

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2208881

失超保护系统中固态开关的均流控制

张潇鹏 王英翘 彭建飞 李维斌
(核工业西南物理研究院 成都 610041)

摘要: 失超保护系统在超导托卡马克的运行中发挥着重要作用,其在失超发生时快速转移储存在线圈中的磁场能量,从而保护超导磁体。由于失超保护系统功率较大,在应用时必须并联多个固态开关模块,因此带来的均流问题也有待进一步的解决。本文在选定 IGBT 作为失超保护系统中的固态开关后,分析了影响其均流的因素,采用调节栅极电阻的方式进行 IGBT 关断时的动态均流,并对栅极电压进行 PI 控制以实现 IGBT 导通时的静态均流,仿真和实验结果均证明了 220 A 电流下该控制方案的有效性。相比于传统支路串入阻抗的均流手段,该方案无须改变主回路,控制方式简单,灵活性更好,同时能有效抵御干扰的影响,进一步推动了固态开关在失超保护系统中的实际应用。

关键词: 失超保护;IGBT;均流;PI 控制

中图分类号: TM561 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 4704031

Current sharing control of solid state switch in quench protection system

Zhang Xiaopeng Wang Yingqiao Peng Jianfei Li Weibin
(Southwestern Institute of Physics, Chengdu 610041, China)

Abstract: Quench protection system plays an important role in the operation of superconducting tokamak. When quench occurs, it quickly transfers the magnetic field energy stored in the coil to protect the superconducting magnet. Due to the high power of quench protection system, multiple solid-state switch modules must be connected in parallel, so the current sharing problem needs to be further solved. After selecting IGBT as the solid-state switch in the quench protection system, this paper analyzes the factors affecting its current sharing. The dynamic current sharing when IGBT is turned off is carried out by adjusting the grid resistance, and the static current sharing is realized by PI control of the grid voltage. The simulation and experimental results show the effectiveness of the control scheme at 220 A current. Compared with the current sharing method of traditional branch series impedance, this scheme does not need to change the main circuit, with simple control mode and better flexibility. At the same time, it can effectively resist the influence of interference, and further promote the practical application of solid-state switch in quench protection system.

Keywords: quench protection; IGBT; current sharing; PI control

0 引言

在超导托卡马克的运行中,失超保护是重要的一环。失超状态是指超导体由于温度、磁场和电流密度的限制而恢复到正常的电阻状态。失超发生会导致超导磁体因过热和过电压而损坏,因此线圈系统需要能量转储系统来进行失超保护,在超导磁体发生失超时快速泄放储存在其中的巨大磁场能量,防止安全问题的发生^[1]。

失超保护的能源转储系统主要由直流断路器和泄能电阻器组成,其将线圈能量传输到泄能电阻器,保护超导线圈不过热,因此直流断路器是失超保护系统的关键。目前失

超保护系统中的直流断路器有多种分类:

1) 采用机械旁路开关、真空断路器与脉冲计数回路相结合的方式,如 ITER 的快速放电单元^[2]。该方案能够实现在真空断路器处的无弧换流,主要缺点是需要庞大的电容器组,并要在每次放电后重新对电容器组进行充电,提高了操作和维护的复杂度。

2) 采用机械开关与熔断器串联二极管支路结合的拓扑结构,如 EAST^[3]。这种换流方式减少了机械式断路器中的能量耗散,并因此提高了它的工作寿命,主要缺点是需要频繁手动更换熔断器的保险丝,增加了系统维护的工作量。

3) 采用机械开关和晶闸管相结合的方式,如 KSTAR,

收稿日期:2022-01-18

该设计结合了二者优点,即机械开关为正常超导线圈提供直流电流,晶闸管实现快速无弧直流断流^[4]。与传统的固态开关和真空断路器相比,该方案具有成本低、功耗小、响应速度快的优点,但依然需要电容器组放电来提供人工电流过零点。

4)采用机械开关并联固态开关的混合式断路器方案,如 JT60-SA^[5]。该断路器使用机械开关负责正常运行电流的传导,失超发生时,先给出固态开关的导通信号,在分断机械开关时,弧压会迫使电流向固态开关支路转移,减轻机械开关的分断压力,在机械开关恢复阻断能力后再关闭固态开关支路,将电流转移至泄能电阻。该方案同时具有传统机械断路器与固态断路器的优点,达到了通态损耗低、快速无弧分断的效果,并且不需要额外的人工过零电路和辅助充电设备^[6-7]。这也是目前较为前沿的一种方案。

随着半导体技术的不断成熟,固态开关在失超保护系统中发挥着越来越重要的作用。然而,由于单个器件的功率相对较小,在大功率应用中,固态开关必须多个并联才能满足总电流需求,并联开关器件之间的电流不平衡会导致功率器件损坏,因此带来的均流问题,包括静态均流和动态均流两种,也有待进一步的解决。解决开关模块并联的均流问题,对大功率断路器在失超保护系统中的实际应用,有着重要的意义。

全控型固态开关主要有门极可关断晶闸管(gate turn off thyristor, GTO)、绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)和集成门极换向晶闸管(integrated gate commute thyristor, IGCT)3种选择。GTO 由于其开关速度低的特性而不适合在失超保护系统中使用。与驱动电路集成在器件内部的 IGCT 相比,IGBT 的驱动功率低,更易于进行主动控制;另一方面,在失超保护时,固态开关运行时间较短,降低了 IGBT 通态压降大带来的影响^[8]。此外,相同容量下 IGBT 的价格也更低。因此,在中小型失超保护系统中,选择 IGBT 作为固态开关更为合适。

综上所述,本文聚焦于提升失超保护工作模式下,机械-固态混合式断路器中并联 IGBT 的均流程度,目的是实现失超保护系统中的 IGBT 动静态均流,并通过仿真和实验验证该方案的有效性。

1 均流原理及方法

均流可分为动态均流和静态均流两种情况。动态均流是指在开关器件导通和关断瞬间各支路的电流平衡,时间尺度较小;而静态均流是指在开关器件导通期间各支路的电流平衡,时间尺度较大。图 1 所示为两 IGBT 支路并联时的情况。

由基尔霍夫定律可得:

$$V_{CE1} + I_{C1}(t)R_1 + L_1 \frac{dI_{C1}(t)}{dt} = V_{CE2} + I_{C2}(t)R_2 + L_2 \frac{dI_{C2}(t)}{dt} \quad (1)$$

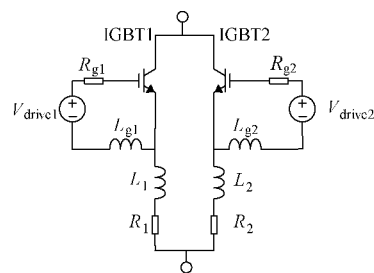


图 1 两 IGBT 并联时的电路

$$V_{GE1} = V_{drive1} - V_{Rg1} - V_{Lg1} \quad (2)$$

$$V_{GE2} = V_{drive2} - V_{Rg2} - V_{Lg2} \quad (3)$$

式中: I_{C1} 和 I_{C2} 分别为两 IGBT 的集电极电流, V_{drive1} 、 V_{drive2} 为栅极驱动电压, L_{g1} 、 L_{g2} 为栅极电感, R_1 、 R_2 为支路电阻, L_1 、 L_2 为支路杂散电感。

当栅极电压 V_{GE} 大于门槛开通电压 $V_{GE(th)}$ 时,集电极饱和电流 I_C 满足:

$$I_C = K_P \frac{W_{ch}}{L_{ch}} \frac{(V_{GE} - V_{GE(th)})^2}{2(1 - \alpha_{PNP})} \quad (4)$$

式中: K_P 为 IGBT 中等效 MOS 管的跨导; W_{ch} 为沟道宽度; L_{ch} 为沟道长度; α_{PNP} 为 IGBT 中等效 PNP 双极型晶体管的电流增益^[9]。

同时,饱和导通压降满足:

$$V_{CE(sat)} = \frac{2KT}{q} \ln \frac{I_C W_N}{4qD_n n_i p Z F \left(\frac{W_N}{2L_n} \right)} + \frac{I_C L_{ch}}{Z \mu C_{OX} (V_{GE} - V_{GE(th)})} \quad (5)$$

式中: K 为玻尔兹曼常数; T 为绝对温度; q 为电子电荷; W_N 为 N-基区宽度; D_n 为双极性扩散系数; n_i 为本征载流子浓度; L_n 为双极扩散长度; $F(\cdot)$ 表示某一函数关系; p 为元胞尺寸; Z 为正交于 IGBT 结构横截面长度; μ 为沟道载流子迁移率; C_{OX} 为金属氧化层电容^[10]。以上参数主要取决于 IGBT 的制作工艺及工作温度。

由上述分析可知,温度一定时,在导通的并联 IGBT 中, I_C 随 V_{GE} 增大而上升,并且在没有外部电压钳位时, V_{CE} 受 V_{GE} 和 I_C 共同影响。

考虑到 IGBT 内部的电容会和栅极电阻 R_g 组成 RC 回路, R_g 的大小也会影响 IGBT 开通和关断时 V_{GE} 的充放电速度^[11-12]。故参数 L 、 R_g 影响动态均流,参数 R 影响静态均流,而参数 V_{drive} 对动静态均流都有影响。另外,驱动信号不同步也会导致某只 IGBT 单独承载较大电流。

各 IGBT 的温度虽然对均流效果也有影响,但在机械开关并联固态开关的混合断路器结构中,IGBT 的导通时间很短,正常工作时带来的热效应可忽略不计,故此处不予讨论。

在选取同型号同批次器件、保持布局结构对称的基础上,常规的均流方法还有支路串入阻抗、调节驱动信号、改

变栅极电阻、调节栅极驱动电压等^[13-15]。

在并联支路中串入较大的阻抗可以有效减小原支路阻抗 L, R 的差异, 实现动态均流的效果。但在失超保护回路中, 负载电流一般很大, 串入较大电阻会带来很大的功率损耗, 使得负载电流过多消耗在回路上, 失去了失超保护中各级开关换流的意义, 而串入较大电感会增大 IGBT 关断时的尖峰电压, 需要选择耐压更高的器件, 提高了成本。

调节驱动信号可以减小驱动信号在硬件电路中传播的延时差, 避免出现 IGBT 导通、关断不同步而出现某一管承载过大电流的状况, 但 IGBT 关断时间通常在微秒级, 精确控制信号时间存在一定的难度。

改变栅极电阻 R_g 可以改变栅极回路充放电的时间常数, 减小各支路 IGBT 的开通时间差和关断时间差, 缩小 IGBT 输入电容差异和信号不同步带来的影响, 从而达到动态均流的效果。相比于支路串电感的方案, 改变栅极电阻更为方便, 可以在一定程度上弥补各 IGBT 触发信号不同步和输入电容不同带来的影响。但栅极电阻过小会使 IGBT 通断过快, 回路电流变化率过高, 同样会增大 IGBT 关断时的尖峰电压; 而栅极电阻过大会使 IGBT 通断过慢, 不满足失超保护系统快速反应的要求, 故在调整时需注意其范围。

调节栅极驱动电压 V_{drive} 虽然理论上对动静态均流都有影响, 但由于 IGBT 开通关断时间一般为纳秒至微秒级, 反馈系统的控制速度很难达到, 故更多用于实现静态均流。另一方面, 栅极电压过低会使 IGBT 无法工作在饱和区, 产生大量热损耗, 栅极电压过高则会击穿隔离栅极与发射极的氧化膜导致 IGBT 失效, 故栅极驱动电压调节范围有限, 一般为 12~20 V。

2 控制策略

根据上述分析, 本文采用改变栅极电阻 R_g 和调节栅极驱动电压 V_{drive} 相结合的方式来实现动静态均流。

由于在机械-固态混合式断路器中, 导通的 IGBT 在机械开关断开后才会承载大电流, 故调节时侧重的是 IGBT 的关断信号。根据各支路 IGBT 关断时的电流波形分别对栅极电阻进行调整, 可达到动态均流的效果。

调节栅极驱动电压 V_{drive} 则使用 PID 控制方法进行实时反馈控制, 以防止复杂电磁环境中耦合电感对支路带来的干扰, 其原理如式(6)~(8)所示。

检测各个支路的电流值 I_{x_i} , 计算出支路平均电流值 $I_{C(AVG)}$:

$$I_{C(AVG)} = \frac{\sum_{i=1}^n I_{x_i}}{n} \quad (6)$$

将支路电流值与支路平均电流值的差值作为被控量, 经过 PI 控制后得到各支路的电压变化信号 ΔV_i :

$$\Delta V_i = k_p (I_{C(AVG)} - I_{x_i}) + k_i \int (I_{C(AVG)} - I_{x_i}) dt \quad (7)$$

将电压变化信号 ΔV_i 叠加至基础栅极驱动电压 V_s 上, 以此对各支路 IGBT 的栅极电压进行调整:

$$V_{drive_i} = V_s + \Delta V_i \quad (8)$$

从而将 IGBT 并联支路的电流控制在支路平均电流附近, 达到静态均流的效果。

另外, 在并联支路数为 2 时, 可以在得到 ΔV_1 后, 取 $\Delta V_2 = -\Delta V_1$ 以简化控制, 如图 2 所示。

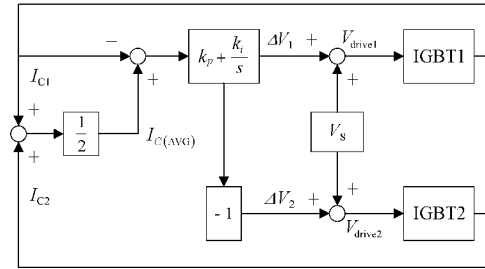


图 2 两支路并联时栅极驱动电压控制框图

以两只 IGBT 并联为例, 当 1 管电流 I_{C1} 过大时, 栅极驱动电压 V_{drive} 受控改变, 栅极电压 V_{GE1} 降低, 使其支路电流 I_{C1} 适当下降, 同时 2 管栅极电压 V_{GE2} 上升; 此后若 2 管电流 I_{C2} 过大, 由于回路总电流及其支路平均值基本不变, 此时 $I_{C1} < I_{C(AVG)}, I_{C2} > I_{C(AVG)}$, 因此栅极电压 V_{GE1} 回升, V_{GE2} 下降, 从而使 I_{C1} 增加, I_{C2} 减小, 达到新的均流平衡。

3 仿 真

图 3 为机械-固态混合式断路器的仿真模型。考虑到该模型主要用来分析 IGBT 导通至关断这部分时间的情况, 故可将负载中的电流近似等效为一个电流源。模型中 IGBT 型号为 FZ2400R12KE3, 其余各部分详细参数如表 1 所示。

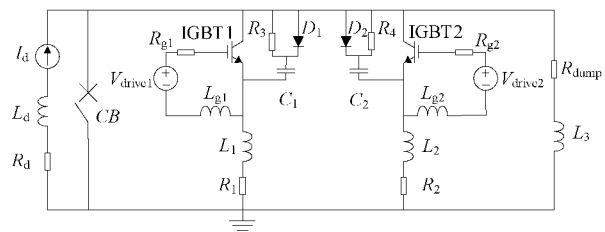


图 3 仿真电路原理图

3.1 动态均流仿真

图 4 为 MATLAB 中不同条件下 IGBT 关断时的支路电流波形仿真。图 4(a) 中 IGBT2 的关断时间 t_{off2} 相对于 IGBT1 的关断时间 t_{off1} 滞后了 0.2 μs , 因此在 IGBT1 关断后的短时间内, 大部分电流被挤压至 IGBT2 支路, 使 IGBT2 过载。而在图 4(b) 中, 通过减小 IGBT2 的栅极电阻, 加快了 IGBT2 的关断速度, 从而降低了关断时 IGBT2 的过载程度。图 4(c) 中 IGBT 输入电容差异带来的影响, 同样可以通过适当调节栅极电阻的方式来降低, 如图 4(d) 所示。

表 1 仿真参数

符号	含义	值	单位
I_d	总电流	220	A
$V_{drive1,2}$	栅极驱动电压	15/-15	V
$R_{g1,2}$	栅极电阻	15	Ω
$L_{g1,2}$	栅极电感	1×10^{-9}	H
$R_{1,2}$	IGBT 支路杂散电阻	6×10^{-4}	Ω
$L_{1,2}$	IGBT 支路杂散电感	1×10^{-10}	H
R_{dump}	泄能电阻	5×10^{-2}	Ω
L_3	泄能电阻杂散电感	1×10^{-6}	H
$R_{3,4}$	缓冲电阻	2	Ω
$C_{1,2}$	缓冲电容	4×10^{-5}	F
$C_{ies1,2}$	IGBT 输入电容	1.7×10^{-7}	F
t_{off}	IGBT 关断时刻	1×10^{-5}	s
R_d	负载电阻	3.3×10^{-2}	Ω
L_d	负载电抗	3×10^{-3}	H

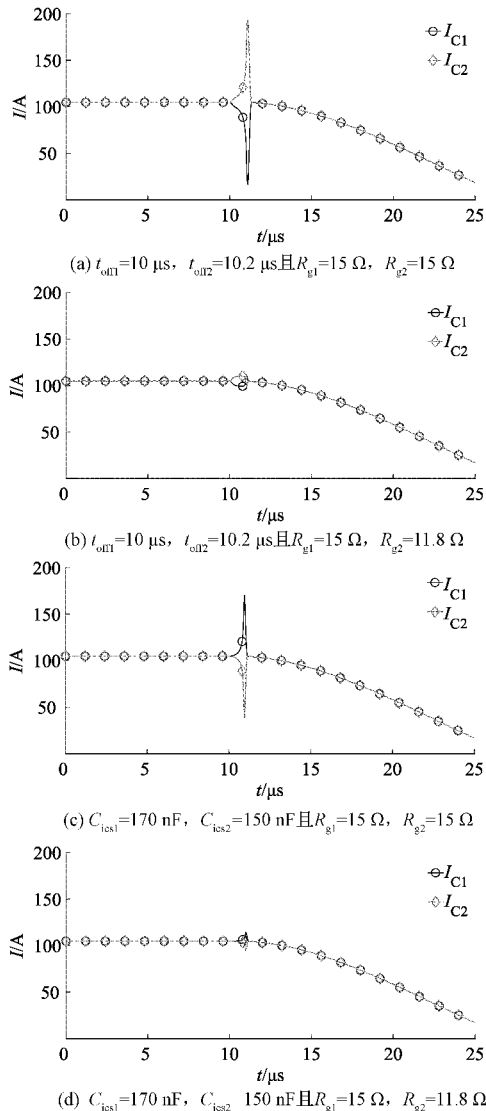


图 4 不同条件下 IGBT 关断时的支路电流波形仿真

3.2 静态均流仿真

图 5 为引入 PI 控制前后两 IGBT 支路电流波形仿真,其中支路杂散电阻分别为 $R_1=6 \times 10^{-4} \Omega$, $R_2=7 \times 10^{-4} \Omega$ 。由于各支路电阻不同,故 IGBT 的静态电流存在差异。在 $t=14 \text{ ms}$ 时对支路电流引入 PI 控制,随后栅极电压 V_{GE1} 、 V_{GE2} 调整并使两支路电流 I_{C1} 、 I_{C2} 保持一致。

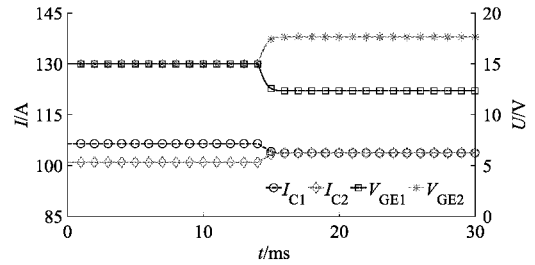


图 5 引入 PI 控制前后两 IGBT 支路电流波形仿真,其中 $k_p=0.0003$, $k_i=1500$, 采样时间 $T_s=5 \times 10^{-5} \text{ s}$,

$$\text{离散 PI 控制器形式为 } k_p + k_i T_s \frac{1}{z-1}$$

4 实验结果

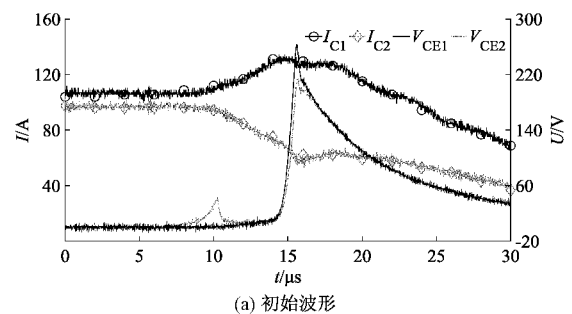
实验所用 IGBT 型号为 FZ2400R12KE3,其中 PI 控制使用 DSP 完成,型号为 TM320F28335。同时使用了以 $\Delta D650$ 为核心的 Δ/D 和 D/Δ 模块以提高精度。其余各部分参数与表 1 相同。

4.1 动态均流实验结果

图 6 为不同条件下 IGBT 关断时的支路电流 I_c 及集射电压 V_{CE} 波形。由于在 IGBT 关断瞬间,其 V_{CE} 会急剧上升,故 V_{CE} 波形可反应出 IGBT 的关断时刻。图 6(a) 为未调节栅极电阻时的波形,可以看出由于 IGBT 关断信号与输入电容的差异,IGBT2 于 $t=5 \mu\text{s}$ 时关断,IGBT1 于 $t=10 \mu\text{s}$ 时关断,二者的支路电流差异较大。随着 IGBT1 栅极电阻的下降,其关断时间逐渐提前,如图 6(b)。当 IGBT1 栅极电阻调整到适当大小时,两 IGBT 几乎同时关断,两支路电流的波形也趋于一致,如图 6(c)。该实验结果与仿真相符。

4.2 静态均流实验结果

图 7 为引入 PI 控制前后 IGBT 的支路电流及栅极电压波形对比。在引入 PI 控制后,两支路的电流基本保持一致。相比于仿真,实验中 V_{GE} 波形在不断波动,这是环境中



(a) 初始波形

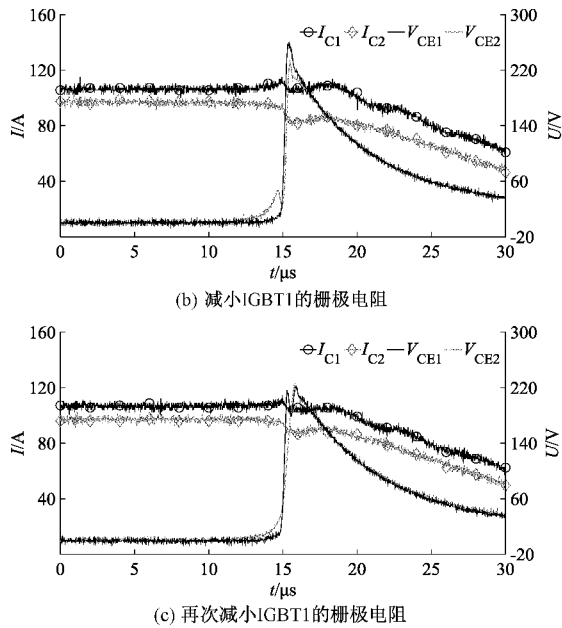


图 6 IGBT 关断时的支路电流及集射电压波形对比, 从(a)~(c)IGBT1 的栅极电阻逐渐减小

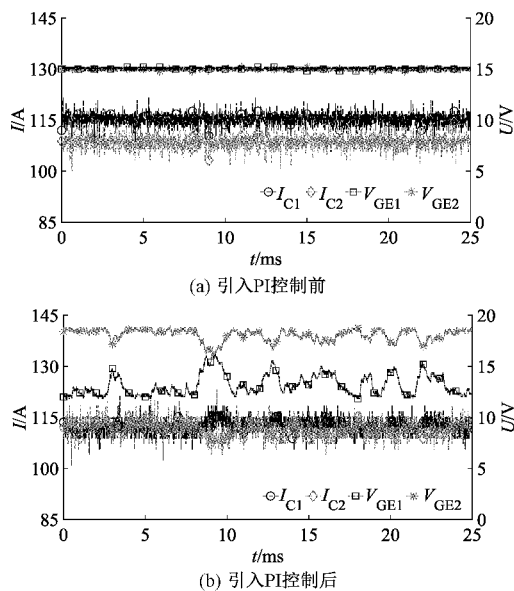


图 7 引入 PI 控制前后 IGBT 的支路电流及栅极电压波形对比

存在的扰动带来的影响。实验结果说明了在扰动环境下该实时 PI 控制的有效性。

5 结 论

本文对失超保护系统中固态开关的均流控制进行了研究,主要的工作内容体现在如下几个方面:

结合国内外失超保护平台的发展趋势,对各种失超保护装置的拓扑优缺点进行了分析,指出机械式断路器与固态开关并联的方案具有结构简单、功率损耗低、开关电流中

断快和维护需求低的优点,是目前较为成熟的一种方案,在综合考虑了各种固态开关的优劣后,选择了 IGBT 作为本实验所用固态开关。

介绍了 IGBT 的工作原理、静态特性和动态特性,分析了并联 IGBT 中动静态均流影响因素,并结合失超保护系统中 IGBT 的工作模式,对常见的均流方式进行了对比。

对于 IGBT 的并联动态均流,采用调节栅极电阻的方式实现 IGBT 关断时的动态均流,同时对栅极电压进行实时 PI 反馈控制以实现 IGBT 导通时的静态均流,并在 MATLAB 中进行了仿真。

对上述两种均流方案进行了实验验证。实验结果和仿真相符,证明了该控制方案的有效性。相比于传统支路串入阻抗的均流手段,该方案无须改变主回路,控制方式简单,灵活性更好,同时能有效抵御干扰的影响,进一步推动了固态开关在失超保护系统中的实际应用。

实验中对栅极电阻的调节采用手动方式,在多个 IGBT 并联时调节较为繁琐,后续将探索闭环反馈调节实现动态均流的方案。对于大电流下多块 IGBT 的并联均流控制,也将在后续的实验中进行验证。

参 考 文 献

- [1] ROSHAL A, AVANESOV S, KOKTSINSKAYA E, et al. Design and analysis of switching network units for the ITER coil power supply system [J]. Fusion Engineering and Design, Elsevier B. V., 2011, 86(6-8): 1450-1453.
- [2] SONG I, ROSHAL A, TANCHUK V, et al. The fast discharge system of ITER superconducting magnets [C]. 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2011: 1-6.
- [3] DENG T, GAO G, FU P, et al. Multi-coupled commutation analysis in EAST poloidal field quench protection circuits based on fuse model [J]. Fusion Engineering and Design, 2020, 155: 111723.
- [4] SONG I, LEE D K. Upgraded KSTAR toroidal field coil quench protection system [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2020, 48(6): 1666-1669.
- [5] GAIO E, MAISTRELLO A, BARP M, et al. Full scale prototype of the JT-60SA quench protection circuits [J]. Fusion Engineering and Design, Elsevier B. V., 2013, 88(6-8): 563-567.
- [6] GAIO E, MAISTRELLO A, COFFETTI A, et al. Final design of the quench protection circuits for the JT-60SA superconducting magnets [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 40(3): 557-563.
- [7] MAISTRELLO A, GAIO E, FERRO A, et al. Experimental qualification of the hybrid circuit breaker

- developed for JT-60SA quench protection circuit[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2013, 24(3): 1-5.
- [8] 卢应峣,宋执权,江舒生,等.用于失超保护的固态开关可行性研究[J].电力电子技术,2018,52(1):73-76.
- [9] 李贺龙,丁立健,刘国友.MOSFET和IGBT关断特性及其对并联特性的影响[J].机车电传动,2021(5):99-105.
- [10] 李亚萍,周维维,孙鹏菊,等.基于特定集电极电流下饱和和压降的IGBT模块老化失效状态监测方法[J].电工技术学报,2018,33(14):3202-3212.
- [11] 唐新灵,崔翔,张朋,等.感性负载条件下IGBT开通过程分析[J].华北电力大学学报(自然科学版),2017,44(2):33-41.
- [12] 唐新灵,崔翔,赵志斌,等.压接式IGBT器件内部并联支路瞬态电流均衡特性的研究[J].中国电机工程学报,2017,37(1):233-244.
- [13] PÉREZ-DELGADO R, VELASCO-QUESADA G, ROMÁN-LUMBRERAS M. Current sharing control strategy for IGBTs connected in parallel[J]. Journal of Power Electronics, 2016, 16(2): 769-777.
- [14] CHEN Y, ZHUO F. Research on current sharing of paralleled IGBTs in different DC breaker circuit topologies[C]. MATEC Web of Conferences. EDP Sciences, 2016, 63: 01010.
- [15] 江舒生. EAST 聚变装置大电流全控型固态断路器研制[D].安徽:中国科学技术大学,2019.

作者简介

张潇鹏,硕士研究生,主要研究方向为大功率脉冲电源。

E-mail:zhangxiaopcng@swip.ac.cn

王英翘(通信作者),研究员级高级工程师,主要研究方向为大功率脉冲变流技术。

E-mail:wangyq@swip.ac.cn