

# 一种基于Si/SiC级联H桥逆变器的高性能模型预测控制方法

郭子跃<sup>1</sup>, 全惠敏<sup>1\*</sup>, 彭子舜<sup>2</sup>, 戴瑜兴<sup>2</sup>

(1. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410082; 2. 温州大学电气与电子工程学院, 浙江温州 325035)

**摘要:** Si/SiC级联H桥逆变器, 能够利用不同器件的开关组合保证低输出电流谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)和装置效率, 但也带来了Si/SiC子模块开关分配的难题. 对此, 本论文设计一种变权重的模型预测控制方法(Model Predictive Control, MPC)选择总开关状态并分配子模块开关组合. 该方法在选取逆变器总开关状态和Si/SiC子模块开关组合的代价函数中引入基于器件开关损耗的变权重, 以改善逆变器的效率和输出电流谐波畸变率. 在五电平Si/SiC级联H桥逆变装置上验证了变权重MPC的有效性, 相比于固定权重MPC, 输出电流THD最多降低2.05%, 装置损耗最多降低4.53%.

**关键词:** 碳化硅MOSFET; 硅IGBT; 级联H桥逆变器; 开关损耗; 模型预测控制

**基金项目:** 浙江省博士后科研项目择优资助项目(No.ZX316000203)

**中图分类号:** TM46; TN386

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2024)09-3000-10

**电子学报URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20230094

## A High-Performance Model Predictive Control Strategy Based on Si/SiC Cascaded H-Bridge Inverter

GUO Zi-yue<sup>1</sup>, QUAN Hui-min<sup>1\*</sup>, PENG Zi-shun<sup>2</sup>, DAI Yu-xing<sup>2</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China;

2. College of Electrical and Electronic Engineering, Wenzhou University, Wenzhou, Zhejiang 325035, China)

**Abstract:** Si/SiC cascaded H-bridge inverters enable a combination of different devices to ensure low output current total harmonic distortion (THD) and high device efficiency. However, this also presents the challenge of switching and assigning Si/SiC cells. In this paper, a model predictive control (MPC) with variable weight is designed to select the total switch state and assign the cell switch combination. In this method, a variable weight based on the switching loss of the device is introduced into the cost function of selecting the total switching state of the inverter and the switching combination of Si/SiC cells, to improve the efficiency and output current harmonic distortion rate of the inverter. The effectiveness of variable-weight MPC is verified on the five-level Si/SiC cascaded H-bridge inverter device, and the output current THD is reduced by up to 2.05% and the device loss is reduced by up to 4.53% compared with the fixed-weight MPC.

**Key words:** silicon carbide MOSFET; silicon IGBT; cascaded H-bridge inverter; switching loss; model predictive control

**Foundation Item(s):** Zhejiang Province Postdoctoral Research Project Merit-based Funding Project (No.ZX316000203)

### 1 引言

级联H桥(Cascaded H-Bridge, CHB)逆变器, 相较于传统全桥逆变器, 能够实现更低谐波畸变的交流输出, 且具有模块化、易拓展、效率高等优点, 在光伏发电、无功补偿、电力驱动、海洋工程等工业应用中<sup>[1-9]</sup>具

有广泛的推广前景. 但目前的应用和研究多基于Si IGBT, 无法进一步降低开关损耗并提升开关速度, 难以满足高性能的要求. 以SiC MOSFET为代表的宽禁带器件, 因开关速度快、损耗低且耐高温, 呈现出取代Si IGBT的趋势<sup>[10-12]</sup>, 但高昂的成本、更高的dv/dt限制了

SiC 器件对 Si 器件的完全取代. 采用 Si/SiC 级联 H 桥拓扑, 能够充分利用 SiC MOSFET 的高开关频率、低损耗优势和 Si IGBT 的低成本优势, 在保证装置成本和效率的同时又提高了装置的功率密度, 降低了输出电流谐波畸变率.

近年来, 研究人员针对 Si/SiC 级联 H 桥逆变器拓扑中低损耗、高效率、低电流谐波畸变率的控制方法开展了大量研究工作: Dražen Dujić 提出了一种 Si MOSFET 和 Si IGBT 混合的半桥模块来实现 CHB 逆变器的高效率及较高开关频率, 其采用开环脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 控制对每个模块的开关进行均匀分配并对比装置开关损耗, 在装置开关损耗的降低方面还有改进空间<sup>[13]</sup>. 涂春鸣等设计了一种基于 Si 与 SiC 器件的混合型级联多电平逆变器结构, 包含由 Si 器件组成的 NPC 结构和由 Si 与 SiC 器件组成的 CHB 结构, 提出了一种高低频混合调制策略将大部分开关动作集中于开关损耗低的 SiC MOSFET 器件中, 相较于传统的 Si 基 CHB 结构能够降低 44.9% 的装置损耗<sup>[14]</sup>. Dan M. Ionel 构造了一种 Si/SiC 混合晶体管箝位级联 H 桥逆变器, 其中的全桥模块由 Si IGBT 半桥和 SiC MOSFET 半桥组成, 设计了相应的控制策略, 使 Si 器件在低基频下切换, SiC 器件在高载波频率下工作, 所提结构相比于全 Si TCHB, 能够提升 0.79% 的效率<sup>[15]</sup>. Zhansen Akhmetov 采用了两个 Si IGBT 全桥模块与一个 SiC MOSFET 全桥模块串联的七电平 CHB 逆变器拓扑结构, 并提出了一种混合调制策略控制 SiC 器件工作在 4 kHz, Si 器件工作在基频下, 以此降低装置损耗<sup>[16]</sup>. Yushi Koyama 面向于无功补偿应用提出了一种由两个 Si 全桥子模块和两个 SiC 全桥子模块组成的 CHB 逆变结构, 并在控制方案的设计中对 Si 子模块采用阶梯波调制, SiC 子模块采用三角载波调制, 实验结果表明该混合结构在装置损耗和子模块体积方面的综合性能较之于全 Si 或全 SiC 的 CHB 结构更具优势<sup>[17]</sup>. Kenichiro Sano 设计了由两个 Si 全桥子模块与一个 SiC 全桥子模块串联而成的 CHB 逆变结构, 其控制思路仍是使 SiC 子模块高频开关, Si 子模块低频开关, 从而降低了整体开关损耗和低次谐波, 并且, 由于引入更高电压等级的 Si IGBT, 能够减少装置中级联模块的数量<sup>[18]</sup>. 林磊等提出的级联多电平结构采用 SiC MOSFET 全桥子模块和 Si IGBT 半桥子模块混合, 同时设计了改进型最近电平逼近 PWM 调制策略将开关任务集中于 SiC 子模块以降低装置整体开关损耗<sup>[19, 20]</sup>.

以上文献中, 对于 Si/SiC 级联结构的控制思路均为 SiC 子模块在高频下开关、Si 子模块基频下开关以降低开关损耗, 在改善效率和实现简便方面优势明显, 适用于多级联模块的应用情况, 但 Si IGBT 功率器件在一个

周期内仅开通和关断一次, 长时间运行的情况下将引起器件发热和老化程度不均衡的问题. 同时也未在 Si/SiC 混合结构中对比不同的 Si/SiC 子模块开关任务分配情况带来的性能差异, 也未详细研究 Si 与 SiC 器件开关损耗特性, 并基于此讨论如何对多电平拓扑高冗余特性进行有效利用从而降低开关损耗, 提升装置效率, 因此还存在研究和改进的必要性.

作为多电平逆变器领域中被广泛研究的现代控制方法, 模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 因其动态响应快、易处理多变量系统且不需要调制过程等优势, 能够克服上述传统控制方法难以处理非线性和约束的问题, 可用于对 Si/SiC 级联 H 桥逆变器进行控制<sup>[21]</sup>. 目前, 模型预测控制在形式上可分为基于权重形式代价函数的方法和基于图形边界限定形式的方法<sup>[22]</sup>, 其中, 图形边界限定的方法预测的是电压矢量, 而多电平结构中相同的电压矢量对应有多种器件开关状态, 因而该方法难以对 Si 与 SiC 器件实现合理的分配; 基于权重形式代价函数的方法更易引入开关损耗与电流跟踪精度的约束量, 也便于通过权重的改变对两种器件的开关任务作不同的分配, 因此本文的设计中选用基于权重形式代价函数的模型预测控制方法. 针对级联 H 桥逆变器的权重形式代价函数模型预测控制方法, Roky Baidya 提出了一种多步模型预测控制策略, 在代价函数中引入了对电流精度和共模电压的约束, 并采用了一种球体解码算法 (Spherical Decoding Algorithm, SDA) 避免计算量的增加<sup>[23]</sup>; 王颖杰针对预测误差影响模型预测控制性能的问题, 提出了一种带误差因子的自修正纠错方法, 抑制电压和电流的预测误差, 提升输出电流精度<sup>[24]</sup>; Sergio Vazquez 等针对单相级联 H 桥逆变器拓扑提出了一种无加权因子的模型预测控制策略, 该方法通过将开关函数坐标分成不同的子区域并进行向量选择以控制电流, 进一步地, 通过上述的向量选择来实现电压平衡, 能够降低 20% 的输出电流谐波畸变率、减少 80% 的程序执行时间<sup>[25]</sup>.

然而, 目前的研究中, 对于 Si/SiC 级联 H 桥逆变器的模型预测控制方法研究较少, 仅有文献<sup>[21]</sup>展开了相关讨论, 将开关损耗作为代价函数中的一个约束量, 能够实现谐波畸变率和效率的兼顾, 但其代价函数中对各约束量均采用传统的固定权重, 未考虑一个基波周期中器件开关损耗的变化, 难以更好兼顾效率和谐波畸变率.

综上所述, 将针对单一功率器件级联 H 桥逆变器的模型预测控制方法直接用于 Si/SiC 级联 H 桥逆变器, 无法利用 SiC 器件的开关损耗优势对 Si 与 SiC 子模块的开关任务实现合理分配, 从而进一步降低装置开关损耗与提升装置效率, 因此, 本文对采用固定权重的 MPC

进行改进,提出了一种变权重模型预测控制方法.该方法利用 Si/SiC 的器件特性和级联 H 桥开关的冗余特性,在装置总开关状态的选取中,将器件开关损耗曲线作为变权重引入代价函数,以改善逆变器的效率和输出电流谐波畸变率;在子模块开关组合的选取中,通过比较 SiC 与 Si 器件的开关损耗获取变权重以实时分配开关任务,在电流较大、器件开关损耗相差悬殊时采用 SiC 子模块开关,在电流较小、器件开关损耗差距较小时采用 Si 子模块开关.该方法在现有的模型预测控制中通过引入变权重进行改进优化,能够对总开关状态和 Si/SiC 子模块开关情况进行合理的选取,实现 Si/SiC 级联 H 桥拓扑的高效率和低谐波畸变率.

## 2 Si/SiC 级联 H 桥逆变器模型及损耗分析

### 2.1 系统模型

模块化结构的级联 H 桥拓扑,能够通过调整模块数量,在不过多增加功率器件承受电压的基础上,满足不同高电压等级的要求,其最基本的结构为两个全桥子模块级联而成的五电平 H 桥逆变器.因此,本文以图 1 所示单相五电平 Si/SiC 级联 H 桥逆变器为例,分析 Si/SiC 级联 H 桥逆变电路的电路拓扑、开关原理及数学模型.

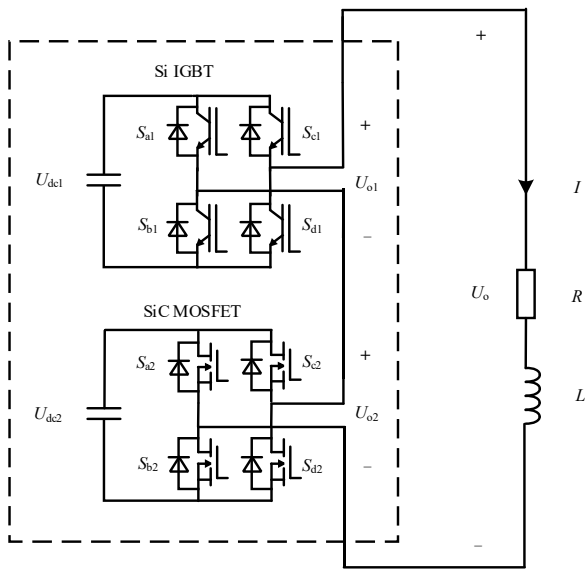


图 1 Si/SiC 级联 H 桥电路拓扑

图 1 所示电路拓扑由一个 Si IGBT 全桥子模块和一个 SiC MOSFET 全桥子模块级联而成,其中  $U_{dc_i}$  为第  $i$  个子模块直流侧电压 ( $i=1, 2, U_{dc1}=U_{dc2}=U_{dc}$ ),  $R, L$  为滤波电感与负载电阻,  $I$  为输出电流.

在第  $i$  个子模块中,可定义四个开关管  $S_{ai}, S_{bi}, S_{ci}, S_{di}$  开通时为 1,关断时为 0,由于同一桥臂上下开关管状态互补,因此可以用  $S_{ai}$  和  $S_{ci}$  表示第  $i$  个子模块的开关状态

$S_{oi}(S_{oi}=-1, 0, 1)$ :

$$S_{oi} = S_{ai} - S_{ci} \quad (1)$$

影响 Si/SiC 级联 H 桥多电平逆变器效率的主要因素为器件的开关功率损耗  $P_{sw}$  及导通功率损耗  $P_{con}$  [26-28]. 器件开关次数越多,开关功率损耗  $P_{sw}$  越高;在逆变器应用中,限制器件的开关次数虽然能够降低开关功率损耗,但会增大输出电流谐波畸变率 [29]. 导通功率损耗  $P_{con}$  与器件开关次数无关而仅随输出电流变化而改变.

本文旨在分析  $P_{sw}$  并探究合适的控制方法控制器件的开关次数以限制开关损耗,实现更高的效率,同时保持较低的输出电流谐波畸变率.

### 2.2 逆变器开关功率损耗分析

逆变器开关功率损耗  $P_{sw}$  可通过一个基波周期  $T_0$  内逆变器的总开关损耗  $E_{sw}$  求得,  $E_{sw}$  为  $T_0$  内所有  $m$  次 Si 器件的开关损耗  $E_{loss(Si)}$  和  $n$  次 SiC 器件的开关损耗  $E_{loss(SiC)}$  相加:

$$P_{sw} = \frac{1}{T_0} \cdot E_{sw} = \frac{1}{T_0} \cdot \left( \sum_{m=1}^M E_{loss(Si)} + \sum_{n=1}^N E_{loss(SiC)} \right) \quad (2)$$

忽略二极管的开通损耗, Si 或 SiC 器件的开关损耗  $E_{loss}$  主要由开关管的开通损耗  $E_{on}$ 、开关管的关断损耗  $E_{off}$  及二极管的关断损耗  $E_{d,off}$  组成 [30].

对 Si (IHW20N120R5, 1 200 V/20 A) 和 SiC (C2M0160120D, 1 200 V/12 A) 器件采用 LTspice 软件进行双脉冲测试,测试温度为 50 °C,测试电路中直流电源  $V_{dc}=120$  V、驱动电阻  $R_g=10 \Omega$ , 电流根据器件规格在 1~8 A 中取值. 当电流变化时可测试得到 SiC MOSFET 的开关管开通损耗  $E_{on(SiC)}$ 、开关管关断损耗  $E_{off(SiC)}$ 、二极管关断损耗  $E_{d,off(SiC)}$ 、开关损耗  $E_{loss(SiC)}$  及 Si IGBT 的开关管开通损耗  $E_{on(Si)}$ 、开关管关断损耗  $E_{off(Si)}$ 、二极管关断损耗  $E_{d,off(Si)}$ 、开关损耗  $E_{loss(Si)}$  对应的值,根据文献 [27, 31],对双脉冲测试的结果可以利用电流的二次函数进行拟合,可得拟合结果表示为图 2 和图 3 所示:

从图 2、3 可以看出,在测试电流范围内,  $E_{loss(Si)}$  在  $E_{loss(SiC)}$  的 1 至 2.5 倍之间,且随电流的增加,  $E_{loss(Si)}$  和  $E_{loss(SiC)}$  的差距越来越大.

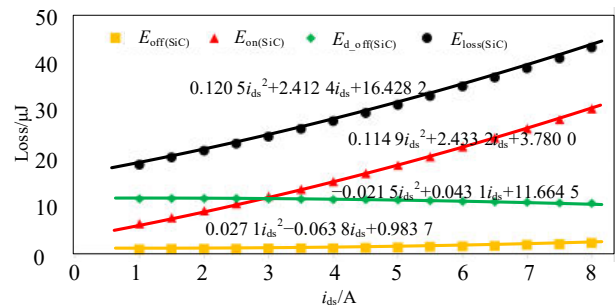


图 2 SiC MOSFET 开关损耗及拟合曲线

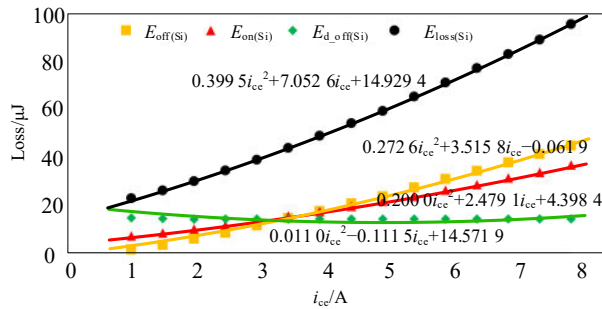


图3 Si IGBT 开关损耗及拟合曲线

### 3 模型预测控制方法设计

为了对逆变器的输出电流谐波畸变率和效率进行兼顾,需要根据 Si 与 SiC 器件的开关损耗情况选取合适的开关状态,因此就需要设计合适的控制方法。

#### 3.1 模型预测控制原理

模型预测控制最早应用于过程工业<sup>[32]</sup>,其基本原理为:通过系统模型,预测变量在未来一定时间范围内的行为,采用代价函数对不同的预测结果进行评估,然后选择最小代价函数以获得未来的操作行为<sup>[33]</sup>。近年来,模型预测控制因其动态响应快、易处理多变量系统且不需要调制过程等优势,逐渐推广至电力电子控制领域,并在多电平结构中得到了应用<sup>[34,35]</sup>。在逆变器应用中,模型预测控制需要通过建立下一时刻输出电流的预测模型,预测未来时刻系统状态,控制相应的器件开关状态。

#### 3.2 变权重模型预测控制方法设计

图 1 所示的多电平逆变器拓扑中输出电压电流关系为:

$$U_o = RI + L \frac{dI}{dt} \quad (3)$$

取系统的采样周期为  $T_s$ , 对式(3)进行离散化,可得单相多电平级联 H 桥的预测模型为:

$$I(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)I(k) + \frac{T_s}{L}U_o(k) \quad (4)$$

其中,  $I(k)$  为  $k$  时刻的实际电流,  $I(k+1)$  为预测电流。

由于开关损耗与器件的开关密切相关,通过控制总开关状态变化量即可控制开关损耗。综合考虑电流输出波形和效率因素,本文所提代价函数在对电流跟踪精度进行约束的基础上,加入总开关状态变化量的约束,能够考虑电流输出波形和效率,代价函数  $g$  表示为:

$$g = |I(k+1) - I_{ref}| + \alpha |S_o(k+1) - S_o| \quad (5)$$

其中,  $I_{ref}$  为参考电流值,  $S_o(k+1)$  为预测总开关状态,  $S_o$  为当前开关状态,  $\alpha$  为总开关状态变化量的权重,在传统的 MPC 中为定值。该代价函数能够平衡相互矛盾

的电流谐波畸变率和开关损耗之间的关系,能够保证低电流谐波畸变率与高效率。

通过  $k$  时刻的实际电流  $I(k)$ , 计算不同电压  $U_o(k)$  下的预测电流值  $I(k+1)$ , 将  $I(k+1)$  和该  $U_o(k)$  对应的  $S_o(k+1)$  代入代价函数进行计算, 选取使代价函数最小的  $S_o(k+1)$  来更新总开关状态。

因相同的总开关状态对应的子模块开关状态可能有多种,不同的子模块开关状态选取也带来了开关损耗上的差异,因此,本文在子模块器件开关组合的选取中,对 SiC MOSFET 子模块分配开关权重  $\alpha_1$ , 对 Si IGBT 子模块分配开关权重  $\alpha_2$ , 并将子模块分配代价函数  $g_1$  取为:

$$g_1 = \alpha_1 (|S_{a2}(k+1) - S_{a2}| + |S_{b2}(k+1) - S_{b2}| + |S_{c2}(k+1) - S_{c2}| + |S_{d2}(k+1) - S_{d2}|) + \alpha_2 (|S_{a1}(k+1) - S_{a1}| + |S_{b1}(k+1) - S_{b1}| + |S_{c1}(k+1) - S_{c1}| + |S_{d1}(k+1) - S_{d1}|) \quad (6)$$

其中,  $S_{a1}(k+1)$ ,  $S_{b1}(k+1)$ ,  $S_{c1}(k+1)$ ,  $S_{d1}(k+1)$  代表 Si IGBT 开关功率器件的预测开关状态,  $S_{a2}(k+1)$ ,  $S_{b2}(k+1)$ ,  $S_{c2}(k+1)$ ,  $S_{d2}(k+1)$  代表 SiC MOSFET 开关功率器件的预测开关状态,  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$ ,  $S_{c1}$ ,  $S_{d1}$  为当前 Si 开关器件的开关状态,  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{c2}$ ,  $S_{d2}$  为当前 SiC 开关器件的开关状态。由于同一桥臂上下开关器件状态互补,因此可将  $g_1$  简化重写为:

$$g_1 = \alpha_1 (|S_{a2}(k+1) - S_{a2}| + |S_{c2}(k+1) - S_{c2}|) + \alpha_2 (|S_{a1}(k+1) - S_{a1}| + |S_{c1}(k+1) - S_{c1}|) \quad (7)$$

通过对不同预测结果进行评估,在最优总开关状态下选择使得  $g_1$  最小的最优子模块器件开关组合。

由上述分析,可得到多电平级联 H 桥逆变器模型预测控制算法的流程框图如图 4 所示。

首先,将式(4)离散化数学模型应用于模型预测控制,通过当前时刻  $I(k)$ , 计算不同电压  $U_o(k)$  下的预测电流值  $I(k+1)$ ; 其次,将该输出电压对应的  $I(k+1)$  和  $S_o(k+1)$  代入变权重代价函数  $g$  计算, 选取最优  $S_o(k+1)$  来更新总开关状态; 最后,应用最优总开关状态,结合 Si 与 SiC 器件在不同电流下开关损耗情况,遍历该总开关状态下的所有开关组合,根据子模块分配代价函数  $g_1$  选取最优子模块开关组合。传统的模型预测控制中,代价函数的约束量采用的是固定权重,固定权重在整个基波周期内对约束量施加固定的影响,在式(5)中,若  $\alpha$  取值较小则因一个周期内过多的器件开关,从而影响效率,较大则因减少了一个周期内器件的开关次数,从而增大了输出电流谐波畸变率。在式(7)中,传统模型预测控制仅对  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  进行相同的分配或简单地根据平均开关损耗进行定值分配,其没有考虑

电流对器件开关损耗的影响,仅仅进行了简单的性能折衷,难以进一步优化效率和输出电流谐波畸变率,难以更加合理配置 Si 与 SiC 器件的开关任务. 因此,在模

型预测控制算法的设计中,存在对权重  $\alpha$ 、 $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  进行设计的可能性和必要性. 考虑到电流与开关损耗的关系,可将式(5)和式(7)中权重设计为变化值.

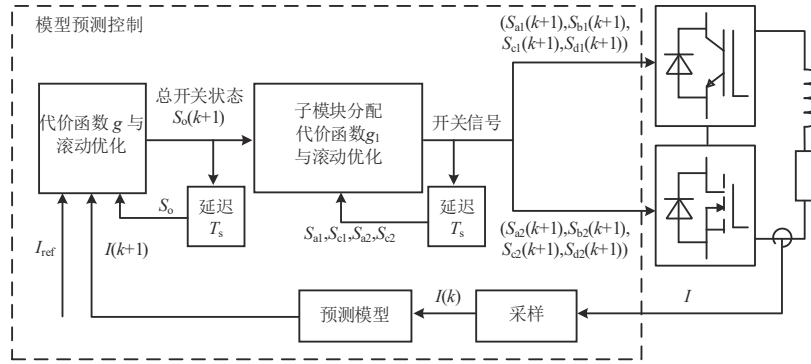


图4 级联H桥逆变器模型预测控制算法流程框图

### 3.3 变权重的设计

#### 3.3.1 总开关状态变权重的选择

当逆变器输出周期为  $T_0$  的正弦波时,开关损耗随电流增大而增大,并在电流  $|I|=0$  和  $|I|=I_{\max}$  ( $I_{\max}$  为电流峰值)时分别取到最小值和最大值,且差距悬殊. 因此,可以考虑根据开关损耗的变化对开关状态变化进行控制,以避免高开关损耗下频繁开关造成效率的下降,并通过适当增加低开关损耗下的开关次数以降低输出电流谐波畸变率. 基于此,本文根据损耗拟合曲线提出一种变权重系数的代价函数,开关状态变化量的权重  $\alpha$  随实时开关损耗变化,  $\alpha$  的取值与开关损耗成正比. 由于 SiC 模块开关速度快开关损耗小故拟由其承担主要的开关任务,则可根据  $E_{\text{loss}(\text{SiC})}$  的拟合曲线(见图2)拟定变权重,针对式(5)代价函数  $g$ ,可将权重  $\alpha$  的取值  $\alpha_p$  设为:

$$\alpha = \alpha_p = \alpha_{\max} \frac{E_{\text{loss}(\text{SiC})} - E_{\text{loss}(\text{SiC})}|_{|I|=0}}{E_{\text{loss}(\text{SiC})}|_{|I|=I_{\max}} - E_{\text{loss}(\text{SiC})}|_{|I|=0}} \quad (8)$$

其中,  $\alpha_{\max}$  为最大权重值.

通过给定  $\alpha_{\max}$ ,使得  $\alpha_p$  在一个周期内根据开关损耗情况在 0 到  $\alpha_{\max}$  不断变化. 当电流较大,电流变化率较小时,此时开关损耗处于较高状态,  $\alpha_p$  取高值,这样可通过减少开关次数来大幅降低较多装置开关损耗;当电流较小,电流变化率较大时,此时开关损耗处于较低状态,  $\alpha_p$  取低值,这样通过增加较少装置开关损耗来保证较低的输出电流谐波畸变率. 因此,通过在一个周期内不断变化的  $\alpha_p$ ,能够兼顾输出电流谐波畸变率和效率.

#### 3.3.2 子模块开关组合变权重的选取

多电平结构中,同一总开关状态可对应一种或多种子模块开关组合. 因此,在通过变权重代价函数选择

最优总开关状态后,需利用多电平结构开关状态冗余性特点选择合适的  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$ ,对子模块开关进行分配.

子模块开关组合的选取是根据 Si/SiC 的开关损耗曲线进行选取的. 考虑到 SiC MOSFET 的低开关损耗优势,  $\alpha_2$  的取值通过  $E_{\text{loss}(\text{Si})}$  与  $E_{\text{loss}(\text{SiC})}$  的比值获取. 当较高输出电流、SiC 器件和 Si 器件的开关损耗差距较大时,  $\alpha_2 > \alpha_1$ , 将更多的开关任务交由低开关损耗的 SiC 子模块完成,能够保证装置效率. 同时,在较低输出电流、SiC 与 Si 器件的开关损耗差距不大时,  $\alpha_2 < \alpha_1$ , 采用 Si IGBT 进行动作,避免过多 SiC MOSFET 的开关动作造成 Si 与 SiC 器件老化程度不均的问题. 考虑到双脉冲测试下  $E_{\text{loss}(\text{Si})}$  与  $E_{\text{loss}(\text{SiC})}$  之间关系为:

$$1 < \frac{E_{\text{loss}(\text{Si})}}{E_{\text{loss}(\text{SiC})}} < 2.5 \quad (9)$$

且上式比值随电流增加而增大,结合图2和图3的拟合结果则可取权重  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_{1p} = 1.5 \\ \alpha_2 = \alpha_{2p} = \text{round}\left(\frac{E_{\text{loss}(\text{Si})}}{E_{\text{loss}(\text{SiC})}}\right) \\ = \text{round}\left(\frac{0.3995|I|^2 + 7.0526|I| + 14.9294}{0.1205|I|^2 + 2.4124|I| + 16.4282}\right) \end{array} \right. \quad (10)$$

其中, round 函数是对计算结果进行四舍五入,保证输出电流较大时,  $\alpha_2 > \alpha_1$ , SiC MOSFET 承担主要开关任务;输出电流较小时,  $\alpha_2 < \alpha_1$ , Si IGBT 承担主要开关任务.

## 4 仿真及实验验证

仿真与实验参数设置如表1所示,仿真采用 Matlab/Simulink 实现, SiC MOSFET 和 Si IGBT 的开关频率设置为 100 kHz 和 50 kHz,  $\alpha_{\max}$  根据实际电流电压等级选取.

图5为硬件平台组成部分的示意图,硬件平台的 DSP 采用 TMS320F28335.

表 1 仿真与实验参数

变量	含义	仿真参数	实验参数
$U_{dc}$	单个子模块直流侧电压	120 V	120 V
$R$	负载电阻	30 $\Omega$	30 $\Omega$
$L$	滤波电感	5 mH	2.5 mH
$T_s$	采样周期	10 $\mu$ s	25 $\mu$ s
$\alpha_{max}$	开关状态权重最大值	0.24	0.24
$I_{max}$	输出电流峰值	7.5 A	7.5 A

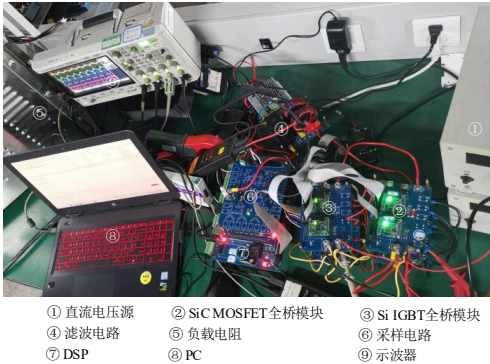


图 5 实验平台

4.1 仿真分析

图 6 为总开关状态权重  $\alpha$  取值为 0 (不对开关动作进行抑制)、取值为变化权重  $\alpha_p$ 、取值为  $\alpha_{max}$  (取 0.24), 子模块权重采用  $\alpha_1 = \alpha_{1p}, \alpha_2 = \alpha_{2p}$  时输出的多电平电压  $V_o$  及输出负载电流波形  $I$ . 可以看出, 采用变权重的输出电流波形在  $I$  接近峰值时与  $\alpha = \alpha_{max}$  时较为相似, 在  $I$  接近 0 的时候与  $\alpha = 0$  时较为相似, 能够看出权重的改变在一个周期内对输出电流波形的影响. 图 7 为 SiC MOSFET 权重  $\alpha_1$  与 Si IGBT 权重  $\alpha_2$  在固定权重 ( $\alpha_1 = \alpha_2, \alpha_1 > \alpha_2, \alpha_1 < \alpha_2$ ) 及变权重  $\alpha_{1p}, \alpha_{2p}$  时, 任选的一个 SiC MOSFET 和一个 Si IGBT 开关管的驱动信号波形图, 放大图为  $\alpha$  分别为 0、 $\alpha_p$ 、 $\alpha_{max}$  时取  $\alpha_1 = \alpha_{1p}, \alpha_2 = \alpha_{2p}$  的驱动波形图.  $\alpha_1 = \alpha_{1p}, \alpha_2 = \alpha_{2p}$  时, 将较多的开关任务交由 SiC MOSFET 实现, 能够保证较低的输出电流谐波畸变率, 相比于  $\alpha_1 < \alpha_2$  时尽可能采用 SiC MOSFET 开关, 能够避免 SiC MOSFET 和 Si IGBT 老化、发热程度不均的问题. 图 8 为总开关状态权重  $\alpha$  取值为变化权重  $\alpha_p$ 、子模块权重采用  $\alpha_1 = \alpha_{1p}, \alpha_2 = \alpha_{2p}$  时输出负载电流波形  $I$  的动态响应仿真波形图, 其波形在负载突变的情况下, 达到稳定状态所需时间为 0.000 5 s, 由此可见, 所提控制方法对静态与动态变化均有效.

图 9、图 10 分别为不同条件下输出电流谐波畸变率 THD、效率的仿真折线图. 横坐标代表不同的开关状态权重  $\alpha$  取值. 从图中可以看出, 随着  $\alpha$  的增加, 效率和 THD 均上升, 当  $\alpha = \alpha_p, \alpha_1 = \alpha_{1p}, \alpha_2 = \alpha_{2p}$  时, THD 和效率分别为 1.94% 和 97.500 4%, 可以实现较低的 THD 和较高的效率, 相比于固定权重在整个电流基波周期内对开

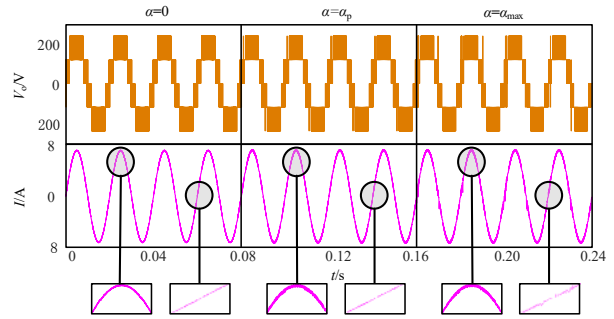


图 6 电压电流仿真波形图

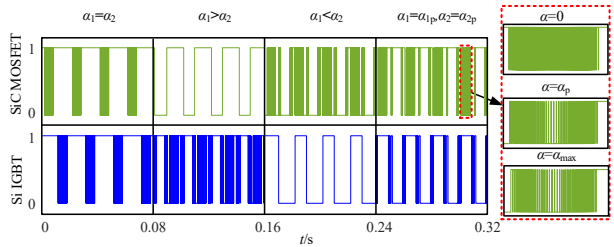


图 7 SiC MOSFET 与 Si IGBT 驱动信号波形仿真图

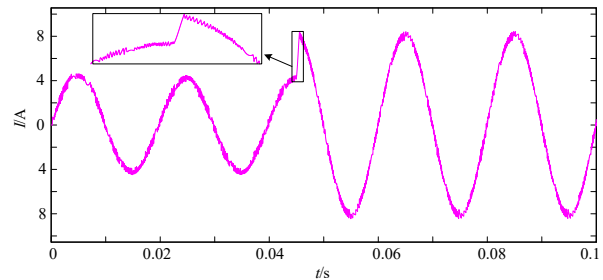


图 8 输出电流动态响应仿真图

关状态施加相同的影响, 变权重系数主要降低高电流条件下的开关次数以优化效率 (此时  $\alpha_p$  值接近于  $\alpha_{max}$ ), 保证低电流条件下的开关次数以保证输出电流波形的平滑 (此时  $\alpha_p$  值接近于 0), 有助于效率和输出电流 THD 的折衷.

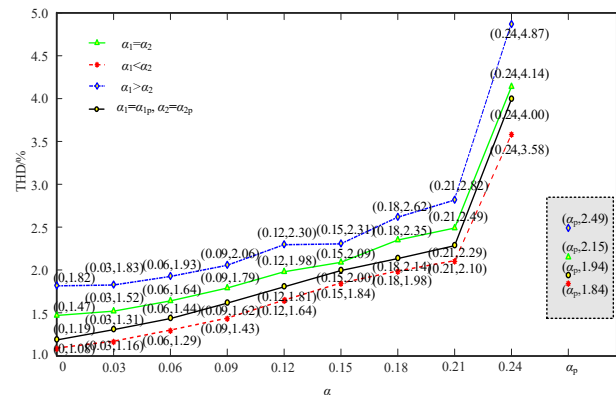


图 9 输出电流 THD 仿真结果

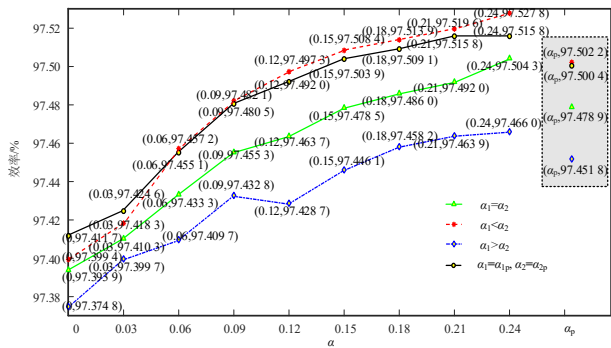


图 10 效率仿真结果

### 4.2 实验分析

利用图 5 所示的实验平台对所提方法进行验证.

图 11 为  $\alpha=0$ 、 $\alpha=\alpha_p$ 、 $\alpha=\alpha_{max}$  时实验输出的多电平电压  $V_o$  及负载电流  $I$  的波形图,图 12 为通过实验平台测量到的一个 SiC MOSFET 开关管的栅极-源极电压  $v_{gs}$  和一个 Si IGBT 开关管的门极-发射极电压  $v_{ge}$  在不同子模块权重  $\alpha_1$  与  $\alpha_2$  时的波形图,图 13 为输出电流  $I$  的动态响应波形图. 可以由图中看出,实验波形图与前述仿真波形图较为一致,显然实验验证了控制方法的有效性.

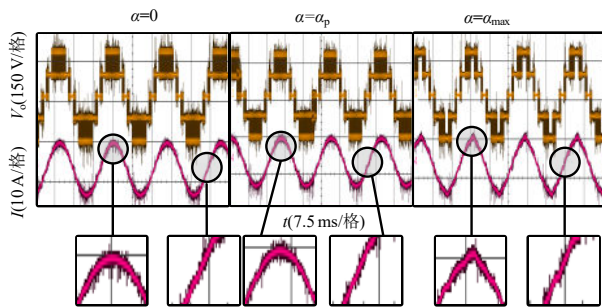


图 11 电压电流实验波形图

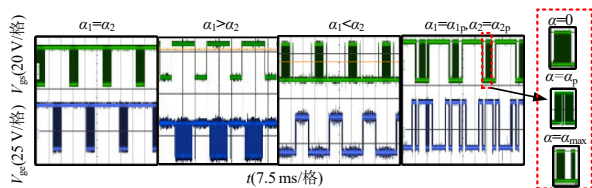


图 12  $v_{gs}$  和  $v_{ge}$  实验波形图

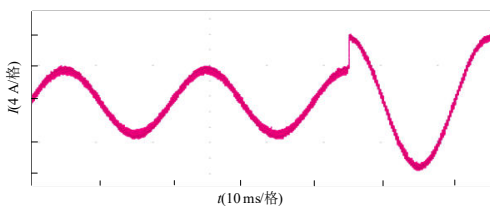


图 13 输出电流动态响应实验波形图

图 14~图 16 分别为 THD、装置损耗、效率的实验结果,效率根据测量输出功率与输入功率的比值获得. 在  $\alpha_1=\alpha_2$  情况下,考虑 THD、装置损耗和效率: $\alpha$  为 0 时,分别为 3.00%、53.126 W、93.765 4%, $\alpha$  为 0.24 时,分别为 5.21%、51.450 W、93.957 6%. 由此可见,采用固定权重取值过小则损耗较高、效率较低,取值过大则谐波畸变率较高. 要实现高效率 and 低谐波畸变率,采用变权重的  $\alpha_p$ , THD、装置损耗和效率分别为 3.23%、52.350 W、93.867 6%. 从图中可以得到以下结果:

在  $\alpha_1 \neq \alpha_2$  的情况下,  $\alpha_1 < \alpha_2$  尽可能采用 SiC MOSFET 开关,有利于获得高效率 and 低 THD,但过于依赖 SiC 子模块会导致 EMI 和装置可靠性的问题;  $\alpha_1 > \alpha_2$  尽可能采用 Si IGBT 开关,受制于 Si IGBT 的开关频率和开关损耗,此时在效率和 THD 上的表现不存在优势;  $\alpha_1 = \alpha_2$  时控制 SiC MOSFET 和 Si IGBT 承担同等开关任务,较之前者能够改善性能,但未能充分利用 SiC MOSFET 的低开关损耗优势.

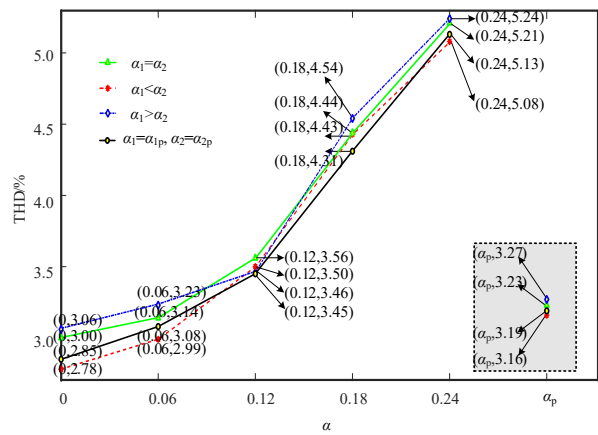


图 14 输出电流 THD 实验结果

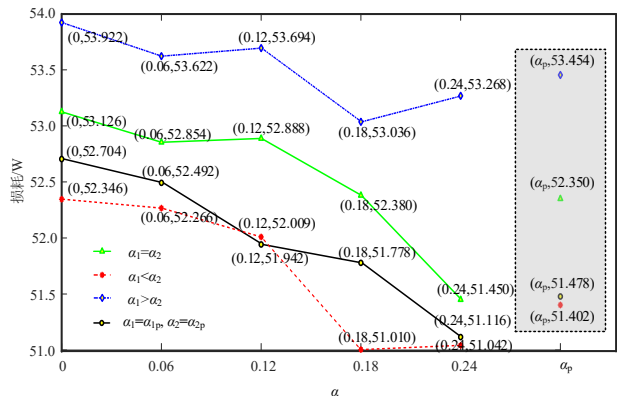


图 15 装置损耗实验结果

当采用  $\alpha_1=\alpha_{1p}$ ,  $\alpha_2=\alpha_{2p}$  分配子模块权重,在电流较高时采用开关损耗较低的 SiC MOSFET 开关,保证效率,在电流较低时切换 Si IGBT 进行开关,分担 SiC

MOSFET 的开关任务. 采用  $\alpha_p$ 、 $\alpha_{1p}$  及  $\alpha_{2p}$ , 相比于采用固定的  $\alpha$ 、 $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  取值, THD 最多能从 5.24% 下降至 3.19%, 损耗最多能从 53.922 W 下降至 51.478 W, 效率最多能从 93.646 2% 上升至 93.920 0%.

在同样的实验条件下, 将本文所提方法与 SiC 模块采用三角波调制、Si 模块采用阶梯波调制的混合调制方法进行性能对比, 其实验波形如图 17 所示, 分析得到混合调制的 THD 和装置效率分别为 3.68%、92.386 5%, 由此可见, 采用本文所提方法能够对装置效率和输出电流的质量实现进一步提升.

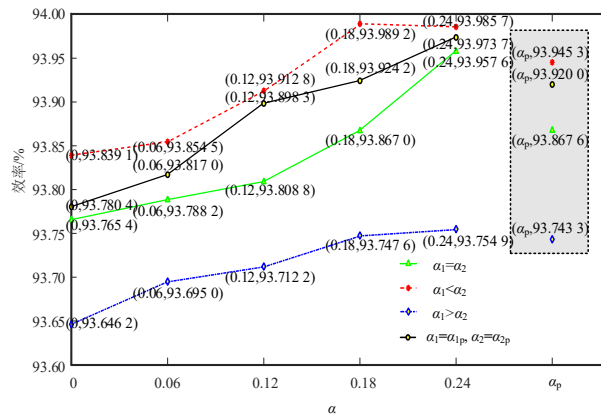


图 16 效率实验结果

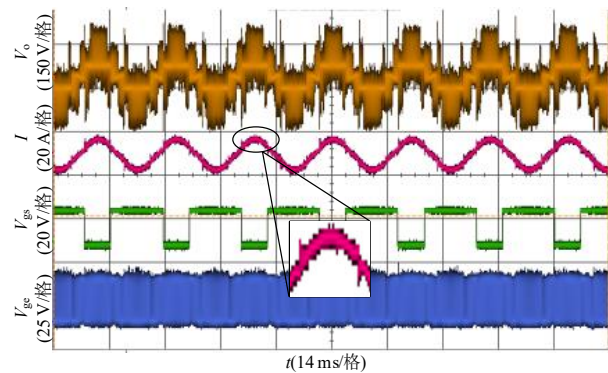


图 17 混合调制实验结果

## 5 结论

本文从 Si IGBT 与 SiC MOSFET 混合级联 H 桥逆变器拓扑出发, 在研究 Si 与 SiC 器件开关损耗的基础上, 提出了一种变权重模型预测控制方法, 将基于开关损耗曲线的变权重系数引入代价函数中, 从而选择总开关状态和 Si/SiC 子模块开关组合. 通过引入变权重系数: (1) 优化装置总开关状态选择, 能够减少高电流、高开关损耗时器件的开关次数以保证装置效率, 保证低电流、低开关损耗时的开关次数以保证较低的输出电流谐波畸变率; (2) 优化 Si 与 SiC 子模块间开关任务分

配, 能够利用 SiC MOSFET 的高开关频率和低开关损耗保障装置高性能.

通过仿真和实验对比不同条件下的输出电流 THD 和装置效率, 验证了本文所提变权重控制方法在总开关状态和 Si/SiC 子模块开关组合的选取中的合理性和有效性, 在装置效率和谐波畸变率方面, 变权重的总开关状态选择相比于固定权重, 在实现效率和 THD 结果的折衷方面更具优势; 变权重的 Si/SiC 子模块开关组合相比于固定的子模块开关分配, 更易于实现低损耗和低 THD.

## 参考文献

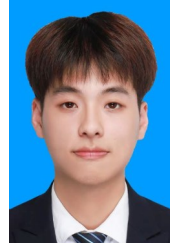
- [1] YANG S W, ZHANG X, MAO W, et al. Quantitative comparison and analysis of different power routing methods for single-phase cascaded H-bridge photovoltaic grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4134-4152.
- [2] ELSANABARY A I, KONSTANTINOU G, MEKHILEF S, et al. Medium voltage large-scale grid-connected photovoltaic systems using cascaded H-bridge and modular multilevel converters: A review[J]. IEEE Access, 2020, 8: 223686-223699.
- [3] ZHANG X, ZHAO T, MAO W, et al. Multilevel inverters for grid-connected photovoltaic applications: Examining emergent trends[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2018, 5(4): 32-41.
- [4] NASIRI M R, FARHANGI S, RODRIGUEZ J. Model predictive control of a multilevel CHB STATCOM in wind farm application using Diophantine equations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2): 1213-1223.
- [5] NI Z T, ABUELNAGA A H, NARIMANI M. A new fault-tolerant technique based on non-symmetrical selective harmonic e-elimination for cascaded H-bridge motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 4610-4622.
- [6] IYER K V, MOHAN N. Modulation and commutation of a single stage isolated asymmetrical multilevel converter for the integration of renewables and battery energy storage system in ships[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2016, 2(4): 580-596.
- [7] SAHOO S K, BHATTACHARYA T. Phase-shifted carrier-based synchronized sinusoidal PWM techniques for a cascaded H-bridge multilevel inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 513-524.
- [8] 刘新宇, 李诚瞻, 罗焯辉, 等. 1200V 大容量 SiC MOSFET

- 器件研制[J]. 电子学报, 2020, 48(12): 2313-2318.
- LIU X Y, LI C Z, LUO Y H, et al. Development of 1200V high capacity SiC MOSFET devices[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(12): 2313-2318. (in Chinese)
- [9] REIMERS J, DORN-GOMBA L, MAK C, et al. Automotive traction inverters: Current status and future trends[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3337-3350.
- [10] XIE Y, CHEN C, YAN Y Y, et al. Investigation on ultralow turn-off losses phenomenon for SiC MOSFETs with improved switching model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9382-9397.
- [11] TONG Z K, ROIG-GUITART J, NEYER T, et al. Origins of soft-switching  $C_{oss}$  Losses in SiC power MOSFETs and diodes for resonant converter applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4082-4095.
- [12] 周郁明, 穆世路, 杨华, 等. Si/SiC 混合开关最优门极延时及其在逆变器中的应用[J]. 电子学报, 2023, 51(6): 1468-1473.
- ZHOU Y M, MU S L, YANG H, et al. Optimal gate turn-off delay-time of Si/SiC hybrid switch and its application in inverter[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(6): 1468-1473. (in Chinese)
- [13] HILDEBRANDT N, PETKOVIC M, DUJIC D. Evaluation of 1.7 kV SiC MOSFETs for a regenerative cascaded H-bridge multilevel converter cell[C]//2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Piscataway: IEEE, 2018: 718-723.
- [14] 任鹏, 涂春鸣, 侯玉超, 等. 基于 Si 和 SiC 器件的混合型级联多电平变换器及其调控优化方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 5017-5028.
- REN P, TU C M, HOU Y C, et al. Research on a hybrid cascaded multilevel converter based on Si and SiC device and its control optimization method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 5017-5028. (in Chinese)
- [15] ZHANG Y B, HE J B, PADMANABAN S, et al. Transistor-clamped multilevel H-bridge inverter in Si and SiC hybrid configuration for high-efficiency photovoltaic applications[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (E-CCE). Piscataway: IEEE, 2018: 2536-2542.
- [16] AKHMETOV Z, LI C S, LI W H, et al. A hybrid three-phase sevenlevel CHB inverter with a novel modulation scheme[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Piscataway: IEEE, 2020: 2451-2454.
- [17] KOYAMA Y, NAKAZAWA Y, MOCHIKAWA H, et al. A transformerless 6.6-kV STATCOM based on a hybrid cascade multilevel converter using SiC devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7411-7423.
- [18] SANO K, TAKASAKI M. A transformerless D-STATCOM based on a multivoltage cascade converter requiring No DC sources[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2783-2795.
- [19] YIN T X, XU C, LIN L, et al. A SiC MOSFET and Si IGBT hybrid modular multilevel converter with specialized modulation scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 12623-12628.
- [20] YIN T X, LIN L, XU C, et al. A hybrid modular multilevel converter comprising SiC MOSFET and Si IGBT with its specialized modulation and voltage balancing scheme [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11272-11282.
- [21] JAHN I, TOWNSEND C D, DE LA PARRA H Z. Model-predictive modulation strategy for a hybrid Si-SiC cascaded H-bridge multi-level converter[C]//2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE' 16 ECCE Europe). Piscataway: IEEE, 2016: 1-10.
- [22] 齐昕, 苏涛, 周珂, 等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6408-6419.
- QI X, SU T, ZHOU K, et al. Development of AC motor model predictive control strategy: An overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6408-6419. (in Chinese)
- [23] BAIDYA R, AGUILERA R P, ACUNA P, et al. Multi-step model predictive control for cascaded H-bridge inverters: Formulation and analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 876-886.
- [24] WANG Y J, LIU F L, CHEN S, et al. Prediction errors analysis and correction on FCS-MPC for the cascaded H-bridge multilevel inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 8264-8273.
- [25] HE T T, WU M L, AGUILERA R P, et al. Low computational burden model predictive control for single-phase cascaded H-bridge converters without weighting factor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2396-2406.
- [26] LI Y, ZHANG Y, YUAN X, et al. 500 kW forced air-cooled silicon carbide (SiC) three-phase DC/AC convert-

er with a power density of 1.246 MW/m<sup>3</sup> and efficiency > 98.5%[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 5013-5027.

- [27] ZHANG L, YUAN X B, WU X J, et al. Performance evaluation of high-power SiC MOSFET modules in comparison to Si IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1181-1196.
- [28] CHANG F Q, ILINA O, LIENKAMP M, et al. Improving the overall efficiency of automotive inverters using a multilevel converter composed of low voltage Si mosfets[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3586-3602.
- [29] 王强, 王有政, 王天施, 等. 控制简单的节能型单相全桥逆变器[J]. 电子学报, 2022, 50(3): 764-768.  
WANG Q, WANG Y Z, WANG T S, et al. An energy-saving single-phase full bridge inverter with simple control[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(3): 764-768. (in Chinese)
- [30] 张宁. 宽禁带功率半导体器件损耗研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016.  
ZHANG N. Research on Losses of Wide Bandgap Power Device[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2016. (in Chinese)
- [31] DIECKERHOFF S, BERNET S, KRUG D. Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1328-1336.
- [32] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [33] KARAMANAKOS P, GEYER T. Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7434-7450.
- [34] CORTÉS P, WILSON A, KOURO S, et al. Model predictive control of multilevel cascaded H-bridge inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2691-2699.
- [35] DEKKA A, WU B, YARAMASU V, et al. Model predictive control of high-power modular multilevel converters—An overview[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 168-183.

## 作者简介



**郭子跃** 男, 1998年1月出生于福建省三明市. 2020年6月毕业于湖南大学获学士学位, 现于湖南大学攻读硕士学位. 主要研究方向为电力电子器件及其应用.  
E-mail: guoziyue@hnu.edu.cn



**全惠敏** 女, 1971年10月出生于湖北省钟祥市. 现为湖南大学电气与信息工程学院副教授. 主要研究方向为逆变电源与数字图像处理.  
E-mail: hmquan@hnu.edu.cn



**彭子舜** 男, 1991年5月出生于湖南省长沙市. 2020年毕业于湖南大学获博士学位. 现为电气数字化设计技术国家地方联合工程研究中心副总工程师. 主要研究方向为电力电子与新能源技术, 主持及参与国家自然科学基金与省部级等项目5项, 发表论文30余篇, 获发明专利20项.  
E-mail: pzsuzu@wzu.edu.cn



**戴瑜兴** 男, 1956年1月出生于湖南省浏阳市. 现为温州大学教授, 电气数字化设计技术国家地方联合工程研究中心主任. 现阶段主要从事方向为智慧海洋数字综合能源前沿技术研究. 中国电子学会会员编号: E190002978S.  
E-mail: daiyx@wzu.edu.cn