

DOI:10.12158/j.2096-3203.2021.04.003

# MMC 整流器开关器件的损耗及温升建模研究

余昆<sup>1,2</sup>, 薛卜<sup>1</sup>, 顾昉渊<sup>1</sup>, 阮文俊<sup>3</sup>

(1. 河海大学能源与电气学院, 江苏 南京 211100; 2. 江苏省配用电与能效工程技术研究中心, 江苏 南京 211100; 3. 国网江苏省电力有限公司, 江苏 南京 210024)

**摘要:**适用于环境保护需求, 替代船上柴油发电机发电的岸电系统蓬勃发展。应用于岸电系统的模块化多电平整流器工作时温升过高会降低其运行可靠性, 损耗是反映其温升的重要参数。在忽略整流器其他损耗因素情况下, 针对开关器件的损耗建立简化模型, 并结合电热转换原理建立模块化多电平变换器(MMC)整流器半桥子模块开关器件的温升分析模型, 从而确定温升与开关器件损耗的关系式。基于建立的损耗及温升模型, 仿真分析载波移相和最近电平逼近2种调制方式对开关器件温升的影响, 与实际工程条件下的验证一致。结果表明载波移相调制方式下开关器件温升更小, 实际工程中选用该调制方式可以在一定程度上抑制温升。文中搭建的温升模型可为后续研究其他温升抑制措施提供模型依据, 可验证温升抑制措施的有效性。

**关键词:**损耗建模; 温升分析模型; 载波移相; 最近电平逼近; 半桥型模块化多电平变换器(MMC)整流器

**中图分类号:** TM461

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2021)04-0018-08

## 0 引言

船舶停港期间利用岸电系统替代柴油发电机继续供电可减少废气排放, 有助于保护环境。目前, 对于应用于岸电系统的模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC), 亟需建立其相关温升模型来验证温升控制技术的有效性, 需要针对岸电系统这种工程领域展开基于损耗所建立温升模型的研究。文中得出的损耗模型和温升模型可以检验温升抑制措施的有效性, 从而选择合理的温升抑制措施应用在岸电系统中。岸电系统的温度控制不仅仅是选用一个调制方式, 后续研究工作可以在文中研究的基础上展开, 提出合理且有效的温升抑制措施, 从而促进岸电系统的稳定运行。

载波移相(carrier phase shift, CPS)和最近电平逼近(near level modulation, NLM)2种调制策略均可应用于MMC中<sup>[1-3]</sup>。由于调制方式不同, 上述2种调制作用下的开关器件损耗不同, 系统温升也有差异, 最终对MMC整流器的运行可靠性产生不同影响<sup>[4]</sup>。

专家和学者们已对电力电子开关器件运行时的温升进行了研究, 旨在寻找尽可能降低温升的方法。文献[5-7]基于电力电子器件损耗研究了温升, 并从开关器件散热器材料的角度进一步分析了影响散热的原因, 但仅基于两电平变换器, 未涉及

MMC结构。文献[8]研究了变流器在整流和逆变2种状态下的温升情况, 分析了水冷条件下开关器件的温升分布, 但只分析了2种不同运行方式下开关器件温升的差异, 没有研究调制方式对温升的影响。文献[9]分析了MMC变流器损耗与温升的关系, 利用电热转化原理, 给出了电力电子器件的瞬态温升模型, 但没有给出开关器件的损耗计算和分析模型。文献[10-11]从绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)散热片与外环境热交换优化的角度研究了减少IGBT温升的方法, 并基于系统成本、散热效率、系统寿命等多目标综合优化, 设计了一种IGBT散热优化方案, 但未考虑如何通过调制降低IGBT损耗和温升, 以及不同调制方式对开关器件损耗的影响。

为此, 文中研究CPS调制与NLM调制对半桥型MMC整流器中开关器件损耗和温升的影响。在给出MMC整流器拓扑的基础上, 分析2种调制方式的工作原理, 建立IGBT和反并联二极管的损耗模型和表达式; 结合实际IGBT模块的参数和电热转化原理, 得到开关器件损耗与温升的数学关系。

## 1 半桥型MMC整流器开关器件工作原理

### 1.1 拓扑结构

半桥子模块的MMC整流器拓扑如图1所示, 每相包括上、下2个桥臂, 单个桥臂上由 $n$ 个子模块和1个抑制环流的缓冲电感直接串联构成。故总子模块数为 $N$ , 即 $N = 2n$ <sup>[12]</sup>。

其子模块的结构如图1中的放大部分所示, 子

收稿日期: 2021-03-04; 修回日期: 2021-05-22

基金项目: 国家电网有限公司科技项目“船舶岸电快速连接、运行安全保障及检测关键技术研究及应用”(SGJS0000-YXJS1800284)

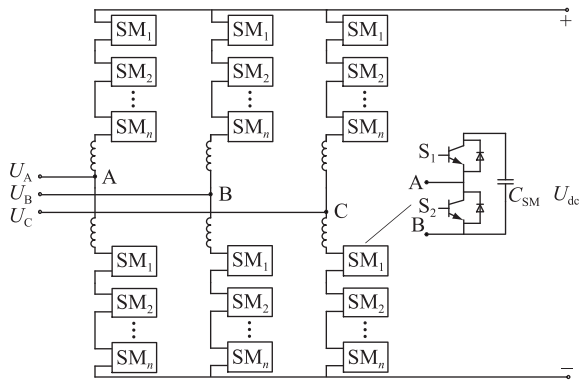


图1 MMC 整流器拓扑结构  
Fig.1 Topology of MMC rectifier

模块电容  $C_{SM}$  用以支撑直流侧电压,通过端子 A 和端子 B 构成的端口,子模块可与主电路连接。

通过对子模块中上管  $S_1$  和下管  $S_2$  的控制,可将子模块分为 3 种运行状态。

(1) 投入状态: $S_1$  开通、 $S_2$  关断时,电容投入主电路;

(2) 切除状态: $S_1$  关断、 $S_2$  开通时,电容被旁路;

(3) 闭锁状态: $S_1$  和  $S_2$  都关断。

闭锁状态只在整流器故障或者启动时出现。在不考虑闭锁状态的情况下,子模块只在投入和切除状态之间切换,子模块上、下 2 个桥臂作互补的通断状态<sup>[13]</sup>。

对于 MMC 整流器,每相上、下 2 个桥臂构成一个相单元,由于每个子模块中的电容电压为恒定值,可通过控制上、下桥臂在每个时刻投入子模块的数量进而控制每相的输出电压,通常上、下桥臂投入的子模块数量之和为定值。例如:在任一时刻,对于 A 相来说,上桥臂投入子模块数为  $n_{pa}$ ,下桥臂投入子模块数为  $n_{na}$ ,有:

$$n_{pa} + n_{na} = n_a \quad (1)$$

式中: $n_a$  为 A 相任一时刻上、下桥臂投入子模块数之和,一般为一个相单元总模块数的一半,即  $n_a = n$ <sup>[14]</sup>。

## 1.2 调制方式

MMC 整流器通过控制子模块的投入和切除,使 MMC 型整流器输出直流电压,通常采用 CPS 调制和 NLM 调制 2 种方式。

### 1.2.1 CPS 调制

CPS 调制具有等效开关频率高、谐波特性好、控制相对简洁等特点。由于每相桥臂上投入运行的子模块数量为  $n$ ,故采用  $n$  组三角载波,每相载波之间的移相角为  $\theta = 2\pi/n$ 。将  $n$  组三角载波分别与同一个调制波进行比较后得到  $n$  个 PWM 调制信号<sup>[15]</sup>,单独子模块的调制方式为双极型 SPWM

调制<sup>[16-17]</sup>。

令:

$$\begin{cases} V_T = U_{dc} \\ V_P = \sqrt{2} U_s / \sqrt{3} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $V_T$  为载波幅值; $V_P$  为调制波幅值; $U_{dc}$  为直流侧电压; $U_s$  为交流侧电压。

可得电压调制比  $M$  为:

$$M = V_P / V_T = \frac{\sqrt{2} U_s / \sqrt{3}}{U_{dc}} \quad (3)$$

可推导出在同一个子模块中, $S_1, S_2$  中 IGBT 的占空比函数分别为:

$$\begin{cases} D_1(t) = \frac{1 + M \sin \omega t}{2} \\ D_2(t) = \frac{1 - M \sin \omega t}{2} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $D_1, D_2$  分别为  $S_1$  和  $S_2$  的占空比; $\omega$  为实际电流的角频率。

对于同一组 IGBT 和续流二极管而言,IGBT 的导通时间与反并联二极管的导通时间互补,所以同一组 IGBT 的占空比和续流二极管的占空比也互补。

### 1.2.2 NLM 调制

NLM 调制的本质是任意时刻投入的若干数量子模块叠加的方波尽可能逼近于调制波<sup>[18]</sup>。假设单相上、下桥臂投入子模块数量分别为  $n_p, n_n, V_c$  为一个子模块的电容电压,则当前时刻的电压幅值为  $(n_p - n_n) V_c$ 。

对于这种调制方式中的占空比  $D$ ,可以通过式(5)求得:

$$D = t_{on} / T \quad (5)$$

式中: $t_{on}$  为开关管的导通时间; $T$  为载波周期。

## 2 半桥型 MMC 整流器的温升模型

### 2.1 损耗模型

开关管 IGBT 和反并联二极管所产生的通态和开关损耗是 MMC 整流器的主要损耗,调制方式所产生的电流谐波引起的损耗较小,故建立损耗模型时不考虑谐波电流及其他因素所产生损耗的影响,在一定程度上简化整流器的损耗模型,便于后续温升模型的搭建和计算。

忽略电感损耗,MMC 整流器的损耗主要包括主电路损耗和辅助电路损耗<sup>[19]</sup>。主电路损耗包括 IGBT 模块损耗和子模块电容损耗;辅助电路损耗包括门极驱动损耗和缓冲电路损耗,其中 IGBT 模块损耗占主导<sup>[20]</sup>。故文中主要对 IGBT 模块损耗进行

研究,并分为 IGBT 及其反并联二极管损耗。

### 2.1.1 IGBT 的损耗

IGBT 的功率损耗包含通态损耗  $P_{SS}$ , 开通损耗  $P_{SW(on)}$ , 关断损耗  $P_{SW(off)}$  (开关损耗  $P_{SW}$  为开通损耗与关断损耗之和) 和截止损耗 4 个部分, 其中 IGBT 的截止损耗很小可忽略。

(1) 通态损耗<sup>[21]</sup>。在 MMC 子模块 SM 中, 利用 IGBT 通态损耗的计算公式, 可得  $S_1$  中的单个 IGBT 通态损耗  $P_{SS1}$  为:

$$P_{SS1} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{CE}(t) i_C(t) D_1(t) dt \quad (6)$$

式中:  $v_{CE}$  为 IGBT 的集-射极电压;  $i_C$  为集电极电流。  $v_{CE}$  和  $i_C$  之间的典型曲线如图 2 所示。

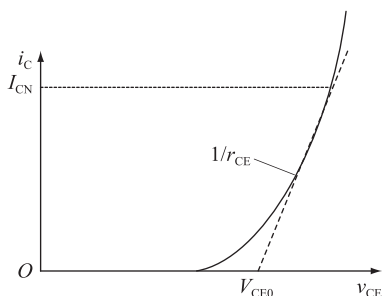


图 2 IGBT 输出特性

Fig.2 Output characteristic of IGBT

由图 2 可知,  $v_{CE}$  和  $i_C$  是非线性关系, 为了便于分析计算, 将对其进行线性拟合, 可得到:

$$v_{CE}(t) = V_{CE0} + r_{CE} i_C(t) \quad (7)$$

式中:  $V_{CE0}$  为集-射极通态等效门槛电压;  $r_{CE}$  为 IGBT 的通态等效电阻, 可从输出特性曲线中获得。

采用 CPS 时, 假设电流  $i_C(t) = I_s \sin \omega t$ , 可得:

$$P_{SS1} = \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \right) V_{CE0} I_s + \left( \frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \right) r_{CE} I_s^2 \quad (8)$$

式中:  $I_s$  为实际通过电流的幅值。

同理可得,  $S_2$  的通态损耗为:

$$P_{SS2} = \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \right) V_{CE0} I_s + \left( \frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \right) r_{CE} I_s^2 \quad (9)$$

采用 NLM 时, 假设电流  $i_C(t) = I_s \sin \omega t$ , 可得:

$$P_{SS1} = DV_{CE0} I_s + Dr_{CE} I_s^2 \quad (10)$$

$$P_{SS2} = (1 - D) V_{CE0} I_s + (1 - D) r_{CE} I_s^2 \quad (11)$$

无论采用 CPS 或 NLM, 单个 SM 模块的 IGBT 通态损耗都可以表示为:

$$P_{SS} = P_{SS1} + P_{SS2} \quad (12)$$

(2) 开关损耗<sup>[21]</sup>。假设 IGBT 的开关频率为  $f_{SW}$ , 半个周期内开通和关断的次数总和为  $n_{SW}$ , 开通次数为  $n_{SW}/2$ 。单个 IGBT 的开关损耗  $P_{SW}$  为:

$$P_{SW} = (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \frac{1}{2f_o} f_{SW} \frac{I_s}{I_{sN}} \frac{U_{dc}}{U_{dcN}} \quad (13)$$

式中:  $E_{SW(on)}$  为 IGBT 开通一次损耗的能量;  $E_{SW(off)}$  为 IGBT 关断一次损耗的能量;  $I_{sN}$  为额定的工作电流;  $U_{dcN}$  为额定的直流侧电压;  $f_o$  为基波频率。

开关频率存在如式(14)所示的关系:

$$n_{SW} = f_{SW}/f_o \quad (14)$$

结合式(13)与式(14), 可得:

$$P_{SW} = (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \frac{n_{SW}}{2} \frac{I_s}{I_{sN}} \frac{U_{dc}}{U_{dcN}} \quad (15)$$

### 2.1.2 反并联二极管的损耗

二极管的功率损耗包含二极管的通态损耗  $P_{DC}$ , 开通损耗  $P_{Diode(on)}$ , 反向恢复损耗  $P_{Diode(off)}$  (开关损耗  $P_{rr}$  为开通损耗与反向恢复损耗之和) 和截止损耗 4 个部分, 其中二极管的截止损耗和开通损耗很小, 可以忽略不计。

(1) 通态损耗<sup>[21]</sup>。MMC 子模块 SM 中,  $S_1$  的反并联二极管通态损耗  $P_{DC1}$  为:

$$P_{DC1} = \frac{1}{T} \int_0^T v_F(t) i_F(t) D_2(t) dt \quad (16)$$

式中:  $v_F$  为反并联二极管正向压降;  $i_F$  为反并联二极管正向电流。

$v_F$  和  $i_F$  是非线性关系, 其典型曲线与 IGBT 的输出特性类似, 对其线性拟合可得:

$$v_F(t) = V_{F0} + r_F i_F(t) \quad (17)$$

式中:  $V_{F0}$  为反并联二极管的门槛电压;  $r_F$  为通态等效电阻, 可从输出特性曲线中获得。

采用 CPS 时, 假设  $i_F(t) = i_C(t) = I_s \sin \omega t$ , 可得:

$$P_{DC1} = \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \right) V_{F0} I_s + \left( \frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \right) r_F I_s^2 \quad (18)$$

同理可得,  $S_2$  的反并联二极管通态损耗为:

$$P_{DC2} = \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \right) V_{F0} I_s + \left( \frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \right) r_F I_s^2 \quad (19)$$

采用 NLM 时, 假设  $i_F(t) = i_C(t) = I_s \sin \omega t$ , 可得:

$$P_{DC1} = (1 - D) V_{F0} I_s + (1 - D) r_F I_s^2 \quad (20)$$

$$P_{DC2} = DV_{F0} I_s + Dr_F I_s^2 \quad (21)$$

无论采用 CPS 或 NLM, 单个 SM 模块的反并联二极管通态损耗都可以表示为:

$$P_{DC} = P_{DC1} + P_{DC2} \quad (22)$$

(2) 开关损耗<sup>[21]</sup>。二极管的开通损耗可以忽略不计, 仅计算其关断损耗。反并联二极管的开关损耗  $P_{rr}$  为:

$$P_{rr} = E_{Diode(off)P} \frac{1}{2f_o} f_{SW} \frac{I_s}{I_{sN}} \frac{U_{dc}}{U_{dcN}} \quad (23)$$

式中:  $E_{Diode(off)P}$  为反并联关断一次损耗的能量。

经过简化, 可得:

$$P_{rr} = E_{Diode(off)P} \frac{n_{SW}}{2} \frac{I_s}{I_{sN}} \frac{U_{dc}}{U_{dcN}} \quad (24)$$

## 2.2 温升分析模型

在上文建立的各类损耗模型基础上,获得 IGBT 和反并联二极管各自总的损耗,结合电热转换原理进一步搭建 MMC 整流器的温升分析模型,确立开关损耗与温升的数学关系式,有助于后续研究不同调制方式下的温升情况。

对于一个应用于工程实际的 IGBT 模块成品,其内部结构是确定的。文中所研究的模块结构由 2 个 IGBT 开关组串联而成,对应了 MMC 整流器中的一个 SM 子模块,其结构如图 3 所示。

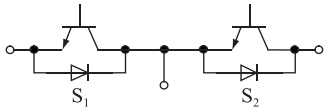


图 3 IGBT 模块内部接线

Fig.3 The internal circuit of IGBT-module

单个 IGBT 模块的温升模型如图 4 所示<sup>[22-23]</sup>,对于同一个 IGBT 模块中的 2 种开关器件而言,IGBT 的硅片和反并联二极管的硅片分别通过不同的材料连接至外壳,再连接至散热器上。

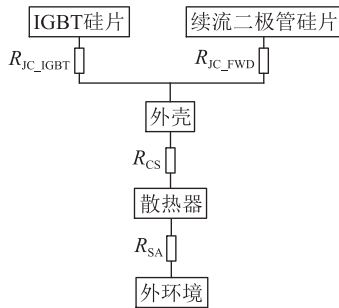


图 4 IGBT 模块温升分析模型

Fig.4 Temperature rise analysis model of IGBT-module

图 4 中, $R_{JC\_IGBT}$  为 IGBT 硅片与外壳之间的热阻; $R_{JC\_FWD}$  为反并联二极管硅片与外壳之间的热阻; $R_{CS}$  为外壳与散热器之间的热阻; $R_{SA}$  为散热器与外环境之间的热阻。

热阻与功率损耗之间的关系可以通过温升来反映:

$$R = \Delta T / P \quad (25)$$

式中: $R$  为热阻; $P$  为功率损耗; $\Delta T$  为温升。利用电气量来进行类比,则可得:热阻类比于电阻,温升类比于电位差,损耗类比于电流。

利用图 4 和式 (25) 可得等效热阻电路如图 5 所示。

图 5 中, $P_{loss\_IGBT}$ , $P_{loss\_FWD}$  分别为 IGBT 和反并联二极管的损耗; $T_{J\_IGBT}$ , $T_{J\_FWD}$  分别为 IGBT 和反并联二极管的结温; $T_C$ , $T_S$ , $T_A$  分别为 IGBT 模块外壳、IGBT 散热器和外环境的温度; $R_{CA}$  为模块外壳与

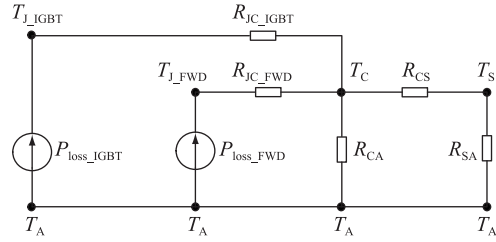


图 5 IGBT 模块等效热阻电路

Fig.5 Equivalent thermal resistance circuit of IGBT-module

环境之间的热阻。由于  $R_{CA}$  远大于  $R_{CS}$ ,即开关器件散热方式主要是通过设备中的散热器向外散热<sup>[24]</sup>,因此,在等效电路中, $R_{CA}$  与  $R_{CS}$ 、 $R_{SA}$  并联时,可以被视为开路。由此可以将图 5 简化为图 6。

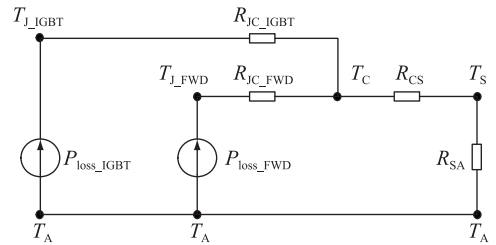


图 6 简化等效热阻电路

Fig.6 Simplified equivalent thermal resistance circuit of IGBT-module

由图 6 和式 (25) 可得各个节点处的温度为:

$$\begin{cases} T_{J\_IGBT} = P_{loss\_IGBT} R_{JC\_IGBT} + T_C \\ T_{J\_FWD} = P_{loss\_FWD} R_{JC\_FWD} + T_C \\ T_C = (P_{loss\_IGBT} + P_{loss\_FWD}) R_{CS} + T_S \\ T_S = (P_{loss\_IGBT} + P_{loss\_FWD}) R_{SA} + T_A \end{cases} \quad (26)$$

对于同一个 IGBT 模块中的 2 种开关器件的损耗,有如下关系:

$$\begin{cases} P_{loss\_IGBT} = P_{SS} + 2P_{SW} \\ P_{loss\_FWD} = P_{DC} + 2P_{tr} \end{cases} \quad (27)$$

由于外环境的初始温度为已知,利用式 (26) 求出  $T_{J\_IGBT}$  和  $T_{J\_FWD}$  的温度,便可求得 IGBT 和反并联二极管的温升。

## 3 仿真分析

### 3.1 仿真参数和模型搭建

仿真采用三相半桥型 MMC 结构的整流器,每相上、下桥臂各 24 个 SM 子模块串联,IGBT 模块为 Infineon 型 FF450R17ME4 模块,参数如表 1 所示。IGBT 模块的热阻参数如表 2 所示。MMC 整流器的实际运行参数如表 3 所示。

根据仿真参数在 Matlab 中搭建仿真模型,所搭建的 CPS 调制下的仿真模型图外部封装如图 7 所

表 1 IGBT 模块参数

Table 1 Parameters of IGBT-module

器件类型	参数	数值
IGBT	$V_{CE0}/V$	7/6
	$r_{CE}/\Omega$	1/540
	$U_{sN}/V$	900
	$I_{sN}/A$	450
	$E_{SW(on)}/mJ$	105
	$E_{SW(off)}/mJ$	98
反并联二极管	$V_{F0}/V$	8/7
	$r_F/\Omega$	1/700
	$U_{sN}/V$	900
	$I_{sN}/A$	450
	$E_{Diode(off)P}/mJ$	60

表 2 IGBT 模块热阻参数表

Table 2 Thermal resistances of IGBT-module

参数	数值
$R_{JC\_IGBT}/(K \cdot W^{-1})$	0.060
$R_{JC\_FWD}/(K \cdot W^{-1})$	0.100
$R_{CS}/(K \cdot W^{-1})$	0.009
$T_{Smax}/^{\circ}C$	125
$R_{SA}/(K \cdot W^{-1})$	0.053

表 3 MMC 整流器运行参数表

Table 3 Operation parameters of MMC rectifier

参数	数值	参数	数值
$U_{dc\_total}/kV$	10	$I_s/A$	12.5
$U_{dc\_SM}/V$	1 250/3	交流频率/Hz	50

示,内部结构如图 8 所示,NLM 调制下的仿真模型

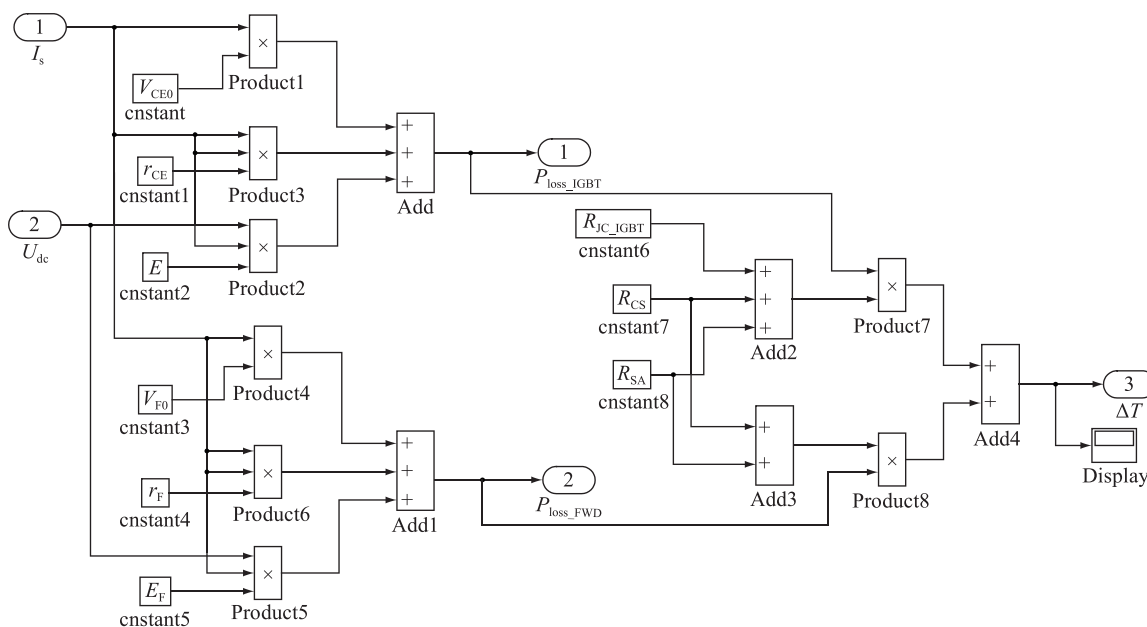


图 8 CPS 调制下仿真模型的内部结构

Fig.8 The internal structure of the simulation model under CPS modulation

搭建与此类似。

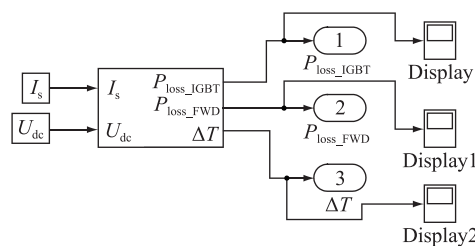


图 7 CPS 调制下仿真模型的外部封装

Fig.7 The external package of the simulation model under CPS modulation

### 3.2 仿真结果对比

根据建立的开关损耗模型可知,开关损耗会受到调制方式的影响。文中建立开关损耗和温升的数学关系,故调制方式的不同会间接影响温升情况。分别对采用 CPS 和 NLM 的半桥型 MMC 整流器的每个桥臂子模块温升进行对比分析。

#### 3.2.1 采用载波移相调制

在采用 8 倍频调制,且调制比为  $\sqrt{2}/\sqrt{3}$  时,结合式(12)、式(15)和式(27)可得  $P_{loss\_IGBT}$ ,结合式(22)、式(24)和式(27)可得  $P_{loss\_FWD}$ ,通过计算可得到单个 SM 子模块的开关器件损耗与实际电流和电压之间的关系为:

$$\begin{cases} P_{loss\_IGBT} = 0.371 4 I_s^2 + 4.629 6 \times 10^{-4} I_s^2 + \\ \quad 4.009 9 \times 10^{-6} U_{dc} I_s \\ P_{loss\_FWD} = 0.363 8 I_s^2 + 3.571 4 \times 10^{-4} I_s^2 + \\ \quad 1.185 2 \times 10^{-6} U_{dc} I_s \end{cases} \quad (28)$$



结合式(28)和式(26)可得:

$$\begin{cases} \Delta T_{J\_IGBT} = 0.0679 I_s + 7.8624 \times 10^{-5} I_s^2 + \\ \quad 5.6269 \times 10^{-7} U_{dc} I_s \\ \Delta T_{J\_FWD} = 0.0820 I_s + 8.6560 \times 10^{-5} I_s^2 + \\ \quad 4.4062 \times 10^{-7} U_{dc} I_s \end{cases} \quad (29)$$

式中:  $\Delta T_{J\_IGBT}$ ,  $\Delta T_{J\_FWD}$  分别为 IGBT 和反并联二极管的损耗温差。

### 3.2.2 采用最近电平逼近调制

在采用最近电平逼近调制时,结合式(12)、式(15)和式(27)可得  $P_{loss\_IGBT}$ ,结合式(22)、式(24)和式(27)可得  $P_{loss\_FWD}$ ,通过计算单个 SM 子模块的开关器件损耗与实际电流和电压之间的关系为:

$$\begin{cases} P_{loss\_IGBT} = 0.5833 I_s + 9.2500 \times 10^{-4} I_s^2 + \\ \quad 5.0124 \times 10^{-7} U_{dc} I_s \\ P_{loss\_FWD} = 0.5714 I_s + 7.1250 \times 10^{-4} I_s^2 + \\ \quad 1.4815 \times 10^{-7} U_{dc} I_s \end{cases} \quad (30)$$

结合式(30)和式(26)可得:

$$\begin{cases} \Delta T_{J\_IGBT} = 0.1066 I_s + 1.5703 \times 10^{-4} I_s^2 + \\ \quad 7.0337 \times 10^{-8} U_{dc} I_s \\ \Delta T_{J\_FWD} = 0.1287 I_s + 1.7278 \times 10^{-4} I_s^2 + \\ \quad 5.5077 \times 10^{-8} U_{dc} I_s \end{cases} \quad (31)$$

### 3.2.3 结果对比

基于已建立的开关损耗和温升模型,代入参数计算开关器件损耗和温升与实际电流与电压之间的关系。通过在 Matlab 中仿真得出采用 2 种调制方式后的温升与实际电压电流的关系分别如图 9 和图 10 所示,图 9 为 IGBT 的温升,图 10 为反并联二极管的温升。

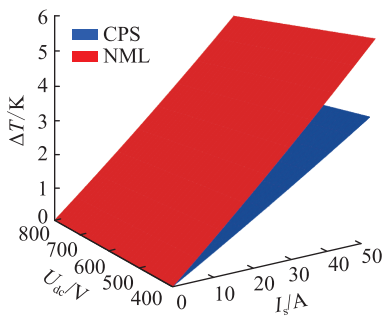


图 9 不同电压电流下 IGBT 温升

Fig.9 Temperature rise of IGBT with different voltages and currents

可以看出,相对 NLM,CPS 调制下的 IGBT 和反并联二极管温升均较低,故 CPS 调制更适用于文中

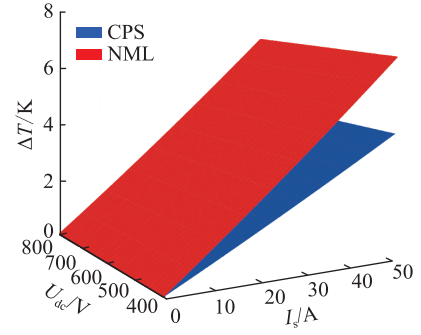


图 10 不同电压电流下反并联二极管温升

Fig.10 Temperature rise of FWD with different voltages and currents

所述 MMC 工程样机。

将表 3 中 MMC 工程样机的实际工作条件代入式(29)和式(31),分别得到 CPS 和 NLM 调制下实际的开关器件损耗结果,如表 4 所示。CPS 调制下的 IGBT 和反并联二极管的温升与 NLM 调制相比均较低,与上述结论一致,验证了所建立的开关器件损耗和温升模型的正确性。

表 4 开关器件温升情况表

Table 4 Temperature rise of electronic power switches

调制方式	开关器件	温升/K
CPS	IGBT	0.8640
	反并联二极管	1.0408
NLM	IGBT	1.3574
	反并联二极管	1.6360

## 4 结语

文中通过对半桥型 MMC 整流器的开关器件进行分析,提出了电力电子开关器件损耗模型,并将该模型与电热转换的原理相结合建立了开关器件的温升模型。基于建立的温升模型,仿真分析和对比了 CPS 和 NLM 2 种调制方法所导致的温升情况。结果表明,相对于 NLM,CPS 调制时的 IGBT 和反并联二极管温升更低,同时根据工程样机的实际数据验证了模型的正确性。考虑实际工程应用条件的复杂性,可参考选用 CPS 调制来抑制 MMC 整流器的温升。然而温升的抑制不仅仅局限于调制方式的选择,文中建立的开关器件损耗及温升模型可用于验证后续研究相关温升抑制措施的可行性及有效性。

### 参考文献:

- [1] 关金萍,徐永海. 电力电子变压器在风力发电系统中的应用研究综述[J]. 电工电能新技术,2019,38(2):88-96.  
GUAN Jinping, XU Yonghai. Research review of power electronic transformer applications in wind energy conversion sys-

- tems[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(2):88-96.
- [2] 易灵芝, 黄晓辉, 黄守道, 等. 基于最近电平逼近调制的模块化多电平变换器中高压变频调速系统运行控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6):1303-1315.  
YI Lingzhi, HUANG Xiaohui, HUANG Shoudao, et al. A medium-voltage motor drive with modular multilevel converter based on nearest level modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6):1303-1315.
- [3] 公铮, 伍小杰, 王钊, 等. 基于载波移相调制的模块化多电平变换器变频运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(11):2822-2830.  
GONG Zheng, WU Xiaojie, WANG Zhao, et al. Variable frequency operation control of modular multilevel converter based on carrier phase-shift modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(11):2822-2830.
- [4] 张江勇, 杜明星, 魏克新. IGBT 模块结温变化下的电磁干扰特性研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(1):84-86, 100.  
ZHANG Jiangyong, DU Mingxing, WEI Kexin. Study of electromagnetic interference characteristics of IGBT module under junction temperature change[J]. Power Electronics, 2019, 53(1):84-86, 100.
- [5] 马汉卿. 基于热敏感电参数法的 IGBT 模块结温检测[J]. 浙江电力, 2019, 38(4):13-19.  
MA Hanqing. IGBT module junction temperature detection based on thermal-sensitive electrical parameters[J]. Zhejiang Electric Power, 2019, 38(4):13-19.
- [6] 戴超, 陈向荣. 碳化硅 IGBT 电力电子器件封装和绝缘研究综述[J]. 浙江电力, 2019, 38(10):26-33.  
DAI Chao, CHEN Xiangrong. A review of research on SiC IGBT power electronic device packaging and insulation[J]. Zhejiang Electric Power, 2019, 38(10):26-33.
- [7] 郭庆奎, 张洪阳, 张志锋, 等. 风机并网变流器温升分析与控制参数优化[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(24):173-179.  
GUO Qingkui, ZHANG Hongyang, ZHANG Zhifeng, et al. Temperature rise evaluation and control parameter optimization of wind power grid converter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(24):173-179.
- [8] 王雷, 杨璐, 李守蓉. 大功率变流装置 IGBT 模块冷却性能分析研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(8):56-58.  
WANG Lei, YANG Lu, LI Shourong. Research and analysis of cooling performance of IGBT module for high power converters[J]. Power Electronics, 2018, 52(8):56-58.
- [9] 王希平, 李志刚, 姚芳. 模块化多电平换流阀 IGBT 器件功率损耗计算与结温探测[J]. 电工技术学报, 2019, 34(8):1636-1646.  
WANG Xiping, LI Zhigang, YAO Fang. Power loss calculation and junction temperature detection of IGBT devices for modular multilevel valve[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8):1636-1646.
- [10] 米高祥, 郭勇, 李旭, 等. 大功率变流器热设计的多目标优化研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(8):48-51.  
MI Gaoxiang, GUO Yong, LI Xu, et al. Research on multi-objective optimization of high power converter thermal design[J]. Power Electronics, 2018, 52(8):48-51.
- [11] 边少聪, 王宇. 基于 PSO-BP 神经网络模型的 IGBT 老化预测[J]. 浙江电力, 2019, 38(11):58-64.  
BIAN Shaocong, WANG Yu. Ageing prediction of IGBT based on PSO-BP neural network model[J]. Zhejiang Electric Power, 2019, 38(11):58-64.
- [12] 孙广星, 苟锐锋, 孙伟. 基于 MMC 结构的电力电子变压器拓扑结构及控制策略研究[J]. 高压电器, 2016, 52(1):142-147, 153.  
SUN Guangxing, GOU Ruifeng, SUN Wei. Research on topology and control strategy of power electronic transformer based on MMC structure[J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(1):142-147, 153.
- [13] 张芳, 杜雪靓, 陈堃. MMC-HVDC 系统换流器桥臂短路故障暂态特性分析[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(5):180-189.  
ZHANG Fang, DU Xuejing, CHEN Kun. Transient characteristic analysis of converter bridge arm short circuit fault in MMC-HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(5):180-189.
- [14] 孙永忠, 姜毅龙. 载波移相 PWM 调制下的 MMC 电压平衡控制策略[J]. 电气传动, 2020, 50(2):47-54, 62.  
SUN Yongzhong, JIANG Yilong. Voltage balance control strategy for modular multilevel converters with phase-shifted carrier-based pulse width modulation[J]. Electric Drive, 2020, 50(2):47-54, 62.
- [15] 王晓鹏, 杨晓峰, 范文宝, 等. 模块组合多电平变换器的脉冲调制方案对比[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5):28-33.  
WANG Xiaopeng, YANG Xiaofeng, FAN Wenbao, et al. A comparative study of multi-pulse modulation schemes for modular multilevel converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5):28-33.
- [16] 刘喜梅, 王宁, 张硕博. 基于 CPS-SPWM 的模块化多电平整流器的研究与应用[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(22):180-179.  
LIU Ximei, WANG Ning, ZHANG Shuobo. Research and application of a modular multilevel rectifier based on CPS-SPWM[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22):180-179.
- [17] 赵鲁, 李耀华, 葛琼璇, 等. 特定谐波消除及优化脉宽调制单相整流器的研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10):57-64.  
ZHAO Lu, LI Yaohua, GE Qiongquan, et al. Study of selective harmonic elimination and optimization pulse width modulation single-phase rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10):57-64.
- [18] 张国荣, 韩慧颖, 王啸飞, 等. 模块化多电平变换器最近电平调制研究[J]. 电测与仪表, 2017, 54(23):1-9.  
ZHANG Guorong, HAN Huiying, WANG Xiaofei, et al. Research on nearest level modulation for multilevel converter[J]. E-

- lectrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(23):1-9.
- [19] 廖敏, 许韦华, 杨杰, 等. 考虑子模块均压约束的混合型模块化多电平换流器功率极限分析[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(5):17-25.
- LIAO Min, XU Weihua, YANG Jie, et al. Analysis of maximum power operating region for hybrid MMC considering submodule balancing constraint[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(5):17-25.
- [20] ROHNER S, BERNET S, HILLER M, et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8):2633-2642.
- [21] YUE Q Y, LI C B, CAO Y J, et al. Comprehensive power losses model for electronic power transformer[J]. IEEE Access, 2018, 6:14926-14934.
- [22] JANG S H, SHIN M W. Thermal characterization of junction in solar cell packages[J]. IEEE Electron Device Letters, 2010, 31(7):743-745.
- [23] 杨中宇, 朱志明, 刘博, 等. 稳压式变极性焊接电源中的IGBT功率损耗和温升模型[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2017, 57(5):471-475, 482.
- YANG Zhongyu, ZHU Zhiming, LIU Bo, et al. Power loss and temperature rise model for an IGBT in a variable polarity welding power supply with a reverse voltage stabilizer[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2017, 57(5):471-475, 482.
- [24] 江超, 唐志国, 李荟卿, 等. 电机控制器IGBT用风冷散热器设计[J]. 汽车工程学报, 2015, 5(3):179-186.
- JIANG Chao, TANG Zhiguo, LI Huiqing, et al. Design of air cooled heat sink for IGBT in motor controller[J]. Chinese Journal of Automotive Engineering, 2015, 5(3):179-186.

作者简介:



余昆

余昆(1978),男,博士,副教授,研究方向为智能配电网自愈控制与优化调度、配用电系统多能互补与高效运行、能效评估与用能模式优化(E-mail:kun.yu@vip.sina.com);

薛卜(1998),男,硕士在读,研究方向为交直流混合配电网自愈控制;

顾昉渊(1994),男,硕士,研究方向为基于电力电子变压器的交直流混合配电网优化。

## The loss and temperature rise modeling of MMC rectifier switching devices

YU Kun<sup>1,2</sup>, XUE Bu<sup>1</sup>, GU Fangyuan<sup>1</sup>, RUAN Wenjun<sup>3</sup>

(1. College of Energy & Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China; 2. Jiangsu Province Power Distribution and Energy Efficiency Engineering Technology Research Center, Nanjing 211100, China; 3. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 210024, China)

**Abstract:** The onshore power system which is suitable for environmental protection needs and replaces diesel generators on board is booming. The high temperature rise of modular multilevel rectifier applied to the onshore power system reduces its operating reliability, and the loss is an important parameter to reflect the temperature rise. Ignoring other loss factors of rectifiers, a simplified model is established for the loss of switching devices, and a temperature rise analysis model of modular multilevel converter (MMC) rectifier half-bridge sub-module switching devices is established in combination with the principle of electro-thermal conversion, so as to determine the relationship between temperature rise and switch device loss. Based on the established loss and temperature rise model, the influence of carrier phase shift and nearest level approach modulation on the temperature rise of the switching device is simulated and analyzed, which is consistent with the verification under practical engineering conditions. The results show that the temperature rise of switching devices is smaller under the carrier phase shift modulation mode, and the mode of modulation is able to be used in the actual engineering to suppress the temperature rise to a certain extent. The temperature rise model constructed can provide a model basis for the follow-up study of other temperature rise suppression measures, and can verify the effectiveness of temperature rise suppression measures.

**Keywords:** loss modeling; temperature rise analysis model; carrier phase shift; near level modulation; half-bridge modular multilevel converter (MMC) rectifier

(编辑 钱悦)