B.1 电容器等效模型

构建电压平衡方程：

$$v_C(t) = v_{C0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + i_c(t) \cdot R_{esr} \quad (33)$$

结合 MMC 运行特性， $v_C$ 、 $i_c$  可以用子模块电压  $v_{sm}$ 、桥臂电流  $i_b$  及开关状态  $S$  表示

$$v_C = v_{sm} \quad (34)$$

$$i_c = i_b \cdot S \quad (35)$$

$$v_{sm}(t) = v_{sm0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_b(t) \cdot S(t) \cdot dt + i_b(t) \cdot S(t) \cdot R_{esr} \quad (36)$$

式中， $S$  取值为 0 或 1，当  $S=0$  时，表示子模块切除，当  $S=1$  时，表示子模块投入。

当  $S=1$  时，取  $t$ 、 $t-1$  时刻值相减并对方程进行离散化处理：

$$v_{sm}(t) - v_{sm}(t-1) = \frac{1}{C} \cdot \frac{i_b(t) + i_b(t-1)}{2} \cdot \Delta t + [i_b(t) - i_b(t-1)] \cdot R_{esr} \quad (37)$$

取  $t_i$ 、 $t_j$  时刻值构建方程组，解方程组可得到电容器的电容值  $C$  和等效串联电阻  $R_{esr}$ 。

$$\begin{bmatrix} I_{pi} \cdot \Delta t & I_{qi} \\ I_{pj} \cdot \Delta t & I_{qj} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ R_{esr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta v_{smi} \\ \Delta v_{smj} \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$I_{pi} = \frac{i_b(t_i) + i_b(t_i-1)}{2} \quad (39)$$

$$I_{qi} = i_b(t_i) - i_b(t_i-1) \quad (40)$$

$$\Delta v_{smi} = v_{sm}(t_i) - v_{sm}(t_i-1) \quad (41)$$

$\Delta t$  为测量系统的测量周期； $v_{sm}(t-1)$ ， $i_b(t-1)$  为上一时刻的电压电流记录值； $v_{sm}(t)$ ， $i_b(t)$  为此时刻的电压电流测量值。

## 附录 D

### (资料性附录)

#### 模块化多电平换流器子模块关键组件状态劣化机理及劣化特性

##### D.1 压接型 IGBT

压接型 IGBT 的损耗失效机理主要在于微动磨损，由微动磨损引起的表面磨损、表面氧化以及疲劳裂纹是压接型 IGBT 状态劣化的根本原因，这三种形式的综合作用导致了 IGBT 集射极导通压降以及热阻的升高。

###### D.1.1 微动磨损

铜、钼、芯片材料的热膨胀系数有所不同，在交变的循环热应力作用下，这些材料会受到很大的热膨胀应力，从而形成切向的剪切应力，作用于芯片及其他层式结构上，造成接触表面之间的微动。压接型 IGBT 的微动磨损分为区域整体磨损与划痕两种形式，微动磨损造成的芯片表面磨损会导致芯片发射极表面粗糙度增加，且局部磨损区域的粗糙度大于有刮痕的区域。

###### D.1.2 棚极氧化层失效

棚极氧化层裂纹的出现和发展是棚极失效的主要形式，也是导通压降升高的重要原因，可以通过监测棚极漏电流和开通时间判断棚极状态。

##### D.2 焊接型 IGBT

###### D.2.1 键合线剥离失效

键合失效主要是由键合线与芯片连接界面处的裂纹生长引起的。运行过程中 IGBT 内部温度的波动以及 Si 和 Al 的热膨胀系数 (CTE) 不同，造成两种材料在材料界面处引起应力，产生的应力取决于温度波动幅度和 CTE 差异。IGBT 运行期间持续的温度变化，产生应力循环，驱动裂纹的产生和加深。

###### D.2.2 焊料层疲劳失效

焊接型 IGBT 的另一主要失效模式是器件芯片和衬底之间或者衬底和基板之间的焊接层疲劳和开裂。焊接层的老化与初始焊料微观结构、基底金属化和金属间化合物有关。这种机制的产生是因为硅片和铜基片具有不同的 CTE，在焊料层中产生剪切应力并最终形成裂缝。这些裂缝减少了热量从芯片到外部传导的有效面积。因此，模块内部的平均温度越来越高，并且老化会随着裂缝生长、空隙扩大而加速。由于芯片焊料层的热阻增加而造成的严重局部发热可能会损坏芯片。

##### D.3 子模块直流支撑电容器

子模块直流支撑电容器通常采用自愈式金属化电介质电容器，其主要劣化形式为自愈、电化学腐蚀和局部放电。

###### D.3.1 自愈

运行寿命内，金属化薄膜上的杂质缺陷等“电弱点”会引发电容器自愈，引起金属层蒸发电离，在金属层上形成空腔，造成电容量的微小损失，随着自愈的累积，电容损失将达到一定的阈值，影响电容器的正常工作。

### D.3.2 电化学腐蚀

电化学腐蚀是指金属表面与离子导电的介质（电解质）发生电化学反应而引起的破坏。在电容器两层膜之间，由于真空浸渍不到位、卷绕不够紧密或封装问题，可能会存在空气隙和水蒸气的浸入，在交流电压的作用下，电容器膜的金属镀层会转化为不导电的金属氧化物，从而导致电容值的减少。

### D.3.3 局部放电

运行寿命内，电容器内部的绝缘缺陷会引发局部放电，造成绝缘介质的电老化及电-热联合老化等，包括金属极板对薄膜、引出电极对填充介质等形式。局部放电会破坏电容器内部绝缘与外部绝缘，累计效应之下易造成电容器早期绝缘失效。

---