

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.180662

# 基于温度的 MMC 变流器均压控制方法

李文君, 荣飞

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

**摘要:** 为了提高 MMC 变流器的可靠性, 在传统均压控制的基础上引入了热平衡控制, 通过控制子模块的投切过程以减少子模块温度波动, 实现 MMC 变流器可靠性的改善。针对子模块温度的估算, 提出了以 IGBT 模块的福斯特热网络模型为基础的子模块温度计算方法, 在电压均衡和热平衡控制过程中选择需要投切的子模块, 通过减少不必要的子模块投切动作以降低子模块温度。采用 Matlab/Simulink 仿真平台对该控制方法进行验证, 并将其验证结果与传统均压控制的温度波动和均压效果进行比较分析。结果表明该控制方法可有效降低器件温度波动, 提高变流器的可靠性, 具有较好的实用性。

**关键词:** MMC 变流器; 温度计算; 均压控制; 热平衡控制; 可靠性

## Voltage sharing control method of MMC converter valve based on temperature

LI Wenjun, RONG Fei

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

**Abstract:** To improve the reliability of the MMC converter, the heat balance control is introduced on the basis of the traditional mean voltage control. By controlling the switching process of the sub module to reduce the temperature fluctuation of the sub module, the reliability of the MMC converter is improved. To estimate the temperature of the sub module, the temperature calculation method based on the Forster thermal network model of the IGBT module is proposed. In the process of voltage balance and heat balance control, it selects the submodules that need to change the state. The sub module temperature can be reduced by reducing the unnecessary submodule switching action. The control method is validated by using Matlab/Simulink simulation platform, and the results of the test are compared with the temperature fluctuation and the uniform pressure effect of the traditional pressure control. The results show that the control method can effectively reduce the temperature fluctuation of the device and improve the reliability of the converter, and has good practicability.

This work is supported by Natural Science Foundation of Hunan Province (No. 2018JJ2045).

**Key words:** MMC converter; temperature calculation; pressure sharing control; heat balance control; reliability

## 0 引言

随着可再生能源发电技术和电力电子技术的发展与应用, MMC 变流器已广泛应用到光伏、风电系统中。作为光伏阵列和电网接口的重要设备, 光伏并网变流器成为研究重点<sup>[1-5]</sup>。光伏发电系统中变流器的功率半导体器件失效率最高, 主要是 IGBT 长时间积累造成器件的热疲劳失效<sup>[6-8]</sup>。而导致器件热疲劳的根本原因是器件温度幅值和温度波动, 其中温度幅值的影响最为明显<sup>[9-11]</sup>。工业界对易损坏电力电子部件的问卷调查表明, 功率半导体器件故

障占到整个电力电子系统的 34%, 功率器件的寿命对于温度波动十分敏感, 波动幅度每增加 10 °C, 寿命降低约 70%<sup>[12-15]</sup>, 因此, MMC 变流器的热平衡研究成为了大家关注的重点<sup>[16-20]</sup>。

目前已有较多学者对功率半导体器件的可靠性进行了研究。文献[16]研究了 MMC 中的环流对功率半导体器件损耗和热负荷的影响, 通过控制环流量缓解功率器件中的温度波动或热循环, 从而改善系统可靠性。文献[17]对绝缘栅双极型晶体管(IGBT)功率模块老化进行了实验研究, 确定了功率循环对器件温度波动和温度幅值的影响。文献[18]对 MMC 半导体器件内部的温度分布进行了数值分析。这些温度分布对于评估 IGBT 模块寿命至关重要, 并影

响着变流器的可靠性。文献[19-20]表明 MMC 中传统均压控制算法只能得到良好的均压效果,然而子模块间的热平衡会产生较大差异,从而增加故障率。

针对以上文献中功率半导体器件的失效机理和传统均压控制引起的热平衡效果差的问题。本文在现有文献研究的基础上,分析了传统均压控制中引起子模块温度差异大的因素,在均压控制过程中引入热平衡控制,以热平衡和均压为目标,通过选择最合适的投切子模块降低子模块的温度差异,提出了一种基于温度的均压控制方法。并在 Matlab/Simulink 仿真平台中对本文提出的控制方法进行验证,结果表明该方法可有效减小子模块温度差异,提高系统运行可靠性。

### 1 MMC 变流器控制原理

本文研究 MMC 变流器在最近电平逼近控制时的可靠性。如图 1 所示,MMC 变流器包括 A、B、C 三相,每相分为上、下桥臂,每个桥臂由  $N$  个相同的子模块级联而成,子模块结构如图 1 所示,由两个 IGBT 器件  $T_1$ 、 $T_2$  和两个二极管  $D_1$ 、 $D_2$  构成的半桥结构和电容  $C$  并联构成。通过控制 IGBT 的通断,选择投入的子模块个数,从而得到想要的输出电压。所有子模块的运行状态通过稳压和均压控制得到,稳压控制使 MMC 变流器投入的子模块个数满足调制电压的要求,均压控制用来控制子模块电容电压的平衡,是 MMC 变流器正常运行的前提条件。以下分别阐述了传统均压控制方法和基于温度的均压控制方法。

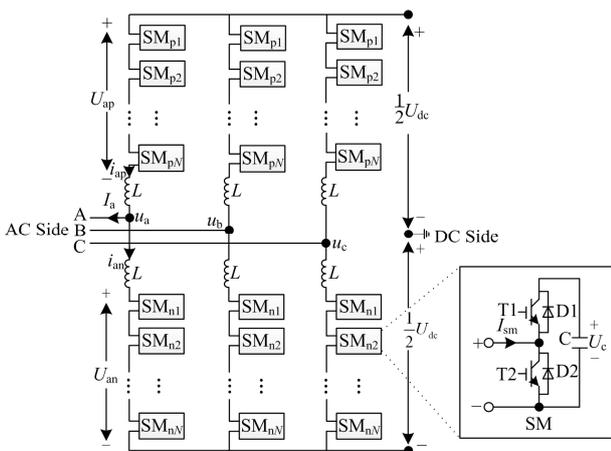


图 1 MMC 变流器及其子模块拓扑结构图

Fig. 1 MMC converter valve and its sub module topology diagram

#### 1.1 传统均压控制原理

变流器 A、B、C 三相上下桥臂的控制原理相同,本文以 A 相上桥臂为例进行分析,上桥臂电压

$U_{ap}$  为

$$U_{ap} = \frac{U_{dc}}{2} [1 - m \cdot \sin(\omega t)] \quad (1)$$

式中:  $U_{dc}$  为变流器直流侧电压;  $m$  为电压调制比;  $\omega$  为交流侧角频率。

$t$  时刻, A 相上桥臂需投入的子模块个数  $n(t)$  表达式为

$$n(t) = \text{roundup} \left( \frac{U_{ap}}{U_{SM}} \right) \quad (2)$$

式中:  $U_{SM}$  为子模块额定电压;  $\text{roundup}()$  为向上取整函数。

MMC 变流器运行时,以 A 相上桥臂为例,传统均压控制的控制原理为:首先,计算出  $t$  时刻 A 相上桥臂需投入的子模块个数  $n(t)$ ,再按子模块电容电压的大小对子模块进行排序。其次,判断  $t$  时刻桥臂电流的正负,桥臂电流为正时,投入状态的子模块对其电容进行充电;桥臂电流为负时,投入状态的子模块对其电容进行放电。最后,为使子模块的电容电压均衡,将该桥臂上所有子模块按其电压大小进行排序,若  $t$  时刻桥臂电流大于零,则投入电压最小的  $n(t)$  个子模块;若  $t$  时刻桥臂电流小于零,则投入电压最大的  $n(t)$  个子模块,从而控制子模块的运行状态,使 MMC 变流器正常稳定运行。

#### 1.2 基于温度的均压控制原理

图 2 所示为考虑温度的均压控制方法流程图。以 A 相上桥臂为例进行分析,按式(2)可知当前时刻  $t$  应投入的子模块个数为  $n_1$ ,下一控制时刻  $t+1$  应投入子模块个数为  $n_2$ ,则该控制方法的具体步骤如下:

步骤1,计算出所有子模块在当前时刻的温度和电压,第  $j$  个子模块的温度和电压分别记为  $T_j$  和  $U_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$ 。

步骤2,每个子模块包括两个 IGBT 和两个二极管,任意时刻子模块内均有一个器件导通,器件的开关损耗和导通损耗导致器件温度升高,温度过高时通过改变导通的器件可以避免该器件继续升温。基于上述原理控制子模块的投切状态。 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $\dots$ 、 $T_j$ 、 $\dots$ 、 $T_N$  分别与参考结温  $T_0$  比较,得到子模块温度大于  $T_0$  的子模块个数为  $m$  个;这  $m$  个子模块在当前时刻为切除状态的子模块个数为  $m_1$  个,剩下的为投入状态的子模块。在下一个控制时刻改变这  $m$  个子模块的投切状态,即当前时刻为切除状态的子模块变为投入状态;当前时刻为投入状态的子模块变为切除状态;则还需额外投入的子模块个数为  $\Delta n = n_2 - n_1 + m - 2 \cdot m_1$ 。

步骤3, 引入子模块评价指标 $M_j$ , 计算所有子模块的 $M_j$ 值。

$$M_j = U_j + \lambda \cdot T_j \quad (3)$$

式中:  $M_j$  为第  $j$  个子模块的评价指标;  $\lambda$  为子模块温度的权重系数。

步骤 4, 结合桥臂电流和子模块评价指标, 选择下一个控制时刻需要投入或切除的子模块。

情况 1: 下一控制时刻的上桥臂电流为正时, 按照均压平衡原理选择投切的子模块。

(1) 若  $\Delta n \geq 0$ , 需要增加投入的子模块, 且投入子模块的  $M_j$  值越小越好, 因此将当前时刻未投入的子模块按评价指标  $M_j$  大小进行排序, 并投入  $M_j$  值

最小的  $\Delta n$  个子模块。

(2) 若  $\Delta n < 0$ , 需要减少投入的子模块个数, 将当前时刻已投入的子模块按评价指标  $M_j$  值大小进行排序, 并切除  $M_j$  值最大的  $|\Delta n|$  个子模块。

情况 2: 下一控制时刻的上桥臂电流为负时, 按照均压平衡控制原理选择投切的子模块。

(1) 若  $\Delta n \geq 0$ , 投入子模块的  $M_j$  值越大越好, 因此将当前时刻未投入的子模块按评价指标  $M_j$  值大小进行排序, 并投入  $M_j$  最大的  $\Delta n$  个子模块。

(2) 若  $\Delta n < 0$ , 需要减少投入的子模块, 将当前时刻已投入的子模块按评价指标  $M_j$  值大小进行排序, 并切除  $M_j$  值最小的  $|\Delta n|$  个子模块。

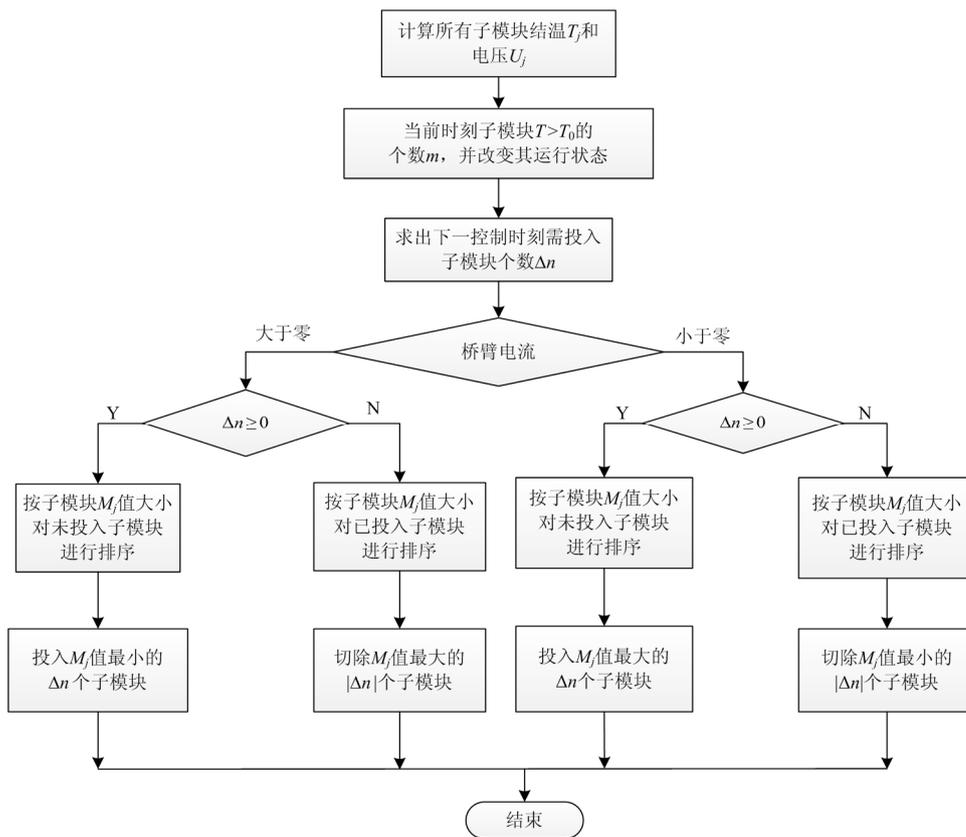


图 2 基于温度的均压控制方法流程图

Fig. 2 Flow chart of mean pressure control method based temperature

## 2 MMC 工作过程分析

### 2.1 传统工作过程分析

MMC 变流器的传统均压控制只考虑子模块电容电压的平衡控制。每个控制周期需要先关断上一控制周期投入的子模块, 根据子模块电压的排序和桥臂电流的正负改变子模块的投切状态, 这种控制方法可以很好地控制子模块电容电压的均压, 但是会使器件产生许多不必要的动作而增加变流器的损

耗, 导致器件产热过多, 降低器件使用寿命, 从而影响变流器的可靠性。

### 2.2 优化控制的工作过程分析

子模块电压的均衡是 MMC 变流器正常运行的前提, 而温度增大直接对器件的寿命造成严重影响。因此优化的 MMC 变流器均压控制方法在考虑子模块电压的同时, 也对其温度进行了优化控制。

为实现 MMC 变流器子模块的电压均衡并避免子模块温度的持续升温, 本文在控制过程中引入了

温度参考值  $T_0$  和子模块评价指标  $M_j$ 。

相比于传统均压控制，基于温度的均压控制法有以下优点。

(1) 优先对温度超过参考温度  $T_0$  的子模块进行预处理，避免子模块中某个器件因为温度持续升高导致损坏，从而减小 MMC 变流器故障率，提高系统供电效率。

(2) 由于下一控制周期内子模块的投切是在当前控制周期的基础上进行的，因此可以减少器件开关动作带来的损耗，避免陷入损耗增加导致温度升高，温度升高导致器件寿命减小的恶性连锁反应。

(3) 本控制中根据子模块评价指标  $M_j$  进行排序，同时对子模块的电压均衡和温度波动进行改善，保证系统正常运行的同时，延长了设备的使用寿命和系统供电可靠性。

### 3 优化控制的结温计算

#### 3.1 损耗计算

以 A 相上桥臂为例进行分析，A 相上桥臂电流  $i_{ap}$  可表示为

$$i_{ap} = \frac{S \cos \phi}{3U_{dc}} + \frac{2S}{3U_{dc}m} \cos(\omega t - \phi) \quad (4)$$

式中： $S$  为变流器直流侧额定容量； $\phi$  为功率因数角。

器件 IGBT 的通态损耗  $P_{Tcon}$  和二极管的通态损耗  $P_{Dcon}$  的表达式为

$$\begin{cases} P_{Tcon}(t) = i_{ap}(t) \cdot U_0 + i_{ap}^2(t) \cdot r_{CE} \\ P_{Dcon}(t) = i_{ap}(t) \cdot U_{F0} + i_{ap}^2(t) \cdot r_F \end{cases} \quad (5)$$

式中： $U_0$  为 IGBT 的擎柱电压； $r_{CE}$  为 IGBT 的通态电阻； $U_{F0}$  为二极管门槛电压； $r_F$  为二极管的正向导通电阻。

IGBT 的开通损耗  $P_{Ton}$ 、关断损耗  $P_{Toff}$  和二极管的反向回复损耗  $P_{Drec}$  计算如式(6)所示。

$$\begin{cases} P_{Ton} = \frac{U_{CE}}{U_{CE\_ref}} (a_1 i_{ap}^2 + b_1 i_{ap} + c_1) \\ P_{Toff} = \frac{U_{CE}}{U_{CE\_ref}} (a_2 i_{ap}^2 + b_2 i_{ap} + c_2) \\ P_{Drec} = \frac{U_{CE}}{U_{CE\_ref}} (a_3 i_{ap}^2 + b_3 i_{ap} + c_3) \end{cases} \quad (6)$$

其中，根据数据手册，器件集射级电压为  $U_{CE\_ref}$  时，采用最小二乘法得到拟合系数  $a_1$ 、 $b_1$ 、 $c_1$ 、 $a_2$ 、 $b_2$ 、 $c_2$ 、 $a_3$ 、 $b_3$ 、 $c_3$ ； $U_{CE}$  为实际的集射级电压。

MMC 变流器中所有子模块的损耗计算方法相同，以 A 相上桥臂第  $j$  个子模块为例进行分析，如

图 1 所示，子模块中上半桥 IGBT、二极管分别记为  $T_1$ 、 $D_1$ ，下桥臂 IGBT、二极管分别记为  $T_2$ 、 $D_2$ ，引入子模块状态函数  $PL_j(k)$ ，该子模块在当前时刻的开关状态为

$$PL_j(k) = \begin{cases} 1 & T_1 \text{导通, } T_2 \text{关断} \\ 0 & T_2 \text{导通, } T_1 \text{关断} \end{cases} \quad (7)$$

以桥臂电流正向流通时为例进行分析，用  $P_{T1}$ 、 $P_{D1}$ 、 $P_{T2}$ 、 $P_{D2}$  分别表示  $T_1$ 、 $D_1$ 、 $T_2$ 、 $D_2$  的第  $k$  周期内的损耗，分析子模块的工作原理，得到子模块各器件损耗如表 1 所示。

表 1 子模块损耗分布情况表

Table 1 Loss distribution table of the submodule

$PL_j(k+1)$	$PL_j(k)$	
	0	1
0	$P_{T1}=0$	$P_{T1}=P_{Toff}$
	$P_{D1}=0$	$P_{D1}=T_s \cdot P_{Dcon} + P_{Drec}$
	$P_{T2}=T_s \cdot P_{Tcon}$	$P_{T2}=T_s \cdot P_{Tcon}$
	$P_{D2}=0$	$P_{D2}=0$
1	$P_{T1}=P_{Ton}$	$P_{T1}=0$
	$P_{D1}=0$	$P_{D1}=T_s \cdot P_{Dcon}$
	$P_{T2}=T_s \cdot P_{Tcon} + P_{Toff}$	$P_{T2}=0$
	$P_{D2}=0$	$P_{D2}=0$

注： $T_s$  为控制周期。

由上述分析可得任意器件在任意周期  $k$  内的损耗，桥臂电流为负时的子模块损耗计算与上述方法相同。

#### 3.2 温度计算

MMC 变流器中所有 IGBT 模块的温度计算方法相同，以 A 相上桥臂第  $j$  个子模块的上半桥器件为例，建立 IGBT 器件的一维福斯特热网络模型如图 3 所示。由于 IGBT 模块包括 IGBT 芯片和二极管两个器件，故分别采用电流源  $P_t$ 、 $P_d$  表示 IGBT、二极管在一个控制周期产生的平均功率。 $Z_{t,i}=R_{tjc,i}+C_{tjc,i}$  ( $i=1,2,3,4$ ) 为 IGBT 芯片四阶结-壳热网络模型的参数， $Z_{d,i}=R_{djc,i}+C_{djc,i}$  为二极管的四阶结-

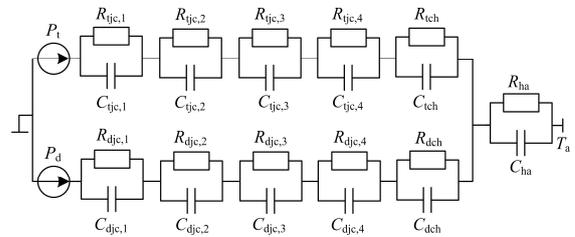


图 3 IGBT 模块的热网络模型

Fig. 3 Thermal network model of IGBT module

壳热网络模型的参数,  $R_{\text{tch}}$ 、 $C_{\text{tch}}$  为 IGBT 芯片的一阶壳-散热器热网络模型的热阻抗参数,  $R_{\text{dch}}$ 、 $C_{\text{dch}}$  为二极管的一阶壳-散热器热网络模型的热阻抗参数, 均可由生产厂商提供的器件数据手册获得; 假设散热片足够大, 忽略散热片与环境之间的阻抗;  $T_a$  为环境温度。

$t$  时刻, IGBT 芯片的结-壳热阻抗  $Z_{\text{tjc}}(t)$  和壳-散热器热阻抗  $Z_{\text{tch}}(t)$  可表示为

$$\begin{cases} Z_{\text{tjc}}(t) = \sum_{i=1}^4 R_{\text{tjc},i} \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{t,j,i}}}) \\ Z_{\text{tch}}(t) = R_{\text{tch}} \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{tch}}}}) \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\tau_{t,i}$  为 IGBT 芯片结-壳热网模型的第  $i$  个 RC 并联单元的时间常数;  $\tau_{\text{tch}}$  为 IGBT 芯片壳-散热器热网络模型的时间常数, 均可从器件生产厂商提供的数据手册获取。

基于电热比拟理论, 第  $k$  个控制周期, IGBT 芯片结-壳间的温升  $\Delta T_{\text{tjc}}$  和壳-散热器的温升  $\Delta T_{\text{tch}}$  可表示为

$$\begin{cases} \Delta T_{\text{tjc}}(k) = P_{\text{T1}} Z_{\text{tjc}}(T_s) / T_s + \sum_{i=1}^4 \Delta T_{\text{tjc},i}(k-1) \times e^{-\frac{T_s}{\tau_{t,i}}} \\ \Delta T_{\text{tch}}(k) = P_{\text{T1}} Z_{\text{tch}}(T_s) / T_s + \Delta T_{\text{tch}}(k-1) \times e^{-\frac{T_s}{\tau_{\text{tch}}}} \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $P_{\text{T1}}$  为子模块上半桥 IGBT 芯片  $T_1$  在第  $k$  周期内的损耗, 由表 1 获得。

结合式(9)可得, 子模块上桥臂器件  $T_1$  在第  $k$  个控制周期时的结温  $T_t(k)$  为

$$\begin{aligned} T_t(k) = \Delta T_{\text{tjc}}(k) + \Delta T_{\text{tch}} + T_a = P_{\text{T1}} Z_{\text{tjc}}(T_s) / T_s + \\ \sum_{i=1}^4 \Delta T_{\text{tjc},i}(k-1) \times e^{-\frac{T_s}{\tau_{t,i}}} + P_{\text{T1}} Z_{\text{tch}}(T_s) / T_s + \\ \Delta T_{\text{tch}}(k-1) \times e^{-\frac{T_s}{\tau_{\text{tch}}}} + T_a \end{aligned} \quad (10)$$

由于 IGBT 芯片与二极管的热网络模型结构相同, 同理可得二极管  $D_1$  在第  $k$  个控制周期时的结温  $T_d$  为

$$\begin{aligned} T_d(k) = \Delta T_{\text{djc}}(k) + \Delta T_{\text{dch}} + T_a = P_{\text{D1}} Z_{\text{djc}}(T_s) / T_s + \\ \sum_{i=1}^4 \Delta T_{\text{djc},i}(k-1) \times e^{-\frac{T_s}{\tau_{d,i}}} + P_{\text{D1}} Z_{\text{dch}}(T_s) / T_s + \\ \Delta T_{\text{dch}}(k-1) \times e^{-\frac{T_s}{\tau_{\text{dch}}}} + T_a \end{aligned} \quad (11)$$

因此, 可得该 IGBT 模块的结温为

$$T_G(k) = T_t(k) + T_d(k) \quad (12)$$

根据图 1 所示的子模块拓扑结构可知, 每个子模块中包含两个 IGBT 模块, 任意一个 IGBT 模块损坏时, 子模块均不能长期正常运行, 故子模块结温可由式(13)表示。

$$T_j = \max(T_{G1}, T_{G2}) \quad (13)$$

式中,  $T_{G1}$ 、 $T_{G2}$  分别为第  $j$  子模块上、下 IGBT 模块的温度。IGBT 模块的温度越高, 其功率循环失效周期数越小, 则运行时间越短, 即 MMC 变流器的可靠性越低。IGBT 模块的功率循环失效周期数  $N_f$  根据文献[19]的计算公式可得。

## 4 仿真分析

为了验证 MMC 变流器基于温度的均压控制方法, 采用 Matlab 仿真平台对该方法进行仿真实验。仿真模型中, 环境温度  $T_a$  取为  $50^\circ\text{C}$ , 直流母线电压  $U_{\text{dc}}$  为  $\pm 9\text{ kV}$ , 额定容量  $S$  为  $8.1\text{ MW}$ , 子模块电容电压  $U_{\text{SM}}$  为  $2\text{ kV}$ , 桥臂电感为  $2.8\text{ mH}$ ,  $m$  为  $0.9$ , 负载电阻为  $10\ \Omega$ 。IGBT 器件采用 Infineon-FZ1200R45HL3, 线性插值得到 IGBT 的通态电压偏置  $U_{\text{CE0}}$  为  $1.342$ , 通态电阻  $r_{\text{CE}}$  为  $0.00126$ , 二极管的通态电压偏置  $U_{\text{F0}}$  为  $1.079$  和通态电阻  $r_{\text{F}}$  为  $0.001109$ , 器件参数如表 2 所示。

表 2 器件参数表

Table 2 Table of device parameters				
参数	$i=1$	$i=2$	$i=3$	$i=4$
$a_i$	684.4	378.2	644.2	—
$b_i$	3.659	4.025	3.103	—
$c_i$	0.000 655 8	0.000 060 71	0.000 794 8	—
$R_{\text{tjc}}/\Omega$	1.231	4.908	1.281	0.734
$\tau_{t,i}$	0.005	0.053	0.627	5.593
$R_{\text{djc}}/\Omega$	3.472	7.48	2.005	0.834
$\tau_{d,i}$	0.005	0.05	0.469	5.932

以 A 相第一个子模块为例进行分析, 图 4 为参考值  $\lambda$  与子模块温度的关系图, 当参考值  $\lambda$  逐渐增大时, 子模块的温度波动与温度最大值也随之减小, 直到  $\lambda$  减小为  $1.1$  时, 子模块的温度波动和温度最大值趋于饱和,  $\lambda$  取值越大时子模块电容电压平衡效果越差。图 5 为参考温度  $T_0$  与子模块温度的关系图, 当  $T_0 < 60^\circ\text{C}$  时, 温度波动很小, 导致开关频率很大, 随之产生的大量开关损耗导致温度幅值大幅度上升; 当  $T_0 > 60^\circ\text{C}$  时, 温度波动和最大温度均随着  $T_0$  的增大而减小, 在  $T_0$  约为  $80^\circ\text{C}$  时, 两者均趋于饱和。

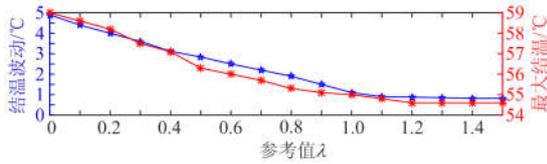


图 4 参考值 λ 与子模块温度的关系图

Fig. 4 Relation between the reference value λ and the temperature of the sub module

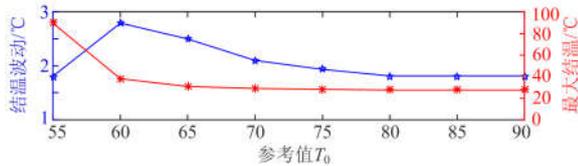


图 5 参考温度 T0 与子模块温度的关系图

Fig. 5 Relation between the reference temperature T0 and the temperature of the sub module

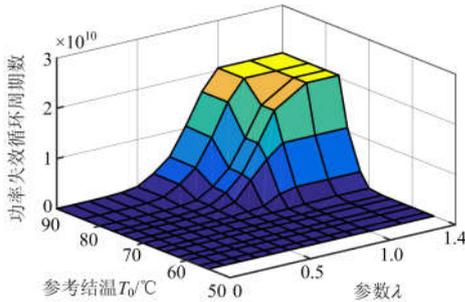


图 6 子模块的功率失效循环周期数与 T0、λ 的关系图  
Fig. 6 Relation between the cycle number of power failure cycle and T0 and λ in the sub module

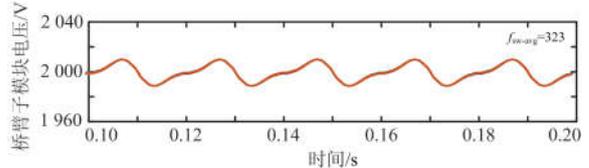
文献[6]提出了 Coffin-Manson 器件失效寿命模型，通过该模型可以得到子模块功率失效循环周期数。图 6 为子模块的功率失效循环周期数与 T0、λ 的关系图。根据图 6 分析可知，T0=75 °C、λ=1 时，子模块的功率循环周期数最高，即可靠性最高。因此，MMC 变流器仿真中取 T0=75 °C、λ=1 进行分析。IGBT 模块型号不同时，参数会有差异。参数设计步骤如下：

(1) 根据 IGBT 模块的失效寿命模型，获得功率失效循环周期数最低时，子模块的最大结温和结温波动；

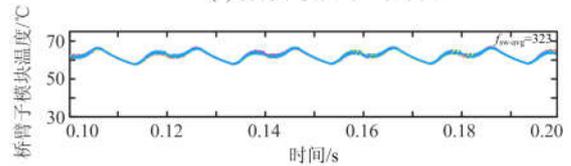
(2) 根据步骤 1 所得的最大结温和结温波动，结合图 4 和图 5 得到参数 T0、λ 的取值。

图 7 为传统均压控制的仿真结果图，当采用传统均压控制时，子模块的平均开关频率  $f_{sw-avg}$  为 323 Hz，从图 7(a)中桥臂子模块均压效果图可以看出，子模块电压一致性较高，由图 7(b)中上桥臂子模块温度变化图可以看出子模块的温度最高幅值为 68 °C，平均温度约为 63 °C。图 8 为改进均压控制

的仿真结果图，此时，子模块的平均开关频率  $f_{sw-avg}$  为 310 Hz，从图 8(a)中桥臂子模块均压效果图可以看出，相对传统均压控制的子模块均压效果较差，传统均压控制的最大电压偏差为 10 V；改进的均压控制下，最大电压偏差为 12 V。由图 8(b)中桥臂子模块温度变化图中可以看出，子模块的温度最高幅值为 61 °C，平均温度为 57 °C。



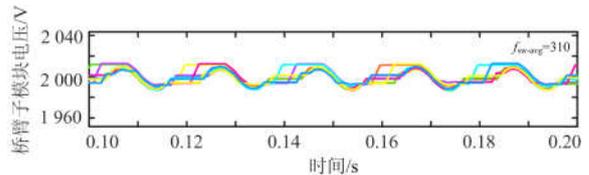
(a) 桥臂子模块均压效果图



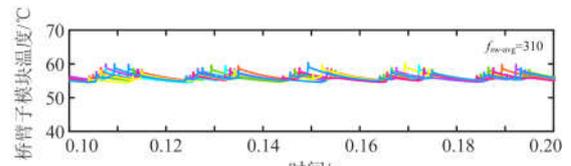
(b) 桥臂子模块温度变化图

图 7 传统均压控制的仿真结果图

Fig. 7 Simulation results of conventional pressure control



(a) 桥臂子模块均压效果图

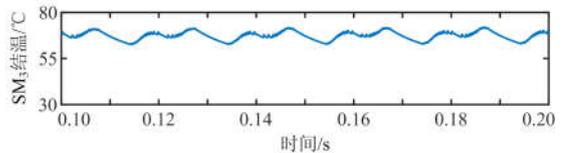


(b) 桥臂子模块温度变化图

图 8 改进均压控制的仿真结果图

Fig. 8 Simulation results of improved pressure control

为了更清晰地分析子模块温度变化，本文任意选取了第三个子模块 SM3 及其内部元器件的温度变化。图 9 为传统均压控制中子模块及其内部器件温度变化图，图 10 为改进均压控制中子模块及其内部器件温度变化图。通过图 9 和图 10 的对比，可明显看出改进的均压控制减少了温度波动次数，即减小了子模块投切频率，器件温度较高时可以及时有效地降低温度，提高器件使用寿命。



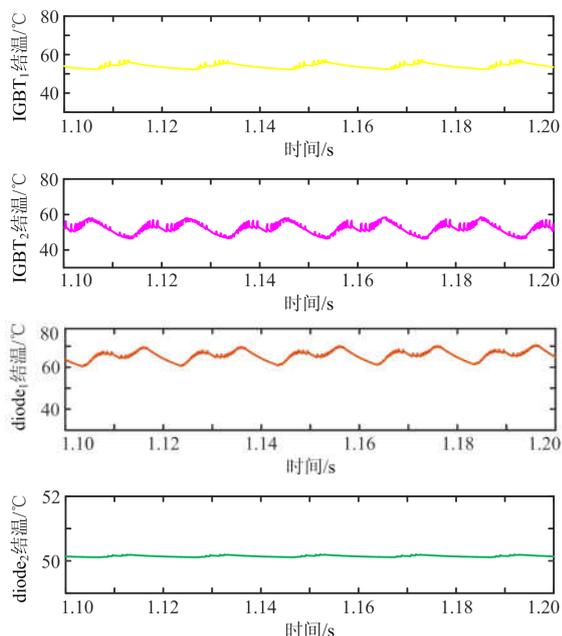


图 9 传统控制中子模块及其内部器件温度变化

Fig. 9 Temperature change of SM and its internal device in traditional control

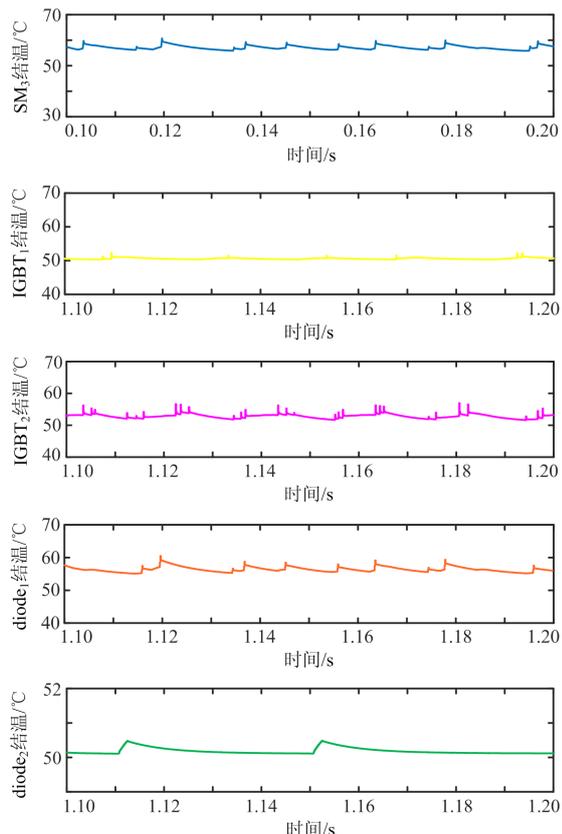


图 10 改进均压控制中子模块及其内部器件温度变化图

Fig. 10 Temperature change of SM and its internal device in improved voltage control

综上所述,改进的均压控制使子模块的均压效果稍差,但该控制方法可以明显地降低器件温度,提高 MMC 变流器的可靠性。通过上述仿真验证表明,本文提出的改进均压控制方法是可行的。

## 5 结论

以改善 MMC 中子模块热平衡为目的,在传统均压控制的基础上,引入了子模块的热平衡控制,提出了基于温度的 MMC 变流器均压控制方法,并通过 Simulink 仿真平台进行验证得出以下结论。

(1) 传统的均压控制方法引入温度控制后,减少了不必要的子模块投切次数。

(2) 通过引入热平衡控制,可以有效地控制 MMC 变流器子模块的温度,延长器件使用寿命,从而提高 MMC 变流器的可靠性。

## 参考文献

- [1] 朱明琳, 杭丽君, 李国杰. 多变量保护控制策略下换流器对并网点电压支撑作用研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 38-45.  
ZHU Minglin, HANG Lijun, LI Guojie. Investigation of multi-variable protected strategies with voltage support under grid faults[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 38-45.
- [2] 刘钟洪, 宋强, 刘文华. 基于模块化多电平变流器的轻型直流输电系统[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 53-58.  
LIU Zhongqi, SONG Qiang, LIU Wenhua. VSC-HVDC system based on modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 53-58.
- [3] 姚致清, 于飞, 赵倩, 等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 27-33, 6.  
YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 27-33, 6.
- [4] 黄守道, 王海宁, 荣飞, 等. 考虑系统损耗的 MMC 换流阀冗余配置策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 1-8.  
HUANG Shoudao, WANG Haining, RONG Fei, et al. Redundant configuration strategy of MMC converter valve considering system loss[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 1-8.
- [5] 韩子娇, 高凯, 王朝斌, 等. 无换流变 MMC-HVDC 的零序电流影响机理分析与抑制[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(12): 67-73.

- HAN Zijiao, GAO Kai, WANG Chaobin, et al. Zero sequence current effect mechanism analysis and suppression for the transformerless MMC-HVDC system[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(12): 67-73.
- [6] 杨珍贵, 周维维, 杜雄, 等. 基于器件的结温变化评估风机中参数差异对网侧变流器可靠性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(30): 41-49, 8.  
YANG Zhengui, ZHOU Luowei, DU Xiong, et al. Effects of different parameters on reliability of grid-side converters based on varied junction temperature of devices in wind turbines[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(30): 41-49, 8.
- [7] 李洪才, 陈非凡, 董永贵. 功率器件散热特性的非稳态测量方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 114-120.  
LI Hongcai, CHEN Feifan, DONG Yonggui. An unsteady-state measurement method for charactering heat dissipation properties of power electronic devices[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 114-120.
- [8] 王秀丽, 郭静丽, 庞辉. 模块化多电平换流器的结构可靠性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1908-1914.  
WANG Xiuli, GUO Jingli, PANG Hui. Structural reliability analysis of modular multi-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1908-1914.
- [9] 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. Reliability evaluation of co-phase compensation converter considering the junction temperature fluctuations[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2017.
- [10] 张晏铭, 周维维, 刘洪纪, 等. 一种 IGBT 散热器动态响应性能优化数值算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 3017-3026.  
ZHANG Yanming, ZHOU Luowei, LIU Hongji, et al. A numerical algorithm for optimizing dynamic response performance of IGBT heat sinks[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 3017-3026.
- [11] 屠卿瑞, 徐政. 基于结温反馈方法的模块化多电平换流器型高压直流输电阀损耗评估[J]. 高电压技术, 2012, 38(6): 1506-1512.  
TU Qingrui, XU Zheng. Dissipation analysis of MMC-HVDC based on junction temperature feedback method[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(6): 1506-1512.
- [12] MA K, HE N, LISERRE M, et al. Frequency-domain thermal modelling and characterization of power semiconductor devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 7183-7193.
- [13] HAN X, YANG Q, WU L, et al. Analysis of thermal cycling stress on semiconductor devices of the modular multilevel converter for drive applications[C] // 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition., March 20-24, 2016, Long Beach, CA, USA: 2957-2962.
- [14] 井皓, 许建中, 徐莹. 考虑子模块相关性的 MMC 可靠性分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3835-3842.  
JING Hao, XU Jianzhong, XU Ying. Reliability analysis of MMC considering the submodule correlations[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3835-3842.
- [15] BERGNA G, D'ARCO S, SUUL J A, et al. Analysis of power cycling for semiconductor devices in modular multilevel converters[C] // 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), June 27-30, 2016, Trondheim, Norway: 1-7.
- [16] KAZEM M, MA K, LOH P C, et al. Indirect thermal control for improved reliability of modular multilevel converter by utilizing circulating current[C] // 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, March 15-19, 2015, Charlotte, NC, USA: 2167-2173.
- [17] SMET V, FOREST F, HUSELSTEIN J J, et al. Ageing and failure modes of IGBT modules in high-temperature power cycling[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(10): 4931-4941.
- [18] BUSCA C, TEODORESCU R, BLAABJERG F, et al. An overview of the reliability prediction related aspects of high power IGBTs in wind power applications[J]. Microelectronics Reliability, 2011, 51(9-11): 1903-1907.
- [19] SANGWONGWANICH A, MATHE L, TEODORESCU R, et al. Two-dimension sorting and selection algorithm featuring thermal balancing control for modular multilevel converters[C] // Proceedings of the 18th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2016, September 5-9, 2016, Karlsruhe, Germany: 1-10.
- [20] HAHN F, ANDRESEN M, BUTICCHI G, et al. Thermal analysis and balancing for modular multilevel converters in HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 1985-1996.

收稿日期: 2018-06-01; 修回日期: 2018-08-02

作者简介:

李文君(1992—), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变流技术及新能源技术; E-mail: 2218490380@qq.com

荣飞(1978—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子变流技术及新能源技术。E-mail: rf\_hunu@126.com

(编辑 许威)