

文章编号:1007-6735(2018)01-0051-05

DOI:10.13255/j.cnki.jusst.2018.01.010

门极变电阻式 IGBT 串联均压电路

梁 康, 王朝立, 张超峰

(上海理工大学 光学与计算机工程学院, 上海 200093)

摘要: 根据改变 IGBT 门极驱动电阻可以改变其开关速度的特性, 设计出通过改变门极驱动电阻使 IGBT 串联有效均压的一种方案. 此方案利用三极管、电阻、稳压管构成电路拓扑. 当 IGBT 过压或接近过压时, 通过检测电路将集射极电压反馈给门极驱动电阻选择电路, 驱动电阻选择电路增加门极驱动电阻, 从而改变集射极电压变化的速率, 使得 IGBT 均压. 仿真分析表明, 此串联均压电路能够有效地平衡串联 IGBT 的电压.

关键词: 电阻; 门极驱动; 电压均衡

中图分类号: TM 46 **文献标志码:** A

Variable Gate-Resistor-Based Control for the Voltage Balancing of Series-Connected IGBTs

LIANG Kang, WANG Chaoli, ZHANG Chaofeng

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: The withstand voltage of a single IGBT can not keep up with the needs of practical application, the IGBT series connect is a simple and effective method to solve the problem, however, the gate drives can not ensure the balanced dynamic voltage sharing between switching devices. According to the characteristic that the IGBT gate drive resistance can change the switching speed, a kind of scheme to improve the IGBT series voltage balance by changing the gate drive resistance was designed. This scheme makes use of transistors, resistors and stabilivolt to form a circuit topology. When the IGBT is over or close to the overvoltage, the collector-emitter voltage is fed back to the gate drive resistance selection circuit through the detection circuit, and the drive resistance selection circuit increases the gate drive resistance to change the collector-emitter voltage, which makes the IGBT voltage equalized.

Keywords: resistor; gate driver; voltage sharing

绝缘栅双极型晶体管(IGBT)结合了电力场效应管和双极性晶体管开通关断机制的优点, 被广

泛应用于可再生能源并网发电、高压直流输电、轨道交通等各个行业. IGBT 器件的耐压能力是阻碍

收稿日期: 2017-05-26

第一作者: 梁 康(1991-), 男, 硕士研究生. 研究方向: 变流器控制. E-mail: jiajin0120@126.com

通信作者: 王朝立(1965-), 男, 教授. 研究方向: 非线性控制. E-mail: clclwang@126.com

电力电子装置应用的瓶颈. 将 IGBT 串联构成组件是解决电力电子装置耐压最直接有效的方法, 确保 IGBT 在串联组件中电压的均衡是 IGBT 串联应用的关键.

在 IGBT 串联运行时, 由于驱动信号延时、自身特性的差异、杂散电磁干扰等, 会造成串联器件之间电压分配不均衡的现象^[1], 严重时会导致 IGBT 器件因过压而损坏. 关于 IGBT 串联均压的技术, 国内外研究已取得了一定的成果. 其主要方法有无源缓冲控制^[2-4]、门极电压控制^[5-6]、门极嵌位控制^[7-9]、驱动信号延迟控制等. 上述方法除了驱动信号延迟控制法以外, 均以损失 IGBT 开关速度为代价. 其中, 有些控制方法复杂、成本高、不易于实现, 有些不适用于电压等级较高的场合.

本文在尽量不损耗 IGBT 开关速度的前提下, 在 IGBT 关断过程中电压升高到一定程度、集电极电流降低到很小时对 IGBT 进行均压控制. 此方法是在对 IGBT 开关特性进行分析的基础上, 利用三极管、电阻等对门极驱动电阻进行选择控制. 此方法可以很大程度地降低 IGBT 开关过程的损耗, 结构简单, 易于工程应用, 可以应用于电压等级较高的场合. 通过实验证明该方法可以有效控制 IGBT 串联不均压问题, 并且和理论证明值很接近.

1 IGBT 动态过程分析

IGBT 开关过程受到很多因素的影响, 例如: 门极驱动参数(电压, 电阻)、内部结构、输出特性等. 图 1 是 IGBT 物理模型, 根据模型分别分析 IGBT 开通和关断过程中的电流变化 dI/dt , 电压变化 dV/dt . L_2 为负载电感, 其值为 L_s ; I_L 为负载电流; I_C 为 IGBT 集电极电流; DC 为直流侧电压; R_G 为门极驱动电阻; C_{CE} 为集电极与发射极间等效电容; C_{CG} 为集电极与栅极间等效电容; C_{GE} 为栅极与发射极间等效电容.

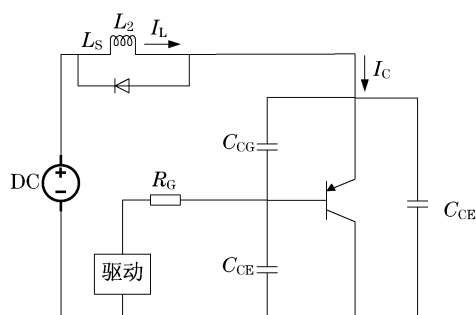


图 1 IGBT 开关动态过程分析模型

Fig.1 Dynamic analysis model of the IGBT switch

1.1 开通过程分析

动态特性分析主要描述了 IGBT 在开通和关断过程中的集射极电压 V_{CE} , 栅极驱动电压 V_{GE} , 集电极电流 I_C 的变化. IGBT 开通过程由 IGBT 的 MOSFET 部分决定^[10]. 图 2 给出了 IGBT 开通过程动态特性波形图. 开通过程可以分为 3 个阶段.

a. 开通延时时间 t_{don} . 当门极电压从 V_{g-} 切换到 V_{g+} , 门极电路开始对 IGBT 输入电容 C_{IES} ($C_{IES} = C_{CG} + C_{GE}$) 进行充电, 从门极电压上升到其幅值的 10% ($10\% V_{GEM}$) 开始到集电极电流上升到其最大值的 10% ($10\% I_{CM}$) 的这段时间为开通延时时间, 如图 2 的 t_0-t_1 时间段.

b. 电流上升时间 t_r . 随着阶段 a 门极驱动对 IGBT 输入电容的充电, 门极电压 V_{GE} 到达 IGBT 的门槛电压 V_{th} , 集电极电流同时开始快速上升, 如图 2 的 t_1-t_2 时间段. 在这一阶段 MOSFET 沟道电荷 (C_{GE} 储存的电荷) 不断增加, 沟道的导纳特性不断变大, 同时由于集电极电流的增加, 使得集射极电压 V_{CE} 大小几乎没有变化.

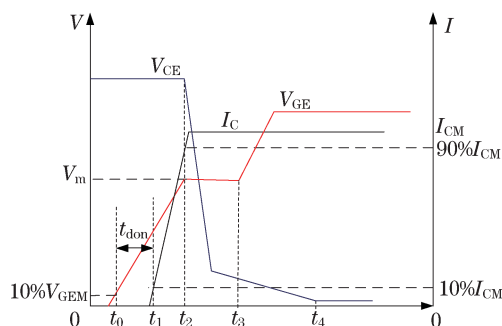


图 2 IGBT 开通过程动态特性

Fig.2 Dynamic characteristics of the IGBT turn on process

电流的上升速率表达式为^[11]

$$\frac{dI_C}{dt} = \frac{V_{g+} - \left(V_{th} - \frac{I_P}{g_m} \right)}{\frac{R_G C_{IES}}{g_m} + L_s} \quad (1)$$

式中: I_P 为漏电流; g_m 为器件跨导; V_{th} 为 IGBT 门槛电压; L_s 为负载电感电流.

c. 集射极电压 V_{CE} 下降时间 t_{fv} . V_{CE} 的下降过程有 2 个时间段, 时间段 1 如图 2 所示, 为 t_2-t_3 时间段, 在此阶段, V_{GE} 电压保持不变, 即处于一个米勒平台期, 此时电压值为米勒平台电压 V_m . V_{GE} 在米勒平台持续的时间即为 C_{CG} 放电的时间 (相当于 MOSFET 单独工作使得 V_{CE} 下降), C_{CG} 在集射极

电压 V_{CE} 下降过程中拖拽门极电流,使得 V_{GE} 保持在一个恒值上,这也是米勒平台出现的原因^[12].

集射极电压 V_{CE} 变化趋势为^[11]

$$\frac{dV_{CE}}{dt} = \frac{V_{th} - V_{g^+} + \frac{I_P}{g_m}}{C_{cg} R_G} \quad (2)$$

在米勒平台后期,此阶段是在 MOSFET 和 PNP 晶体管共同作用下完成的,由于 PNP 晶体管由放大状态转入饱和状态需要一定的时间,而且 MOSFET 的栅漏极电容也随着 V_{CE} 的下降而增大,所以,此时间段 V_{CE} 下降缓慢.长时间的米勒平台期会延长电压 V_{CE} 的拖尾,增加开通损耗.平台期后, V_{GE} 开始上升,在 MOSFET 与 NPN 晶体管的共同作用下, V_{CE} 下降缓慢(即电压拖尾).在 t_4 时刻, V_{CE} 下降至通态饱和压降,详细分析 t_3-t_4 阶段 IGBT 电压拖尾现象需要借助于基于半导体物理建立的复杂理论模型.

1.2 关断过程分析

IGBT 关断过程与开通过程类似,也可以分为 3 个阶段进行分析,如图 3 所示.

a. 关断延时时间 t_{doff} .当门极电压从 V_{g^+} 变换到 V_{g^-} 时,门极电压 V_{GE} 开始下降,从其值的 90% 下降到 10% 的这段时间段 (t_0-t_1) 为关断延时时间.此过程电容 C_{CG} 的值随着集电极电压变化而变化, C_{CG} 与栅极输入电压和栅极输入电阻共同组成 RC 放电电路, C_{CG} 储存的电荷不断减少.此阶段 V_{CE} 很小, C_{CG} 很大,集射极电压 V_{CE} 上升缓慢.

b. 集射极电压 V_{CE} 上升时间 t_{rv} .随着阶段 a 中 C_{CG} 的放电, V_{GE} 电压开始保持不变(如图 3 的 t_1-t_2 时间段),即处于米勒平台,此时的电压值为米勒平台电压 V_m .在这个平台期,一方面由于栅极驱动电压 V_{GE} 很小,使得 C_{CG} 对栅极驱动进行放电;另一方面,由于阶段 a 中 C_{CG} 的不断放电, IGBT 开始快速关断,集射极电压 V_{CE} 开始迅速上升,升高的 V_{CE} 会对 C_{CG} 进行充电,两者相互作用,使得 V_{GE} 电压处在一个短暂的平台,即米勒平台^[13].同理,和 IGBT 开通过程分析类似,此阶段集电极电流 I_C 也没有下降.

t_1-t_i 时间段中电压变化率表达式为^[11]

$$\frac{dV_{CE}}{dt} = \frac{V_{th} - V_{g^-} + \frac{I_L}{g_m}}{C_{CG} R_G} \quad (3)$$

式中, I_L 为负载电流.

c. 集电极电流下降时间 t_{fi} .当 IGBT 集射极电压上升到直流侧电压时,集电极电流开始迅速下降,其中, t_2-t_3 时间段为 MOSFET 单独工作过程, t_3-t_4 时间段为 PNP 晶体管关断过程.从图 3 可以

看出,类似于 IGBT 开通过程分析,集电极电流也有拖尾部分,拖尾电流也可能使得串联 IGBT 电压不均衡,此拖尾电流理论分析比较困难.

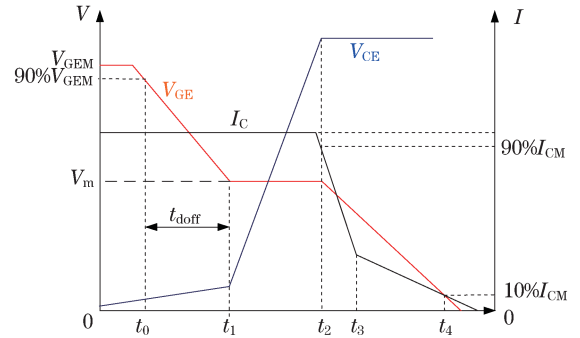


图 3 IGBT 关断过程动态特性

Fig.3 Dynamic characteristics of the IGBT turn off process

电流下降的速率为^[11]

$$\frac{dI_C}{dt} = \frac{V_{th} - V_{g^-} + \frac{I_L}{2g_m}}{\frac{R_G C_{ies}}{g_m} + L_S} \quad (4)$$

由式(2)和式(3)可以看出,通过控制门极驱动电压或电阻 R_G 可以控制 IGBT 电压的变化率.在式(1)和式(4)中, L_S 通常很小, g_m 相对较大.通过控制驱动电阻可以改变 I_C 的变化率.

从式(2)和式(3)可以看出 IGBT 关断过程中门极驱动电阻与 V_{CE} 之间的关系.通过控制门极驱动电阻可以有效控制 IGBT 电压变化速率即 IGBT 开关速度,电阻越大, IGBT 关断过程中 $\frac{dV_{ce}}{dt}$, $\frac{dI_C}{dt}$ 越小.基于 IGBT 门极驱动电阻与其开关速度之间的关系,现提出一种门极变阻式 IGBT 串联均压电路.通过控制门极驱动电阻的方法减小 IGBT 串联不均压的现象,使得 IGBT 开关过程中电压得到均衡.

2 IGBT 串联拓扑

图 4 (见下页)为门极变电阻式 IGBT 串联均压原理示意图,它由电阻 R 、二极管 D 、三极管 P 、稳压管 D_Z 组成.其中, Q 为 IGBT, R_1, R_2 为静态均压部分,同时, R_2 两端分压也是动态均压的参考电压. $D_1, D_2, R_5, R_9, R_{10}, P_3$ 组成门极驱动电阻选择电路,它与 $D_Z, P_1, P_2, R_4, R_6, R_7, R_8$ 组成的反馈电路一起组成动态均压电路.当 D_Z 不被击穿时, P_1, P_2 截止, B 点电位低于 A 点电位, P_3 处于导通状态.驱动电路驱动 IGBT 开通时驱动电流经 D_2 —

R_5 与 R_9 并联流动,关断时驱动电流经 $R_{10}-P_3-D_1$ 与 R_9 并联流动.当 D_z 被击穿时, P_1, P_2 导通, B 点电位高于 A 点电位, P_1 截止,此种状态下 IGBT 开通时电流流向与 D_z 不被击穿时相同,而关断时电流只经过 R_9 流动.即在关断过程中当先关断或者电压先升高的 IGBT 电压达到给定的电压时, D_z 会被击穿,此时电压较高的 IGBT 门极驱动电阻将由 $R_9//R_{10}$ 增加至 R_9 . 由于 R_9 较大, IGBT 米勒电容在关断过程中放电速度迅速下降,从而使 IGBT 电压上升速度也会迅速下降,等待其他与之串联的 IGBT 电压上升,达到电压平衡的效果^[14-15].

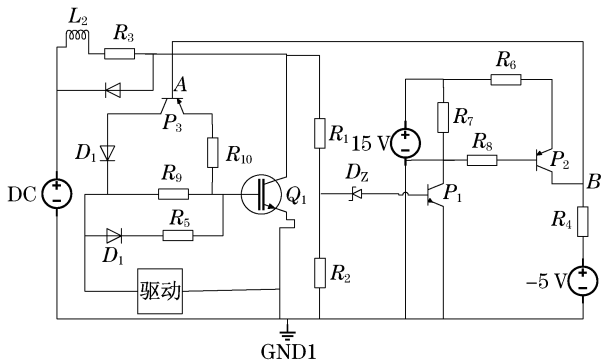


图4 IGBT 均压电路单元拓扑

Fig.4 IGBT voltage equalizing circuit unit

为了使 IGBT 在关断过程中能有效均压, R_9 的选择至关重要.图 5 为 2 个串联 IGBT 关断过程中集射极电压波形.图 5 中 2 个 IGBT 关断过程可以分为几个时间段进行分析^[16].

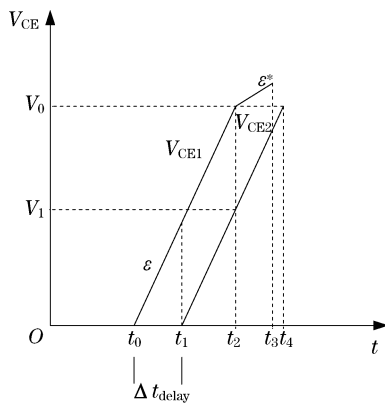


图5 IGBT 关断过程中均压计算模型

Fig.5 Calculation model for V_{CE} in the turn off process

t_0 时刻 IGBT₁ 开始关断, t_2 时刻 IGBT₁ 集射极电压 V_{CE} 到达直流侧电压的一半 V_0 , t_3 时刻 $V_{CE1} + V_{CE2} = V_{DC} = 2V_0$, $t_1 - t_0$ 为 IGBT₂ 延时的时间 Δt_{delay} . ϵ 是 IGBT 关断过程中驱动电阻为

$R_{10}-P_3-D_1$ 与 R_9 并联时电压 V_{CE} 上升的速率, ϵ^* 为驱动电阻为 R_9 时 V_{CE} 上升的速率. V_{DC} 为直流侧电压; V_{CE1} 为 Q_1 两端电压; V_{CE2} 为 Q_2 两端电压. 设 IGBT₁ 电压超量在 ηV_0 内, η 为大于 1 的常数.

$$\Delta V = V_0 - V_1 = \epsilon \Delta t_{delay} \quad (5)$$

$$\Delta t = t_3 - t_2 \quad (6)$$

$$\Delta t \epsilon^* + \Delta t \epsilon = \epsilon \Delta t_{delay} \quad (7)$$

$$\Delta t \epsilon^* \leq \eta V_0 \quad (8)$$

由式(5)~(8)可得

$$\epsilon^* \leq \frac{\epsilon \eta V_0}{\epsilon \Delta t_{delay} - \eta V_0} \quad (9)$$

3 仿 真

以 2 个 IGBT 串联均压为例进行仿真分析, 电路结构如图 6 所示. 直流侧电压为 800 V, IGBT 驱动采用光耦隔离驱动. 若保证电压偏差 η 在 5% 以内, 则根据式(3)和式(9)可以计算出各个电阻参数. 表 1 为仿真分析中的系统参数.

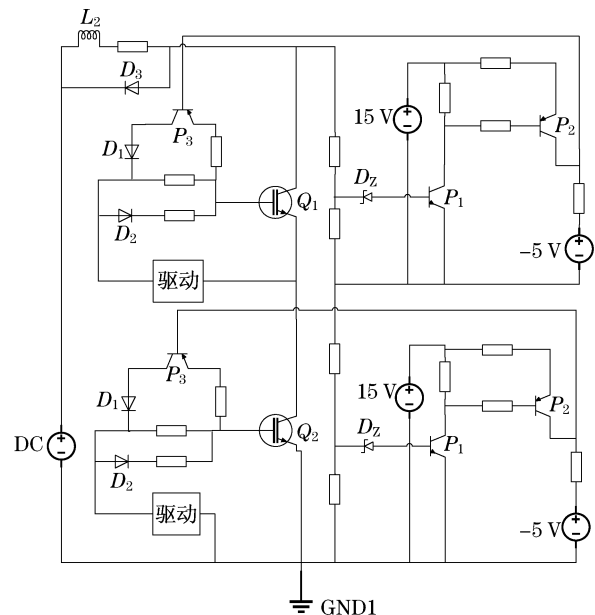


图6 2个 IGBT 串联等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of two IGBTs

表1 实验系统参数

Tab.1 Parameters of the series connected with two IGBTs

参 数	数 值
IGBT 型号	Hgtg18n120bn
直流侧电压	800 V
阻感负载	2 μ H, 40 Ω
开关频率	10 kHz

仿真实验中 2 个串联 IGBT 驱动信号延时时间为 500 ns. 其中, R_9 为 1 500 Ω , R_{10} 和 R_5 均为 100 Ω . 稳压管型号为 1n4764a. 其他参数具体为 $R_1 = 65$ k Ω , $R_2 = 15$ k Ω , $R_4 = 2$ k Ω , $R_5 = 100$ Ω , $R_6 = 500$ Ω , $R_7 = 10$ k Ω , $R_8 = 10$ k Ω .

图 7 是在未使用均压电路前的串联 IGBT 电压波形. 图 8 是采用门极变电阻式均压电路后的串联 IGBT 电压波形, 从波形可以看出, 此均压方案有效地平衡了串联 IGBT 电压.

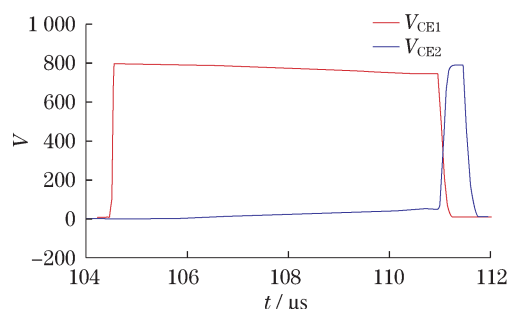


图 7 采用均压电路前 IGBT 开通关断波形

Fig.7 Waveforms of the V_{CE} of two IGBTs before using the balance circuit

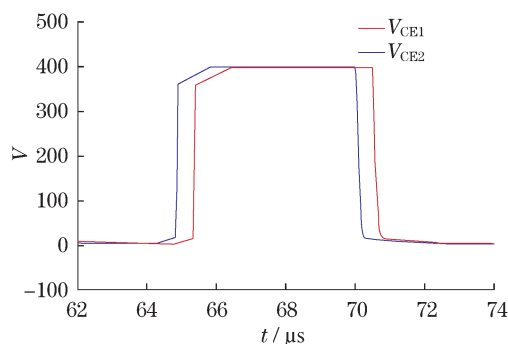


图 8 采用均压电路后 IGBT 开通关断波形

Fig.8 Waveforms of the V_{CE} of two IGBTs with the balance circuit

4 结 论

为了解决 IGBT 串联不均压问题, 本文对 IGBT 开关过程进行分析, 提出了一种通过改变门极驱动电阻对 IGBT 串联均压的方法, 描述了其工作原理并进行了仿真验证. 实验结果表明, 提出的控制方法可以有效地平衡串联 IGBT 的关断电压峰值, 提高了 IGBT 串联系统的可靠性. 本文涉及的 IGBT 串联均压电路具有电路简单、可靠性高等特点, 该方案易于工程实现, 为 IGBT 串联均压提供思路, 可以推

广到电压等级更高、IGBT 串联级数更多的场合, 具有很高的实用价值.

另外, IGBT 开通关断过程十分复杂, 本文对 IGBT 开通关断过程分析也不是十分严谨, 分析过程只针对本文方法的应用, 希望在以后的工作中加以改进.

参考文献:

- [1] 庞辉, 温家良, 贺之渊, 等. 大功率 IGBT 串联电压不平衡机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 1-8.
- [2] 宁大龙, 同向前, 李侠, 等. IGBT 串联器件门极 RCD 有源均压电路[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 192-198.
- [3] 金其龙, 孙鹤鸿, 严萍, 等. IGBT 串联技术动态均压电路的研究[J]. 高电压技术, 2009, 35(1): 176-180.
- [4] LIM T C, WILLIAMS B W, FINNEY S J, et al. Series-connected IGBTs using active voltage control technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 4083-4103.
- [5] LIM T C, WILLIAMS B W, FINNEY S J. Active snubber energy recovery circuit for series-connected IGBTs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(7): 1879-1889.
- [6] LETOR R. Static and dynamic behavior of paralleled IGBTs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(2): 395-402.
- [7] ZHANG F, YANG X, REN Y, et al. A hybrid active gate drive for switching loss reduction and voltage balancing of series-connected IGBTs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7469-7481.
- [8] ZHANG F, YANG X, REN Y, et al. Active gate charge control strategy for series-connected IGBTs [C] // Proceedings of the 31st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA: IEEE, 2016: 2071-2075.
- [9] 孟进, 马伟明, 张磊, 等. 基于 IGBT 开关暂态过程建模的功率变流器电磁干扰频谱估计[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 16-20.
- [10] PALMER P R, GITHIARI A N. The series connection of IGBTs with active voltage sharing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(4): 637-644.

(下转第 64 页)

perception and behavior change in relationship to hot weather and air pollution [J]. Environmental Research, 2008, 107(3): 401 - 411.

- [10] NOONAN D S. Smoggy with a chance of altruism: using air quality forecasts to drive behavioral change [R]. Washington DC; American Enterprise Institute, 2011.
- [11] TRIBBY C P, MILLER H J, SONG Y, et al. Do air

quality alerts reduce traffic an analysis of traffic data from the Salt Lake City metropolitan area, Utah, USA [J]. Transport Policy, 2013, 30(3): 173 - 185.

- [12] 李聪颖, 黄一哲, 李敢, 等. 雾霾天气对出行行为的影响机理研究[J]. 西安建筑科技大学学报(自然科学版), 2015, 47(5): 728 - 733.

(编辑: 石 瑛)

(上接第 55 页)

- [11] CHEN L H, PENG F Z. Closed-loop gate drive for high power IGBTs[C] // Proceedings of the 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Washington, DC, USA: IEEE, 2009: 1331 - 1337.
- [12] JI S Q, LU T, ZHAO Z M, et al. Series-connected HV-IGBTs using active voltage balancing control with status feedback circuit [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4165 - 4174.
- [13] KIM B, JU H J, KO K C, et al. Active clamping circuit to suppress switching stress on a MOS-Gate-Structure-Based power semiconductor for pulsed-power applications [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(8): 1736 - 1742.
- [14] FINK K, BERNET S. Advanced gate drive unit with

closed-loop di_c/dt control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2587 - 2595.

- [15] BARAIA I, BARRENA J A, ABAD G, et al. An experimentally verified active gate control method for the series-connection of IGBT/Diodes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 1025 - 1038.
- [16] WANG Z Q, SHI X J, TOLBERT L M, et al. A di/dt feedback-based active gate driver for smart switching and fast overcurrent protection of IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3720 - 3732.

(编辑: 石 瑛)