

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.220215

# 基于电压电流特性曲线的 MMC 子模块 IGBT 通态损耗在线计算方法

刘黎<sup>1,2</sup>, 李康<sup>3</sup>, 黄萌<sup>3</sup>, 刘懿<sup>3</sup>

(1. 上海交通大学电气系电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海 200030; 2. 国网浙江省电力有限公司舟山供电公司, 浙江 舟山 316000; 3. 武汉大学电气与自动化学院, 湖北 武汉 430072)

**摘要:** 模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)中绝缘栅双极型晶体管(insulated-gate bipolar transistor, IGBT)多运行于高压条件, 需采用大量程传感器对集电极电压进行测量, 但会产生较大测量误差, 制约了通态损耗的准确计算。因此, 针对 MMC 子模块中 IGBT 提出了一种基于电压电流特性曲线的通态损耗在线计算方法。首先, 基于 IGBT 及二极管特性曲线参数实现了通态压降、集电极电流及结温之间关系模型的二维及三维拟合。其次, 对单位电流周期内器件投切模式进行分析, 实现通态损耗表达。此外, 基于电热比拟相关理论, 构建 IGBT 等效热网络模型。然后, 综合考虑器件电流、导通信号及壳温等信息对结温进行反馈修正, 进一步形成了 IGBT 通态损耗在线计算方法。最后, 通过实验验证了所提方法的有效性。

**关键词:** 绝缘栅双极型晶体管; 模块化多电平换流器; 特性曲线; 通态压降; 损耗计算

## On-line calculation method of an IGBT on-state loss of an MMC sub-module based on a voltage and current characteristic curve

LIU Li<sup>1,2</sup>, LI Kang<sup>3</sup>, HUANG Meng<sup>3</sup>, LIU Yi<sup>3</sup>

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030, China; 2. Zhoushan Power Supply Company, State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Zhoushan 316000, China; 3. School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

**Abstract:** The insulated-gate bipolar transistor (IGBT) in a modular multilevel converter (MMC) mostly operates under high voltage conditions, and a large-range sensor is required to measure the collector-emitter voltage. However, a large measurement error will occur and this restricts the accurate calculation of the on-state loss. Therefore, an online calculation method of on-state loss based on the voltage-current characteristic curve for the IGBT in the MMC sub-module is proposed. First, two-dimensional and three-dimensional fitting of the relationship model between on-state voltage drop, collector current and junction temperature is achieved based on the characteristic curve parameters of the IGBT and diode. Second, the switching mode of the device in the unit current cycle is analyzed to realize the expression of the on-state loss. In addition, based on the related theory of electric-thermal comparison, an equivalent thermal network model of the IGBT is constructed. Then, comprehensively considering the device current, turn-on signal and case temperature, etc., the junction temperature is corrected by feedback, and the online calculation method for the IGBT on-state loss is further formed. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by experiment.

This work is supported by the Key Project of National Natural Science Foundation of China (No. 51637007).

**Key words:** insulated-gate bipolar transistor; modular multilevel converter; characteristic curves; on-state voltage drop; loss calculation

## 0 引言

绝缘栅双极型晶体管(insulated-gate bipolar

transistor, IGBT)模块因具有耐高压、导通压降低、开关速度快等优点而广泛应用于柔性直流输电系统的模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)型换流阀中, 其运行可靠性是系统实现能量高效、高可靠性变换的重要保障, 对系统可靠运行起着重要作用。文献[1-4]表明: 功率损耗的产生会

**基金项目:** 国家自然科学基金重点项目资助(51637007); 国网浙江省电力有限公司科学技术项目资助(B311ZS210003)

对功率器件的老化与失效造成影响。因此，IGBT 的损耗在线监测对其可靠运行具有重要意义。现阶段关于 IGBT 损耗建模相关研究方法大体上可归纳成两大类：一类为数据建模法，另一类为物理建模法<sup>[5-6]</sup>。

数据建模法主要是基于实验数据获取可用于不同工况的功率损耗计算表达式，实现损耗计算模型的构建。文献[7-9]主要利用 IGBT 的数据手册来对损耗进行分析，基于数据手册所提供的损耗电流关系曲线估算 IGBT 损耗，但较少考虑 IGBT 的实际运行工况，因此用此方法求得的损耗不准确。文献[10-12]通过建立指数函数表示损耗及电流之间的关系，将器件在导通及开关过程的损耗表示为函数的形式。文献[13-14]主要采用电热耦合分析的方式，基于器件特性提出了一种考虑损耗的估算方法，建立了 IGBT 电压、电流及结温之间的关系模型，并结合线性插值手段来估算不同条件下的损耗。文献[15-17]所采用的损耗计算方法主要是将 IGBT 的电压表示为关于电流的函数，利用拟合公式可准确计算任意一个 IGBT 开关周期波形，并采用积分的方式求解损耗。

物理建模法主要通过构建 IGBT 内部模拟电路对 IGBT 的工作特性进行模拟，从而获得其电压电流特性关系，进而可对 IGBT 损耗进行分析计算。当前常用的模型主要有 Sheng 模型<sup>[18]</sup>、Hefner 模型<sup>[19]</sup>以及 Kraus 模型<sup>[20]</sup>。Sheng 模型描述了 IGBT 结构的三维形式，并且采用平面载流子分布的方法描述器件特性，同时考虑了器件的热特性对动态参数的影响<sup>[21-23]</sup>。Hefner 模型考虑了电子和空穴电流二者的耦合问题对集电极电流的影响及基区迅速演化对 IGBT 输出电容的影响，主要采用一维分析方法对 IGBT 模块内部特性参数进行表征，能体现 IGBT 在多种工况下的动静态特性，具有较高的准确性，广泛应用于电路仿真中<sup>[24]</sup>。Kraus 模型采用多项式对 IGBT 运行动态过程中的内部载流子浓度分布进行模拟，此方法主要是将 IGBT 模块看作 MOS 管和 BJT 两者的组合，其中 MOS 管部分主要基于电阻、电容等器件来表征，而 BJT 部分则是基于电流源及二极管等器件来刻画。此模型仿真难度较大，通常适用于中小功率等级的 IGBT 功耗分析<sup>[25]</sup>。

综上所述，物理方法主要是通过电阻、电容及电感等器件来简单模拟 IGBT 内部电路，对 IGBT 工作特性进行仿真，获得电压、电流曲线，从而进一步对 IGBT 损耗进行分析。但此方法的应用很大程度上受限于 IGBT 复杂物理模型的精度、仿真速度及参数获取难度等因素的影响，不适用于在线损

耗计算。而数据建模的方法则是构建 IGBT 损耗数学计算模型，基于电压电流等实验数据，采用拟合方法生成不同工作点下的通态功率损耗表达式，其最大优点在于计算速度快、实时性强，适合 IGBT 损耗在线计算。显然，基于电压电流数据进行损耗计算时通态压降的获取尤为重要，但通态压降的准确测量受限于传感器量程及精度的影响，测量误差较大。因此，一些学者通过采用外加测量电路的方式来实现 IGBT 通态压降的测量，虽在一定程度上改善了导通压降测量精度，但外加电路易受主电路高压、噪声等因素影响，且增加了系统的复杂程度及整体运维成本。因此，为了避免直接测量 IGBT 通态压降，主要基于 IGBT 特性曲线对数拟合的方式来获取电压电流关系表达式，通过测量电流来间接实现通态压降的测量，从而进一步获取 IGBT 通态损耗。内容主要包括：(1) 基于 IGBT 驱动信号及 MMC 子模块的电流方向，对 MMC 子模块的闭锁、投入及切出等 3 种工作状态进行了详细分析；(2) 基于 IGBT 及二极管的特性曲线，采用对数拟合方式实现通态压降关于温度、电流的表达，构建了 IGBT 损耗模型及热网络模型；(3) 综合考虑电流、开关信号、温度等信息，提出 IGBT 通态损耗在线计算方法；(4) 采用实验验证所提方法的有效性。

### 1 MMC 换流阀中 IGBT 主要工作状态

图 1 所示为一个典型的应用于柔性直流输电的三相 MMC 换流阀拓扑结构<sup>[26]</sup>。

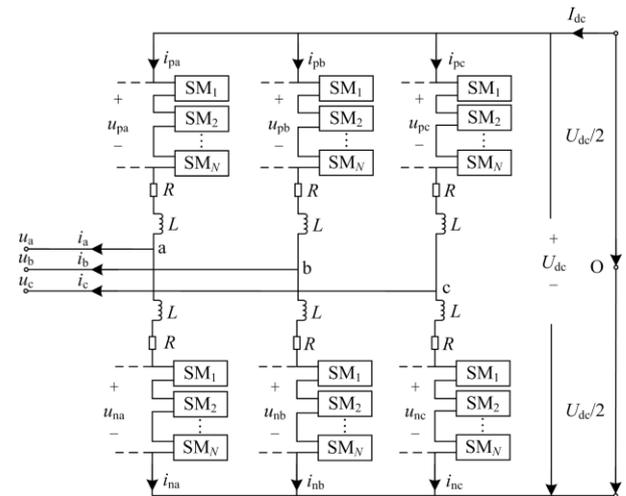


图 1 MMC 拓扑

Fig. 1 Topology of MMC

该拓扑主要由 6 个桥臂(上桥臂和下桥臂)组成，每个桥臂包括一个电抗器、一个等效电阻及 n 个子模块。其中，桥臂电抗器是交流系统与换流阀之间

的关键连接接口, 能够有效抑制桥臂环流及瞬时过冲等。

图 2 所示为一个 MMC 子模块结构图<sup>[26]</sup>, 子模块主要由 IGBT(VT1 和 VT2)、反并联二极管(VD1 和 VD2)及电容 C 等组成;  $U_{sm}$  为模块两端的电压,  $U_C$  为电容两端的电压。每个子模块端口进行相连即可介入 MMC 主电路拓扑中, 各个子模块的电容主要用于支撑母线电压。

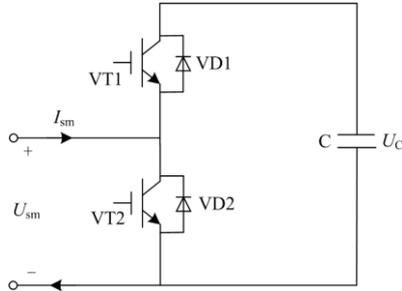


图 2 MMC 子模块

Fig. 2 MMC sub-module

MMC 子模块主要有 3 种工作状态, 包括 6 种工作模式, 如图 3 及表 1 所示<sup>[26]</sup>。图 3 中  $I_{sm}$  为 MMC 子模块电流。

第一种工作状态: 当 MMC 子模块中 VT1 和 VT2 均不施加驱动信号时, 则二者均处于关断状态, 此时子模块运行在闭锁状态, 此状态主要包括模式 1 和模式 4。模块工作在模式 1 还是模式 4 主要取决于电流是流入子模块还是流出子模块(在此规定电流流入子模块为正方向)。因此, 当电流为正方向时, 电流则先流经反并联二极管 VD1, 再经电容 C 流出子模块, 此时工作在模式 1; 当电流为负方向时, 电流则直接通过反并联二极管 VD2 流出子模块, 此时工作在模式 4。

第二种工作状态: 当 MMC 子模块中 VT1 施加驱动信号, VT2 不施加驱动信号时, 则子模块工作在投入状态, 此状态主要包括模式 2 和模式 5。因此, 当电流为正方向时, 电流则先流经反并联二极管 VD1, 再经电容 C 流入子模块, 此时工作在模式 2; 当电流为负方向时, 电流则先经过电容 C, 再由 VT1 流出子模块, 此时工作在模式 5。

第三种工作状态: 当 MMC 子模块中 VT1 不施加驱动信号, VT2 施加驱动信号时, 则子模块工作在切出状态, 此状态主要包括模式 3 和模式 6。因此, 当电流为正方向时, 电流则直接经 VT2 流入子模块, 此时工作在模式 3; 当电流为负方向时, 电流直接经 VT2 流出子模块, 此时工作在模式 6。

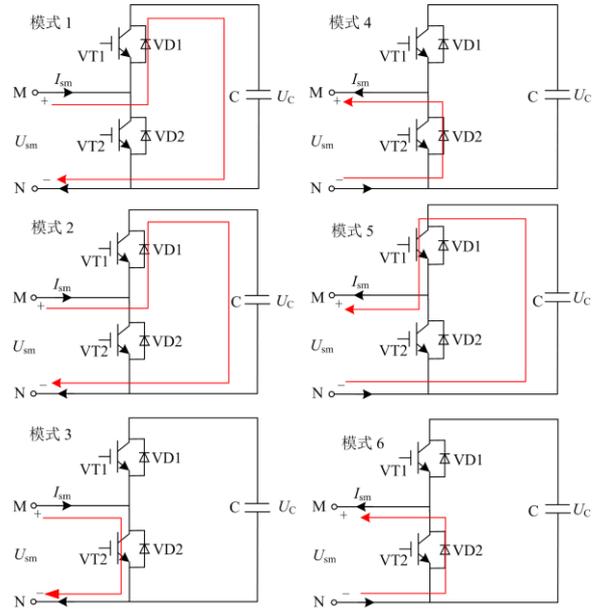


图 3 MMC 运行模式

Fig. 3 MMC operating mode

表 1 IGBT 子模块工作状态及模式

Table 4 IGBT sub-module working state and mode

工作状态	工作模式	导通器件	电流方向	子模块电压	电容状态
闭锁	1	VD1	M 流向 N	$U_C$	充电
投入	2	VD1	M 流向 N	$U_C$	充电
切出	3	VT2	M 流向 N	0	旁路
闭锁	4	VD2	N 流向 M	0	旁路
投入	5	VT1	N 流向 M	$U_C$	放电
切出	6	VD2	N 流向 M	0	旁路

## 2 基于电压电流特性曲线的 IGBT 损耗计算分析

### 2.1 基于特性曲线的通态压降拟合

由于 IGBT 长期运行于高压工况下, 多采用大量程传感器对其集射极电压进行测量, 受限于测量精度的影响, 通态压降的测量准确性难以保证。因此, 基于对数拟合方式对 IGBT 通态压降、集电极电流及结温之间关系进行拟合, 从而实现通态压降的获取。在 Matlab 环境下对 IGBT 输出特性及二极管正向特性曲线分别在 25 °C 及 125 °C 条件下进行拟合, 如图 4、图 5 所示。

假设在 125 °C 时 IGBT 特性曲线函数及二极管特性函数表达式分别如式(1)和式(2)所示。

$$V_{ce(125\text{ }^\circ\text{C})} = a_{(125\text{ }^\circ\text{C})} \cdot \log(I_c) + b_{(125\text{ }^\circ\text{C})} \cdot I_c + c_{(125\text{ }^\circ\text{C})} \quad (1)$$

$$V_F(125\text{ }^\circ\text{C}) = d_{(125\text{ }^\circ\text{C})} \cdot \log(I_F) + e_{(125\text{ }^\circ\text{C})} \cdot I_F + f_{(125\text{ }^\circ\text{C})} \quad (2)$$

式中:  $a_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $b_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $c_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$  均为 IGBT 在 125 °C 下的特性曲线函数拟合系数;  $d_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $e_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $f_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$

均为 125 °C 下的二极管特性曲线函数拟合系数。拟合结果如表 2 所示。

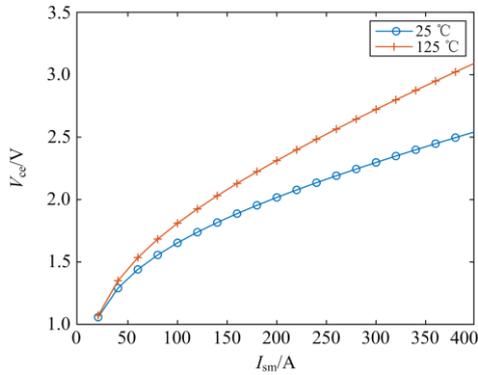


图 4 IGBT 输出特性曲线拟合

Fig. 4 IGBT output characteristic curve fitting

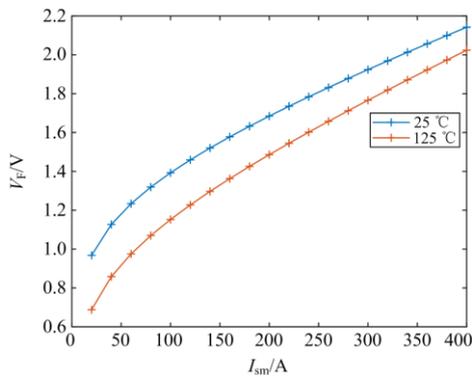


图 5 二极管正向特性曲线拟合

Fig. 5 Diode forward characteristic curve fitting

表 2 125 °C 下的曲线函数拟合系数表

Table 2 Curve function fitting coefficients (125 °C)

系数	拟合结果	系数	拟合结果	系数	拟合结果
$a_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$	0.3195	$b_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$	0.0028	$c_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$	0.0591
$d_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$	0.1872	$e_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$	0.0020	$f_{(125\text{ }^\circ\text{C})}$	0.0862

假设在 25 °C 时 IGBT 特性曲线函数及二极管特性函数表达式分别如式(3)和式(4)所示。

$$V_{ce(25\text{ }^\circ\text{C})} = a_{(25\text{ }^\circ\text{C})} \cdot \log(I_c) + b_{(25\text{ }^\circ\text{C})} \cdot I_c + c_{(25\text{ }^\circ\text{C})} \quad (3)$$

$$V_{F(25\text{ }^\circ\text{C})} = d_{(25\text{ }^\circ\text{C})} \cdot \log(I_F) + e_{(25\text{ }^\circ\text{C})} \cdot I_F + f_{(25\text{ }^\circ\text{C})} \quad (4)$$

式中： $a_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $b_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $c_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$ 均为 IGBT 在 25°C 下的特性曲线函数拟合系数； $d_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $e_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$ 、 $f_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$ 均为 25 °C 下的二极管特性曲线函数拟合系数。拟合结果如表 3 所示。

表 3 25 °C 下的曲线函数拟合系数表

Table 3 Curve function fitting coefficients (25 °C)

系数	拟合结果	系数	拟合结果	系数	拟合结果
$a_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$	0.2893	$b_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$	0.0016	$c_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$	0.1583
$d_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$	0.1817	$e_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$	0.0017	$f_{(25\text{ }^\circ\text{C})}$	0.3903

对  $a_{(T_j)}$ 、 $b_{(T_j)}$ 、 $c_{(T_j)}$ 、 $d_{(T_j)}$ 、 $e_{(T_j)}$ 、 $f_{(T_j)}$  等参数分别在 25 °C 和 125 °C 条件下采用插值的方法进行分析，可分别得到它们随温度变化的表达式，如表 4 所示。

表 4 特性曲线拟合系数随温度变化表达

Table 4 Formula of the characteristic curve fitting coefficient changing with temperature

$V_{ce}$ 表达式系数	$V_F$ 表达式系数
$a_{(T_j)} = 3.02e^{-4} T_j + 0.2817$	$d_{(T_j)} = 5.5e^{-5} T_j + 0.1803$
$b_{(T_j)} = 1.174e^{-5} T_j + 0.00136$	$e_{(T_j)} = 5.46e^{-6} T_j + 0.001521$
$c_{(T_j)} = -9.9e^{-4} T_j + 0.1831$	$f_{(T_j)} = -3.04e^{-3} T_j + 0.4663$

因此， $V_{ce}$  和  $V_F$  随  $I_c$  及  $T_j$  变化的表达式为

$$V_{ce} = a_{(T_j)} \cdot \log(I_c) + b_{(T_j)} \cdot I_c + c_{(T_j)} \quad (5)$$

$$V_F = d_{(T_j)} \cdot \log(I_F) + e_{(T_j)} \cdot I_F + f_{(T_j)} \quad (6)$$

在 Matlab 中分别对式(1)和式(2)进行三维图绘制，如图 6 和图 7 所示。

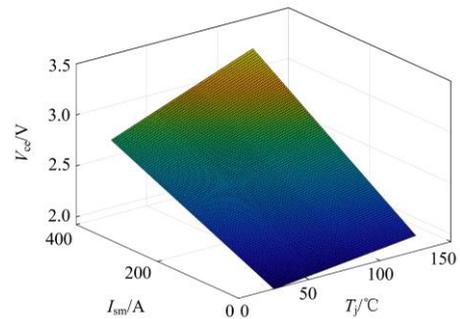


图 6 IGBT 特性曲线三维拟合

Fig. 6 3D fitting of IGBT characteristic curve

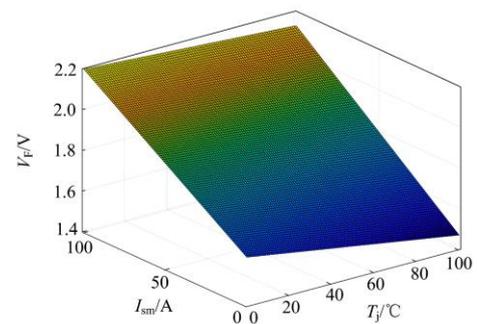


图 7 二极管特性曲线三维拟合

Fig. 7 3D fitting of diode characteristic curve

因此，基于图 6 和图 7 所构建的数据库，可获取任意电流和结温条件下 IGBT 及二极管通态压降。

## 2.2 损耗求解

为分析方便，将 MMC 子模块在一个电流周期内的投切模式进行划分，如图 8 所示。

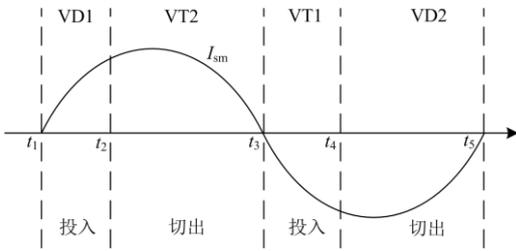


图 8 MMC 子模块投切模式示意

Fig. 8 Schematic diagram of the switching mode of the MMC sub-module

当电流方向为正时, 若子模块为投入状态(\$t\_1 \sim t\_2\$), 则电流流经 VD1; 若子模块为切出状态(\$t\_2 \sim t\_3\$), 则电流流经 VT2。当电流方向为负时, 若子模块为投入状态(\$t\_3 \sim t\_4\$), 则电流流经 VT1; 若子模块为切出状态(\$t\_4 \sim t\_5\$), 则电流流经 VD2。则子模块在一个电流周期(\$t\_1 \sim t\_5\$)内的通态损耗可基于表 5 进行求解。

表 5 损耗表达

Table 5 Loss calculation formula

损耗表达式	
IGBT 通态损耗	$P_T = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} [a_{(T_j)} \cdot \log(I_{sm}) + b_{(T_j)} \cdot I_{sm} + c_{(T_j)}] \cdot I_{sm} dt$
二极管通态损耗	$P_D = \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} [d_{(T_j)} \cdot \log(I_{sm}) + e_{(T_j)} \cdot I_{sm} + f_{(T_j)}] \cdot I_{sm} dt + \frac{1}{T} \int_{t_4}^{t_5} [d_{(T_j)} \cdot \log(I_{sm}) + e_{(T_j)} \cdot I_{(T_j)} + f_{(T_j)}] \cdot I_{sm} dt$
一个电流周期总损耗	$P_{tot} = P_T + P_D$

表 5 中,  $P_T$ 、 $P_D$  分别为 IGBT、二极管在一个电流周期  $T$  内的平均通态损耗;  $P_{tot}$  为总功率损耗。

### 2.3 热网络模型构建

为了分析电力电子器件不同材料层的温度信息, 需构建热网络模型。图 9 为 IGBT 模块结构剖面图, 各层之间紧密相连构成了 IGBT 散热过程的关键路径, 主要包括芯片、焊料层、铜层、陶瓷层、基板、导热膏层及散热器等。为了简化计算, 构建四阶 Foster 模型对 IGBT 模块的热网络进行等效, 如图 10 所示。图中  $R_1 \sim R_4$  为结到壳的热阻;  $C_1 \sim C_4$  为结到壳的热容。

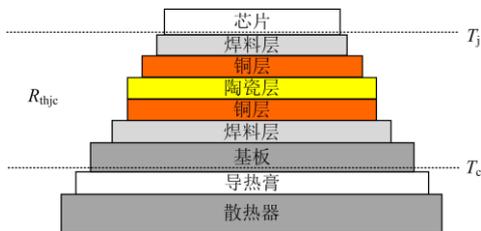


图 9 IGBT 结构剖面

Fig. 9 IGBT structure cross-sectional view

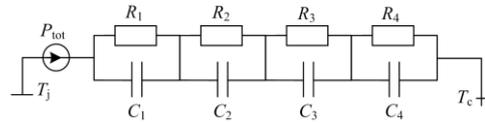


图 10 IGBT 热网络模型

Fig. 10 IGBT thermal network model

芯片-管壳的 Foster 热网络模型可分为 4 层, 热阻公式可表示为

$$Z_{thjc} = \sum_{i=1}^4 R_i \cdot \left[ 1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_i}\right) \right] \quad (7)$$

式中:  $R_i$  为热网络模型中第  $i$  阶的热阻值;  $t$  为运行时间;  $\tau_i$  为时间常数。

综上所述, IGBT 模块的结温可表示为

$$T_j = P_{tot} \cdot Z_{jc} + T_c \quad (8)$$

式中,  $Z_{jc}$  为结到壳的热阻抗。

因此, 由式(8)可知, 基于功率损耗、热阻及壳温等信息可实现结温计算。计算得到的结温又可作为损耗模型的输入, 实现反馈迭代。

### 2.4 损耗在线计算流程

IGBT 长期运行于电热应力循环冲击的条件下, 其结温和损耗是一对相互影响的量, 通态损耗的求解不应简单考虑 IGBT 电压及电流因素的影响, 温度因素的影响也需考虑在内, 因此, 基于 IGBT 特性曲线及热网络模型提出一种 IGBT 通态损耗在线计算方法, 可实时计算 IGBT 通态损耗, 其流程如图 11 所示。损耗计算算法输入量主要包括流入 MMC

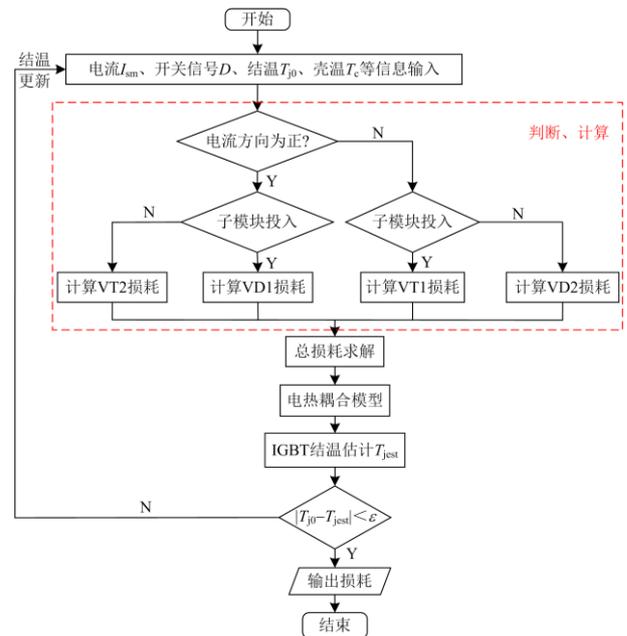


图 11 IGBT 通态损耗在线计算流程

Fig. 11 Online calculation process of IGBT on-state loss

子模块的电流、开关信号、结温及壳温等信息。第一步，对子模块的电流方向、投切状态进行判断并计算器件损耗，若电流方向为正且子模块为投入状态，则计算 VD1 损耗，否则计算 VT2 损耗；若电流方向为负且子模块为投入状态，则计算 VT1 损耗，否则计算 VD2 损耗。此过程主要基于表 5 中 IGBT 及二极管的损耗表达式来进行求解。第二步，基于第一步求出初步总损耗。再将初步总损耗、壳温等信息作为 IGBT 热网络模型输入，基于式(8)实现结温估计。最后，将估计得到的结温与初始设定结温进行比较，若误差小于  $\varepsilon$  ( $0.05\text{ }^{\circ}\text{C}$ )，则输出此时的总损耗；若误差大于  $\varepsilon$ ，则将此时的结温估计值迭代到算法的初始输入环节，更新结温，从而实现 IGBT 通态损耗的在线计算。

### 3 实验验证

基于图 12 所示的 MMC 换流阀实验平台拓扑，在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型对所提方法进行分析，如图 13 所示。此外也搭建了换流阀实验平台进行验证，如图 14 所示。换流阀运行实验的目的是为验证换流阀在规定正常运行条件和过负荷条件下的运行性能，而在本研究中此平台主要用于分析模拟换流阀正常运行条件下子模块中的 IGBT 损耗，6 种工况如表 6 所示。

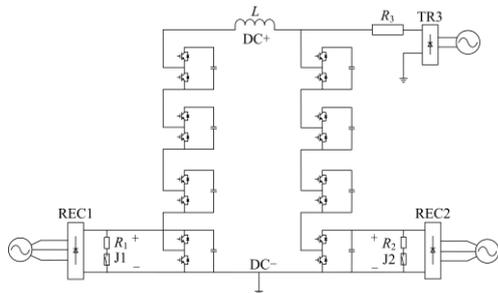


图 12 换流阀实验平台拓扑

Fig. 12 Topology of the converter valve test platform

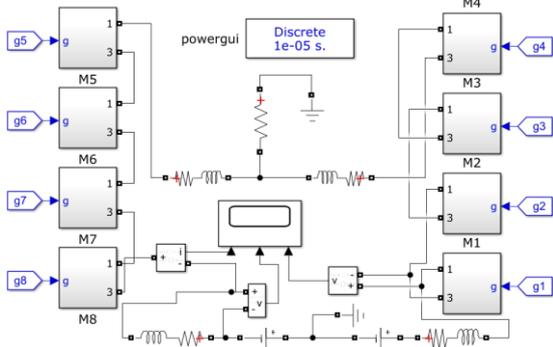


图 13 Matlab/Simulink 仿真

Fig. 13 Matlab/Simulink simulation

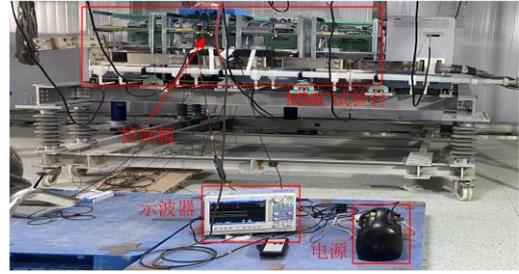


图 14 换流阀实验平台实物图

Fig. 14 Converter valve test platform

表 6 实验运行工况

Table 6 Test operating conditions

运行工况	电压/V	电流/A
1	1600	100
2	1600	160
3	1600	220
4	1600	280
5	1600	340
6	1600	400

该实验平台主要包括 8 个 MMC 子模块(IGBT 模块和型号分别为 FZ800R33KF2C 和 ZCMJ22.8-9000 的电容)、电抗器、1 个预充电装置及 2 个补能电源。实验平台运行前需开启预充电装置，为各个 MMC 子模块的电容进行均压充电，预充电完成后即刻断开充电回路。预充电过程结束后，实验平台基于最近电平逼近的调制方法实现运行控制，在桥臂上会形成交直流叠加的电流，如图 15—图 20 所示。2 个补能装置分别与 1 个子模块相连，主要是为了弥补系统在运行过程中产生的能量损失，以保证系统的稳定运行。

基于 MMC 中的 IGBT 通态损耗计算方法，对工况 1—工况 6 下的通态损耗分别进行计算，得到的通态损耗结果分别如表 7—表 12 所示。

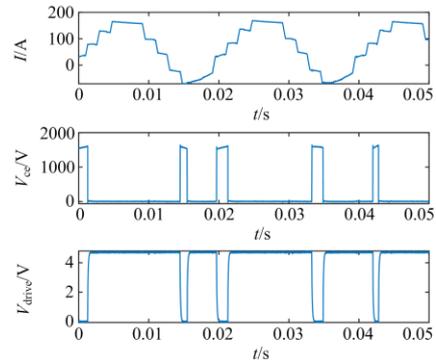


图 15 工况 1 实验波形

Fig. 15 Test waveform of working condition 1

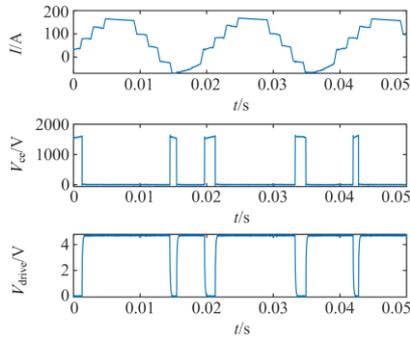


图 16 工况 2 实验波形

Fig. 16 Test waveform of working condition 2

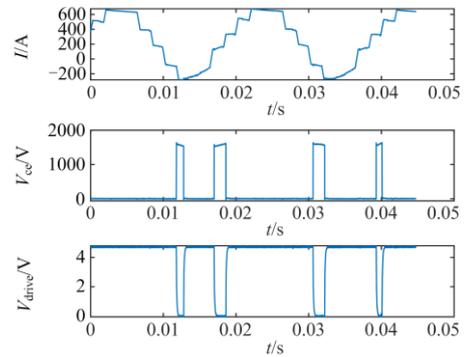


图 20 工况 6 实验波形

Fig. 20 Test waveform of working condition 6

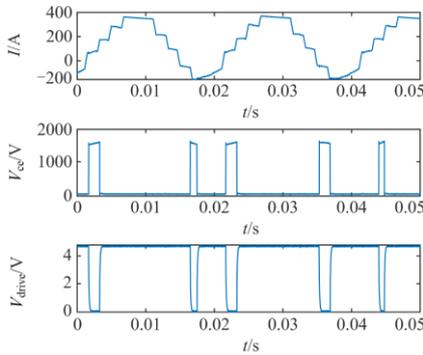


图 17 工况 3 实验波形

Fig. 17 Test waveform of working condition 3

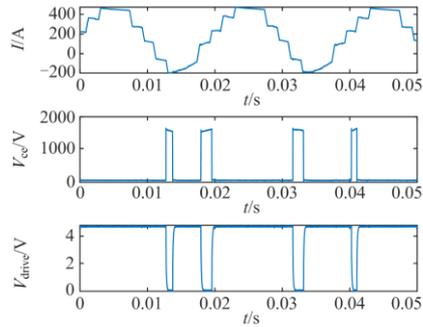


图 18 工况 4 实验波形

Fig. 18 Test waveform of working condition 4

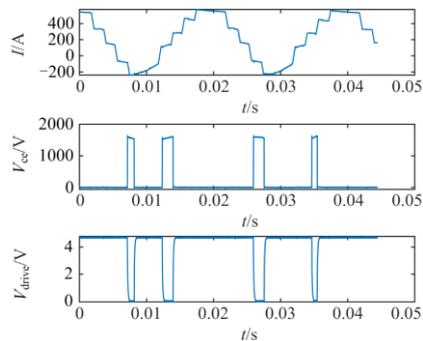


图 19 工况 5 实验波形

Fig. 19 Test waveform of working condition 5

表 7 工况 1 条件下的损耗计算结果

Table 7 Loss calculation results under the conditions of working condition 1

导通 器件	仿真损耗数据			实验损耗数据		
	对数 拟合	实测	误差/%	对数 拟合	实测	误差/%
VT1	11.73	12.09	3.01	14.81	15.35	3.52
VD1	81.4	83.73	2.79	85.04	87.04	2.30
VT2	10.1	10.64	5.11	9.509	8.941	6.35
VD2	5.087	5.46	6.92	4.982	5.312	6.21
总损耗	108.31	111.92	3.22	114.3	116.64	1.97

表 8 工况 2 条件下的损耗计算结果

Table 8 Loss calculation results under the conditions of working condition 2

导通 器件	仿真损耗数据			实验损耗数据		
	对数 拟合	实测	误差/%	对数 拟合	实测	误差/%
VT1	30.02	31.85	5.76	37.91	39.99	5.20
VD1	208.3	214.53	2.87	217.7	233.61	6.81
VT2	25.85	26.14	1.11	24.34	25.84	5.80
VD2	13.02	13.51	3.64	12.75	13.52	5.70
总损耗	277.2	286.03	3.06	292.7	312.95	6.47

表 9 工况 3 条件下的损耗计算结果

Table 9 Loss calculation results under the conditions of working condition 3

导通 器件	仿真损耗数据			实验损耗数据		
	对数 拟合	实测	误差/%	对数 拟合	实测	误差/%
VT1	68.77	73.86	6.89	71.68	75.19	4.67
VD1	399.97	412.72	3.09	411.5	423.59	2.83
VT2	48.88	52.26	6.47	46.02	48.95	5.99
VD2	24.62	24.91	1.19	24.11	25.31	4.74
总损耗	530.24	549.75	3.55	553.4	573.04	3.43

表 10 工况 4 条件下的损耗计算结果

Table 10 Loss calculation results under the conditions of working condition 4

导通 器件	仿真损耗数据			实验损耗数据		
	对数 拟合	实测	误差/%	对数 拟合	实测	误差/%
VT1	113.96	116.48	2.16	126.3	120.34	4.99
VD1	693.16	734.66	5.65	704.5	682.39	3.25
VT2	79.184	81.78	3.17	71.65	70.44	1.72
VD2	39.88	41.77	4.52	41.93	41.08	2.07
总损耗	926.18	974.69	4.98	944.5	914.25	3.31

表 11 工况 5 条件下的损耗计算结果

Table 11 Loss calculation results under the conditions of working condition 5

导通 器件	仿真损耗数据			实验损耗数据		
	对数 拟合	实测	误差/%	对数 拟合	实测	误差/%
VT1	175.59	185.86	5.53	171.2	180.51	5.16
VD1	960.98	1016.6	5.48	983.0	1023.0	3.91
VT2	116.56	124.45	6.34	109.9	114.96	4.38
VD2	58.8	60.37	2.60	57.59	60.85	5.36
总损耗	1311.9	1387.3	5.44	1321	1379.3	4.18

表 12 工况 6 条件下的损耗计算结果

Table 12 Loss calculation results under the conditions of working condition 6

导通 器件	仿真损耗数据			实验损耗数据		
	对数 拟合	实测	误差/%	对数 拟合	实测	误差/%
VT1	251.68	267.92	6.06	236.96	241.18	1.75
VD1	1302.4	1325.5	1.75	1360	1459.1	6.75
VT2	141.6	147.36	3.91	152.1	156.41	2.73
VD2	81.392	86.83	6.26	79.71	81.39	2.06
总损耗	1777.0	1827.6	2.77	1829	1938.1	5.61

对表 7—表 12 中 6 个工况下的损耗计算数据进行分析, 不论从仿真还是实验的角度来看, 均可清晰得知 MMC 换流阀在运行过程中 IGBT 模块各分立器件的损耗分布。IGBT 模块上管的导通损耗占整个模块总导通损耗的 85% 左右, 会产生较大的发热量。而 IGBT 模块下管的导通损耗占整个模块总导通损耗的 15% 左右, 产生发热量较少。此外, 对比基于对数拟合方法求得的损耗及实测损耗结果可知, 所提方法能将 IGBT 通态损耗在线计算误差保持在 7% 内, 表明了所提方法的有效性。

#### 4 结论

以 MMC 换流阀子模块 IGBT 为对象, 结合电流、驱动信号及温度等信息提出一种基于电压电流

特性曲线的 IGBT 通态损耗在线计算方法, 得出如下结论:

(1) 建立了 IGBT 及二极管通态压降、电流及结温之间的关系模型, 可基于电流测量来实现 IGBT 通态压降的表达, 无需额外采用电压测量装置对 IGBT 的通态压降进行单独监测, 可有效降低监测装置的复杂性及成本。

(2) 综合考虑了器件电流、导通信号及壳温等信息, 并结合结温误差迭代, 提出一种 MMC 子模块中的 IGBT 损耗在线计算方法, 其误差在 7% 内, 为柔性直流输电系统中 MMC 子模块的状态监测及可靠性分析提供一定理论依据。

(3) 所提方法不仅可用于求解 MMC 换流阀子模块中 IGBT 总损耗, 还能实现 IGBT 中各分立器件损耗分布的分析, 为 MMC 换流阀运行降损控制策略优化奠定了一定基础。

#### 参考文献

- [1] 龙云波, 张曦, 徐永海, 等. 不平衡电压下 IGBT 串联 STATCOM 稳定运行范围确定及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(13): 158-166.  
LONG Yunbo, ZHANG Xi, XU Yonghai, et al. Determination and application of stable operation range of series-connected STATCOM with IGBT under unbalance voltage[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(13): 158-166.
- [2] 彭宇豪, 董希建, 周海强, 等. 电网安全稳定控制系统可靠性评估[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 123-131.  
PENG Yuhao, DONG Jianxi, ZHOU Haiqiang, et al. Reliability evaluation of power grid security and stability control system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 123-131.
- [3] XIA Y, GOU B, XU Y. A new ensemble-based classifier for IGBT open-circuit fault diagnosis in three-phase PWM converter[J]. Protection and Control of modern Power Systems, 2018, 3(4): 364-372.
- [4] 花雅文, 李庚, 韩国栋, 等. 混合背靠背模块化多电平变换器设计[J]. 智慧电力, 2021, 49(8): 70-76.  
HUA Yawen, LI Geng, HAN Guodong, et al. Design of hybrid back-to-back modular multilevel converter[J]. Smart Power, 2021, 49(8): 70-76.
- [5] MIYAOKU Y, MATSUURA K, SAITO A, et al. Compact modeling and analysis of the partially-narrow-mesa IGBT featuring low on-resistance and low switching loss[C] // 2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), May 10-14, 2016, Hong Kong, China: 101-104.
- [6] TU P, WANG P, HU X, et al. Analytical evaluation of IGBT turn-on loss with double pulse testing[C] // 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and

- Applications (ICIEA), June 5-7, 2016, Singapore, Singapore: 963-968.
- [7] 汤梦阳, 苗轶如, 雍涛. DPWMMIN 调制方法的损耗分析及其非线性电压误差补偿策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(2): 21-29.
- TANG Mengyang, MIAO Yiru, YONG Tao. Loss analysis and nonlinear voltage error compensation strategy of DPWMMIN modulation method[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(2): 21-29.
- [8] BIERHOFF M H, FUCHS F W. Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation[C] // 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, June 20-25, 2004, Aachen, Germany: 2836-2842.
- [9] HANINI W, AYADI M. Comparison of IGBT switching losses modeling based on the datasheet and an experimental study[C] // 2019 19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), March 24-26, 2019, Sousse, Tunisia: 382-387.
- [10] AZUMA S, KIMATA M. Research on the power loss and junction temperature of power semiconductor devices for inverter[C] // Vehicle Electronics Conference, September 6-9, 1999, Changchun, China: 271-276.
- [11] BLAABJERG F, PEDERSEN J K, JAEGER U. Evaluation of modern IGBT-modules for hard-switched AC/DC/AC converters[C] // IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting, October 8-12, 1995, Orlando, USA: 997-1005.
- [12] DAS S C, NARAYANAN G. Variation of IGBT switching energy loss with device current: an experimental investigation[C] // 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE), December 8-10, 2014, Kurukshetra, India: 1-5.
- [13] WU Rui, WEN Jialiang, HAN Jian, et al. A power loss calculation method of IGBT three-phase SPWM converter[C] // 2012 Second International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application, January 6-7, 2012, Sanya, China: 1180-1183.
- [14] WU Rui, WEN Jialiang, ZHAO Dongyuan. A comparison of converter's power loss under different PWM methods[C] // Power and Energy Engineering Conference (APEEC), March 27-29, 2012, Shanghai, China: 112-114.
- [15] 巫付专, 霍国平, 彭圣, 等. 非理想三相三重变换电路效率分析[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(2): 93-98.
- WU Fuzhuan, HUO Guoping, PENG Sheng, et al. Efficiency analysis of non ideal three-phase triple circuit[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(2): 93-98.
- [16] MASWOOD A I. A switching loss study in SPWM IGBT inverter[C] // 2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference, December 1-3, 2008, Johor Bahru, Malaysia: 609-613.
- [17] SHENG K, WILLIAMS B W, FINNEY S J. A review of IGBT models[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(6): 1250-1266.
- [18] WITHANAGE R, SHAMMAS N, TENNAKOON S, et al. IGBT parameter extraction for the Hefner IGBT model[C] // Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference, September 6-8, 2008, Newcastle upon Tyne, UK: 613-617.
- [19] HEFNER A R. A dynamic electro-thermal model for the IGBT[C] // Industry Applications Society Meeting, October 13-18, 2002, Pittsburgh, USA: 1094-1104.
- [20] JI Shiqi, LU Ting, ZHAO Zhengming, et al. Physical model analysis during transient for series-connected HVIGBTs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5727-5737.
- [21] YANG C, WU Y, PENG T, et al. A single-phase two-level rectifier modeling method based on improved Hefner model[C] // 2018 International Conference on Intelligent Rail Transportation (ICIRT), December 12-14, 2018, Singapore, Singapore: 1-5.
- [22] NEJADPAK A, NEJADPAK A, MOHAMMED O A. A physics-based dynamic electro-thermal model of silicon carbide power IGBT devices[C] // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17-21, 2013, Long Beach, USA: 201-206.
- [23] CAO Han, NING Puqi, WEN Xuhui, et al. An electrothermal model for IGBT based on finite differential method[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 673-684.
- [24] NEJADPAK A, MOHAMMED O A. Physics-based modeling of power converters from finite element electromagnetic field computations[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(1): 567-576.
- [25] DUAN Yaoqiang, XIAO Fei, LUO Yifei, et al. A lumped-charge approach based physical SPICE-model for high power soft-punch through IGBT[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 62-70.
- [23] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.

收稿日期: 2022-02-23; 修回日期: 2022-04-23

作者简介:

刘黎(1987—), 女, 工学硕士, 高级工程师, 研究方向为柔性直流输电运维检修技术、高压直流断路器运维检修技术等; E-mail: liulidido@163.com

李康(1992—), 男, 通信作者, 博士研究生, 研究方向为电力电子器件健康运行与可靠性分析。E-mail: 527763258@qq.com

(编辑 许威)