

一种IGCT三电平变流器极限功率试验方法

田凯^{1,2}, 俞智斌^{1,2}, 袁媛^{1,2}, 楚子林^{1,2}, 陈玉杰^{1,2}, 孙传杰^{1,2}

(1. 天津电气科学研究院有限公司, 天津 300180;

2. 电气传动国家工程研究中心, 天津 300180)

摘要:提出一种可以评估大容量IGCT三电平变流器极限功率输出能力的测试方法。基于同步对称PWM调制及温度估计模型进行IGCT三电平变流器功率实验,可测试不同负载功率因数下、可逆运行下的设备容量,实现对功率器件温升的准确评估。该方法采用PWM脉宽实时调节的方式改变负载电感两端电压差,相比于一般同步调制方法直接改变查表角度或查表电压的方式,进一步减小了电流纹波,使测试电流更贴近实际情况。

关键词:三电平变流器;集成门极换流晶闸管(IGCT);功率试验;同步调制

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed24598

A Method of Limit Power Test for IGCT Three-level Converter

TIAN Kai^{1,2}, YU Zhibin^{1,2}, YUAN Yuan^{1,2}, CHU ZiLin^{1,2}, CHEN Yujie^{1,2}, SUN Chuanjie^{1,2}

(1. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China;

2. National Engineering Research Center of Electric Drive, Tianjin 300180, China)

Abstract: A test method was proposed that can evaluate the ultimate power output capability of large capacity IGCT three-level converter. Based on synchronous symmetrical PWM modulation and temperature estimation model, the power experiment of IGCT three-level converter was carried out, which can test the equipment capacity under different load power factors and reversible operation, and achieve accurate evaluation of power device temperature rise. This method uses PWM pulse width real-time adjustment to change the voltage difference between the two ends of the load inductor. Compared with the general synchronous modulation method, which directly changes the angle or voltage of the table lookup, this method further reduces the current ripple and makes the test current closer to the actual situation.

Key words: three-level converter; integrated gate commutated thyristors (IGCT); power test; synchronization modulation

随着电力电子技术的蓬勃发展,大功率中压变流器得到了广泛应用^[1]。中压变流器的核心元件为IGCT晶体管和快恢复二极管组成的功率模块。它们也是系统内的主要热损耗源,如热量累计使发热温度超过器件允许的最高结温,将会严重影响功率模块的使用性能和系统可靠性。研究表明,超过55%的电子设备失效是由温度过高引起的^[2],功率半导体器件以21%的故障率成为变流器系统中最为脆弱的组成部分^[3]。因此对功率器件的极限输出功率准确测试越来越重要。功率试验的结果不仅反映出被试逆变器在额定工况下的电压、电流性能,还要兼具温升试验功

能。为此,工程技术人员提出了很多近似等效的试验方法:文献[4]提出了一种整流器试验装置及方法,其系统包括电源变压器、被试整流器和负载逆变器3部分,整流器和逆变器直流侧直接相连、交流侧通过各自的滤波电抗器并联后接至试验电源变压器。通过调节逆变器输出电流,使得被试整流器的试验电流取自逆变器侧的电流回馈,从电源变压器取用的电流很少,从而显著降低了试验损耗。基于类似的思路,文献[5]提出一种微功耗的功率试验方法,将变流器输入端与电网相连,输出端经电抗器再与输入端相连,实验系统所需损耗由电网补充,同样能够用很少的能

基金项目:天津电气科学研究院有限公司科研基金(YF2022ZL004);国机研究院青年科研基金(TD2021ZK003)

作者简介:田凯(1987—),男,本科,高级工程师,主要研究方向为电力电子技术交流变频传动,Email: 15620132012@163.com

量损耗完成额定功率试验,降低了对试验电源容量的要求。

随着开关频率不断降低,大功率 IGCT 三电平变流器往往采用同步对称优化 PWM 调制降低电流谐波、提高输出功率^[6],优化后的同步 PWM 调制相比于异步 SPWM 调制可以降低 10%~30% 的开关损耗。已报道的测试方法大多采用异步 SPWM 进行额定功率等效近似测试^[7-8],其测试条件与实际运行工况存在一定误差,无法实现器件极限输出能力的准确评估,进而在工程应用中限制了对 IGCT 等器件能力的充分利用。

本文方法针对现有技术不足,提出基于同步对称调制及温度估计模型的 IGCT 三电平变流器功率试验方法,相比于异步 SPWM 调制方法,由于开关角度与实际工程应用保持一致,使器件的开关损耗更贴近实际情况;相比于常规直接推迟查表角度的同步调制方法,进一步减小了电流纹波。实现在不同负载功率因数下、可逆运行下设备极限容量测试,并在测试过程中对功率器件温升准确评估。

1 功率测试原理

图 1 为功率测试主回路示意图,其中包括一个整流单元和一个逆变单元,通过对负载电感 L_T 施加电压形成负载电流 I_L ,两者共同由直流电源提供测试所用的损耗能量。

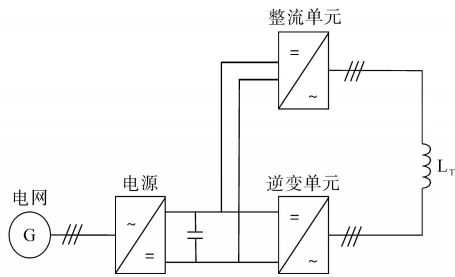


图 1 主回路示意图

Fig.1 Schematic plan of power circuit

图 2 为功率测试的控制原理图,通过改变整流单元输出 U_{AFE} 和逆变单元输出 U_{INV} 的幅值和相位,在负载电感 L_T 两端形成电压差 Δu ,进而形成负载电流 I_L 。其电压电流关系为

$$\Delta u = j\omega L_T I_L \quad (1)$$

式中: ω 为输出电压频率。

若 L_T 选定的标么值为 10%, U_{AFE} 和 U_{INV} 的标么幅值为 100%,则设定 $\theta=5.8^\circ$ 时,负载电流 I_L 达到 100% 额定值^[9]。

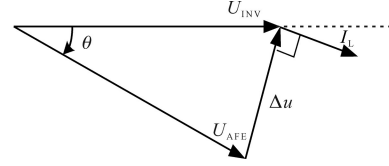


图 2 控制原理图

Fig.2 Control schematic diagram

2 同步调制原理

2.1 同步调制及角度调节

同步调制角度图如图 3 所示,假设整流单元和逆变单元电压给定电压模值为 U_m 、角度为 θ ,不同的 U_m 查表得到不同开关角度 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 。通过改变给定电压模值 U_m 改变开关角度组合,以生成不同的 PWM 输出电压。

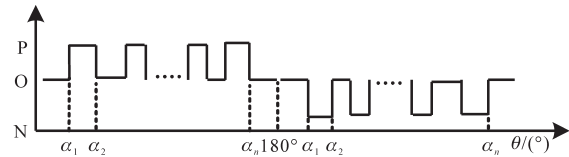
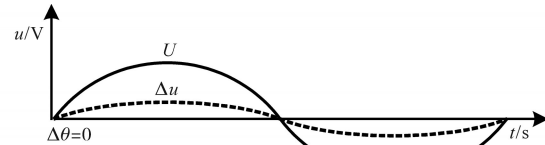


图 3 同步调制角度图

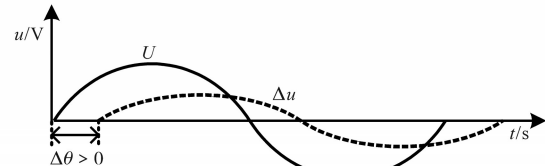
Fig.3 Synchronous modulation diagram

当 $\theta < 180^\circ$ 时, $0 < \theta < \alpha_1$, 输出零电平; $\alpha_1 < \theta < \alpha_2$, 输出正电平。当 $\theta > 180^\circ$ 时, $\theta_2 = \theta - 180^\circ$, $0 < \theta_2 < \alpha_1$, 输出零电平; $\alpha_1 < \theta_2 < \alpha_2$, 输出负电平。依此类推得到所有输出电平。

图 4 为调节电抗器两端电压的方法示意图,其调节原理为利用同步对称 PWM 调制形成整流单元和逆变单元基准电压给定 U ,在其中一个单元基准电压 U 上再附加电压 Δu ,将其转化成脉宽调节量 $\Delta t = \sin(\theta + \Delta\theta) \cdot \Delta u$,整流单元和逆变单元输出电压在负载电抗两端形成电压差 Δu 。通过改变 $\Delta\theta$ 和 Δu 即可任意调节输出电流幅值和相位。



(a) 相位不变调节幅值



(b) 同时调节相位和幅值

图 4 基准电压与附加电压

Fig.4 Reference voltage and additional voltage

2.2 与常规方法之间的区别

常规推迟查表角度的方法中,负载电抗一端

是查表形成的PWM电压 u ,另一端通过推迟查表角度形成PWM电压 u' ,两者电压差加在负载电抗两端形成负载电流。上述常规方法通过调节输出电压相位差的方式形成输出电流,缺点是负载电流纹波较大。

所提方法通过改变 $\Delta\theta$ 和 Δu 再转化成的脉宽调节量 Δt 参与到逆变单元脉冲给定的方式^[10],大幅减小了电流纹波,且电流相位幅值任意可调。

图5对比了本方法和常规方法所形成的电抗器电压差异。本方法将转化成的脉宽调节量 Δt 参与到逆变单元脉冲给定中实现输出电压的调节,可看出该方法所形成的电抗器两端电压波动 du 较常规推迟查表角度的方法要小很多。

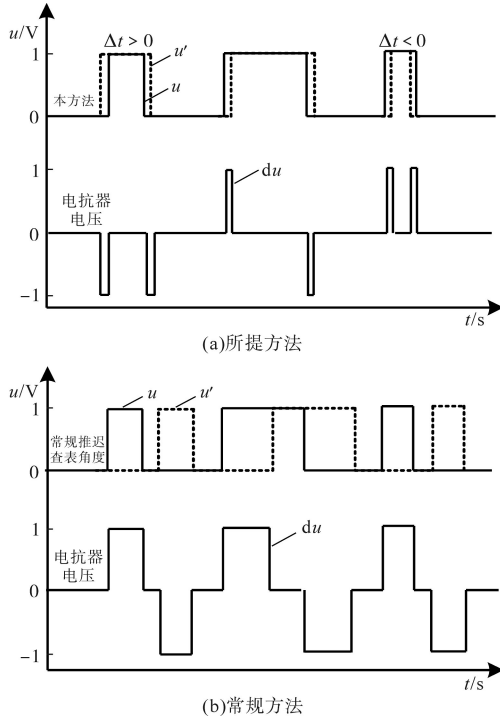


图5 不同调节方法对比

Fig.5 Comparison of different adjustment methods

3 器件温度计算

3.1 损耗计算

分别计算IGCT导通损耗、IGCT开关损耗、二极管导通损耗、二极管开关损耗。

IGCT的导通损耗与导通压降、电阻率、导通电流有关,表达式如下:

$$P_1 = V_{(T_0)} \cdot I_T + r_T \cdot I_T^2 \quad (2)$$

式中: P_1 为IGCT导通功率; I_T 为流过IGCT的电流; $V_{(T_0)}$ 为IGCT导通压降; r_T 为IGCT导通电阻。

IGCT的开关损耗由导通损耗和关断损耗组成,它与开关频率、开关时刻电流、直流母线电压

有关,表达式如下:

$$\begin{cases} P_{\text{lon}} = \frac{V_D}{2800 \text{ V}} \cdot \frac{I_T}{4000 \text{ A}} \cdot E_{\text{on}}/T_s \\ P_{\text{loff}} = \frac{V_D}{2800 \text{ V}} \cdot \frac{I_T}{4000 \text{ A}} \cdot E_{\text{off}}/T_s \end{cases} \quad (3)$$

式中: $P_{\text{lon}}, P_{\text{loff}}$ 为IGCT折算到一个计算周期内的开关功率; V_D 为直流母线电压; $E_{\text{on}}, E_{\text{off}}$ 分别为IGCT每次开通、关断损耗的能量; T_s 为计算周期。

二极管的导通损耗与导通压降、电阻率、导通电流有关,表达式如下:

$$P_D = V_{F0} \cdot I_F + r_F \cdot I_F^2 \quad (4)$$

式中: P_D 为二极管导通功率; I_F 为流过二极管的电流; V_{F0} 为二极管导通压降; r_F 为二极管导通电阻。

二极管的开关损耗主要指关断过程中的反向恢复损耗。该值与关断电流、直流母线电压、关断电流变化速率有关,表达式如下:

$$P_{\text{Doff}} \approx \frac{di/dt_{\text{crit}}}{1200 \text{ A}/\mu\text{s}} \cdot \frac{I_F}{3300 \text{ A}} \cdot \frac{V_D}{2800 \text{ V}} \cdot E_{\text{rr}}/T_s \quad (5)$$

式中: P_{Doff} 为二极管关断损耗; di/dt_{crit} 为关断电流变化速率; I_F 为关断电流; V_D 为直流母线电压; E_{rr} 为关断能量。

3.2 温度计算

由式(2)~式(5)实时计算得到器件的总功耗 P ,代入图6所示的功率器件热阻模型^[11],可以得到在装置测试过程中实时估计器件的结温表达式如下:

$$T_j = P \cdot \left(\frac{R_{jc}}{\tau_{jc}s + 1} + \frac{R_{ch}}{\tau_{ch}s + 1} + \frac{R_{ha}}{\tau_{ha}s + 1} \right) + T_a \quad (6)$$

式中: R_{jc} 为器件结壳之间热阻; R_{ch} 为器件壳-散热器之间热阻; R_{ha} 为散热器热阻; C_{jc} 为器件结壳之间热容; C_{ch} 为器件壳-散热器之间热容; C_{ha} 为散热器热容; τ_{jc} 为器件结壳层热时间常数, $\tau_{jc} = R_{jc} \cdot C_{jc}$; τ_{ch} 为器件壳-散热器层热时间常数, $\tau_{ch} = R_{ch} \cdot C_{ch}$; τ_{ha} 为散热器热时间常数, $\tau_{ha} = R_{ha} \cdot C_{ha}$; T_a 为环境温度。

由上述方法可知,通过改变 $\Delta\theta$ 和 Δu 调节输出电流的幅值和相位。在特定相位下,逐渐加大输出电流幅值,直到测得的器件结温 T_j 达到最大值,此时即达到装置的极限输出能力。

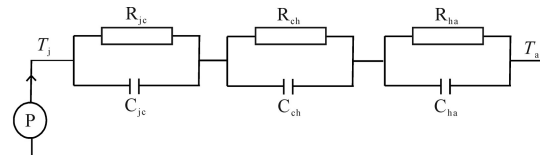
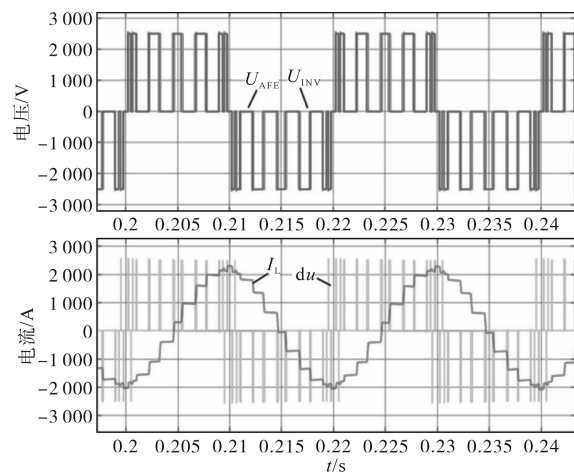


图6 器件热阻模型

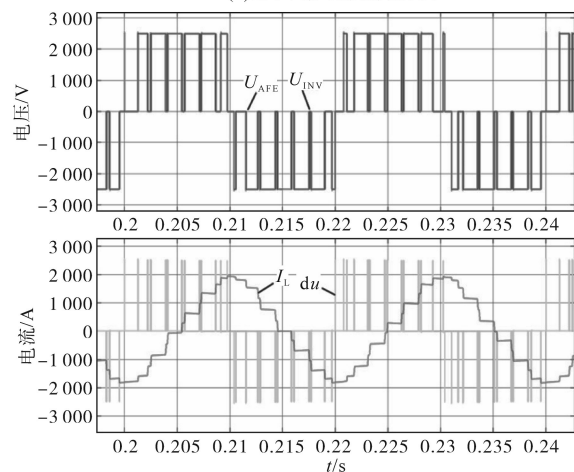
Fig.6 Device thermal resistance model

4 仿真结果

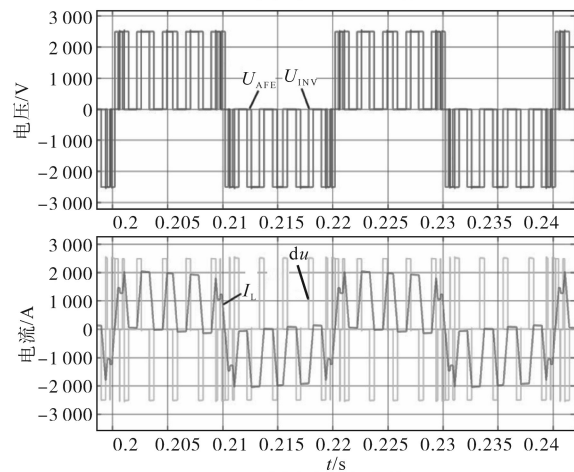
为了验证本文所提方法的有效性,对本文方法进行了仿真验证。仿真参数如下:直流电压 5 000 V,峰值电流 2 000 A,基波频率 50 Hz,等效 PWM 载波频率 700 Hz,负载电抗 1 mH。图 7 为测试过程中 PWM 电压及电流波形图。分别是采



(a)基于同步角度脉宽调制



(b)异步SPWM调制



(c)同步角度相位推迟

图7 仿真对比

Fig.7 Simulation comparison

用基于同步角度脉宽调节、异步 SPWM 调制和同步角度相位推迟调制下的波形。可知采用基于同步角度脉宽调节相比于采用异步 SPWM 等效的方式,调制波形更加对称稳定,可以更好地贴合实际工况,使器件的开关损耗更接近实际情况。同时又规避了同步调制下采用同步角度相位推迟方式所导致的电流纹波问题。

5 结论

本文提出的基于同步调制及温度模型的 IGCT 三电平变流器功率试验方法,通过改变 $\Delta\theta$ 和 Δu 实时计算出需要调节的脉宽调节量 Δt ,进而改变输出电流的幅值和相位。结合功率器件损耗在线计算代入热阻模型,实现器件结温实时估计,使得可以更为精确地评估 IGCT 功率单元的极限电流输出能力。

该方法采用同步对称优化 PWM 调制,测试条件与实际工况更为接近,结合器件温度实时估计避免极限测试过程中器件超温损坏,为准确评估设备最大极限容量提供了一种新的解决思路。

参考文献

- [1] 钱照明,张军明,盛况.电力电子器件及其应用的现状和发展[J].中国电机工程学报,2014,34(29):5149-5151.
QIAN Zhaoming, ZHANG Junming, SHENG Kuang. Status and development of power semiconductor devices and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5149-5151.
- [2] JANICKI M, NAPIERALSKI A. Modelling electronic circuit radiation cooling using analytical thermal model[J]. Microelectronics Journal, 2000, 31(9-10): 781-785.
- [3] YANG S Y, BRYANT A, MAWBY P, et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1441-1451.
- [4] 蔡志伟.整流器试验装置及方法:中国, CN102116850A[P]. 2011-07-06.
CAI Zhiwei. Rectifier test apparatus and method: China, CN102116850A[P]. 2011-07-06.
- [5] 李兴,李旷,左强,等.一种微功耗的变流器全负载试验方法:中国, CN101539603A[P]. 2009-09-23.
LI Xing, LI Kuang, ZUO Qiang, et al. The invention relates to a full load test method for a converter with small power consumption: China, CN101539603A[P]. 2009-09-23.
- [6] 马小亮.高性能变频调速及其典型控制系统[M].北京:机械工业出版社,2010.
MA Xiaoliang. High performance frequency control technology and its typical control system[M]. Beijing: China Machine Press, 2010.

(下转第28页)

- [J]. 电力系统自动化, 2020, 44(7): 1-14.
- LIANG Deliang, LIU Yibin, KOU Peng, et al. Analysis of development trend for intelligent distribution transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(7): 1-14.
- [5] 杨斌, 赵剑锋, 季振东, 等. 混合变压器技术研究综述[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(2): 205-213, 1-3.
- YANG Bin, ZHAO Jianfeng, JI Zhendong, et al. Overview of hybrid transformer technologies[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(2): 205-213, 1-3.
- [6] DRABEK P, PEROUTKA Z, PITTERMANN M, et al. New configuration of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 7(11): 5041-5048.
- [7] SZCZEŚNIAK P, TADRA G, KANIEWSKI J, et al. Model predictive control algorithm of AC voltage stabilizer based on hybrid transformer with a matrix converter[J]. Electric Power Systems Research, 2019, 170: 222-228.
- [8] BURKARD J, BIELA J. Evaluation of topologies and optimal design of a hybrid distribution transformer[C]//European Conference on Power Electronics & Applications. Geneva, Switzerland: IEEE, 2015: 1-10.
- [9] 刘君, 曾华荣, 陈沛龙, 等. 基于模块化多电平变换器的混合变压器控制策略研究[J]. 变压器, 2017, 54(10): 28-32.
- LIU Jun, ZENG Huarong, CHEN Peilong, et al. Research on the control strategy of the hybrid transformer based on the modular multilevel converter[J]. Transformer, 2017, 54(10): 28-32.
- [10] 吉晓帆, 张代润, 周驭涛, 等. 基于 PCHD 模型的 LCL 型 APF 自适应模糊无源控制策略[J]. 电气传动, 2021, 51(23): 53-59.
- JI Xiaofan, ZHANG Dairun, ZHOU Yutao, et al. Adaptive fuzzy passive control strategy of LCL-type APF based on port controlled hamilton with dissipation model[J]. Electric Drive, 2021, 51(23): 53-59.
- [11] 林晓冬, 雷勇, 朱英伟. 基于 PCHD 模型的 MMC-SMES 无源控制策略[J]. 电网技术, 2019, 43(3): 1073-1083.
- LIN Xiaodong, LEI Yong, ZHU Yingwei. Passivity-based control strategy of MMC-SMES based on PCHD model[J]. Power System Technology, 2019, 43(3): 1073-1083.
- [12] 程启明, 王玉娇, 程尹曼, 等. 非理想条件下 MMC-SAPF 的无源控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 7023-7032, 7115.
- CHENG Qiming, WANG Yujiao, CHENG Yinman, et al. Research on passive control strategy of MMC-SAPF under non-ideal conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7023-7032, 7115.
- 收稿日期: 2022-03-07
修改稿日期: 2022-04-09
- ~~~~~
- (上接第 18 页)
- [7] 刘洋, 田凯, 刘艳昉, 等. 一种大功率逆变器自动功率测试平台的设计[J]. 电气传动, 2015, 45(6): 77-80.
- LIU Yang, TIAN Kai, LIU Yanfang, et al. Automatic test platform for power test of high power inverter[J]. Electric Drive, 2014, 44(9): 9-13.
- [8] 宋鹏, 伍丰林, 金雪峰, 等. 采用有源前端的大功率变频器负载试验装置: 中国, CN102508073A[P]. 2012-06-20.
- SONG Peng, WU Fenglin, JIN Xuefeng, et al. The load test device of high power frequency converter with active front end is adopted: China, CN102508073A[P]. 2012-06-20.
- [9] 宋鹏, 王辉, 王德默, 等. 一种大功率 AFE 变频器实验方法[J]. 电气传动, 2014, 44(9): 9-13.
- SONG Peng, WANG Hui, WANG Demo, et al. Testing method method for high power converter with active front-end[J]. Electric Drive, 2014, 44(9): 9-13.
- [10] 田凯, 袁媛, 俞智斌, 等. 一种基于 PWM 脉宽动态调节的三电平中点平衡方法[J]. 电气传动, 2022, 52(21): 20-25.
- TIAN Kai, YUAN Yuan, YU Zhibin, et al. A three-level PWM pulse width dynamic regulation method based on current observer and neutral-point balance technology[J]. Electric Drive, 2022, 52(21): 20-25.
- [11] 田凯, 王自满, 楚子林, 等. 一种水冷系统建模及 IGCT 结温计算方法[J]. 电气传动, 2022, 52(16): 43-37.
- TIAN Kai, WANG Ziman, CHU Zilin, et al. A water cooling system modeling and IGCT junction temperature calculation method[J]. Electric Drive, 2022, 52(16): 43-37.
- 收稿日期: 2022-08-31
修改稿日期: 2022-12-05