DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.338 **中图分类号**：TM23 **文献标志码**：A

一种基于谐振驱动的有源驱动技术

陈益华[1]，彭 晗[1,2](中国电源学会会员)，辛 晴[1,2]
(1.华中科技大学电气与电子工程学院，武汉 430074；2.强电磁技术全国重点实验室，武汉 430074)

摘要：对于SiC器件驱动技术的研究一直是国内外学者关注的热点问题。现有有源驱动技术通过改变驱动电阻、驱动电压或电流实现开关暂态的调控，所需元器件多，驱动板体积大、成本高。为此，提出了1种基于谐振驱动的全桥有源驱动技术，仅通过驱动开关管的开通关断来切换构建不同驱动回路，形成不同驱动电流，即可实现开关暂态的调节。首先以1/4周期全桥谐振驱动为功率管的基准驱动模式，接着通过对功率管开通过程中各个阶段的分析给出了有源驱动开关管时序的具体设计方法，最后通过仿真和实验验证发现所提驱动方式能够减小开通过程87.0%的电流过冲和关断过程4.20%的电压过冲，并能实现特定阶段宽范围地灵活调速。

关键词：碳化硅金属氧化物半导体场效应管；有源驱动；暂态调节；电流过冲；电压过冲

Active Drive Technology Based on Resonant Drive

CHEN Yihua[1], PENG Han[1,2], *Member*, *CPSS*, XIN Qing[1,2]
(1.School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: The research on the driving technology for SiC devices has always been a hot issue for scholars both at home and abroad. The existing active drive technology realizes the regulation of switching transient by changing the drive resistance, drive voltage or current. It requires many components, and the drive board is bulky and costly. Therefore, a full-bridge active drive technology based on resonant drive is proposed. By switching on and off the drive switch tube only, different drive circuits are constructed to form different drive currents, thus realizing the switch transient adjustment. First, the 1/4-period full-bridge resonant drive is taken as a reference drive mode for the power tube. Then, a specific design method for active drive switch timing is given by analyzing various stages during the switching on process of the power tube. Finally, through simulations and experimental verification, it is found that the drive mode can reduce 87.0% of current overshoot during the switching on process and 4.2% of voltage overshoot during the switching off process, and it can also achieve flexible speed regulation in a wide range of specific stages.

Keywords: SiC metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET); active drive; transient speed adjustment; current overshoot; voltage overshoot

SiC材料半导体器件凭借其导通电阻低、开关频率高、耐高温、耐高压等优势[1-3]被广泛应用在直流输电技术、柔性交流输电系统及电力电子变换器等领域[4-8]。在SiC半导体器件的应用中，SiC金属氧化物半导体场效应管MOSFET(metal oxide semicon-ductor field effect transistor)在高频开关时会产生过高的dv/dt、di/dt，不仅会因寄生参数产生漏极电压电流尖峰和振荡增加开通损耗[9]，而且会加剧栅极串扰现象，造成器件失效，加剧电磁干扰EMI(electromagnetic interference)[10]。其中，抑制电压过冲、电流过冲是降低高频EMI、提升SiC功率器件可靠性的重要手段[11-12]。

针对上述问题，国内外学者提出了有源驱动技

收稿日期：2023-01-17；**修回日期**：2023-06-08；**录用日期**：2023-06-29；**网络首发日期**：2023-10-25
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52007077，52277178)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 52007077 and 52277178

术来进行抑制[13-22]。有源驱动电路是在常规驱动电路基础上增加有源器件构成的电路，在 SiC MOSFET 开关过程的特定阶段改变驱动电路的结构从而对开关性能进行优化[15]。文献[16-17]采用变栅极电阻的驱动方式，能够有效降低过电压与反向恢复电流，但是容易受到干扰导致错误的开关动作；文献[18]采用谐振驱动技术对驱动时间进行调节，从而抑制电压电流过冲，但是缺少对 SiC 器件开通过程的分析，没有给出辅助开关管时序的设计方法；文献[19-20]通过检测关断过程中 dv/dt 的突变，设计电路的固有延时时间和电路参数，实现对关断电压尖峰的抑制，但是检测电路延时较长，难以实现快速反馈，且驱动电路较为复杂；文献[21-22]采用变栅极电流的驱动方式，通过对电压电流变化率的直接检测进行主动调节，但是需要额外的检测电路，且会受到检测电路自身延迟的限制。综上所述，现有有源驱动方案所需元器件多，驱动电路复杂，体积大，成本高，且检测电路的带宽限制和自身延迟时间极大地阻碍了驱动性能的提升。

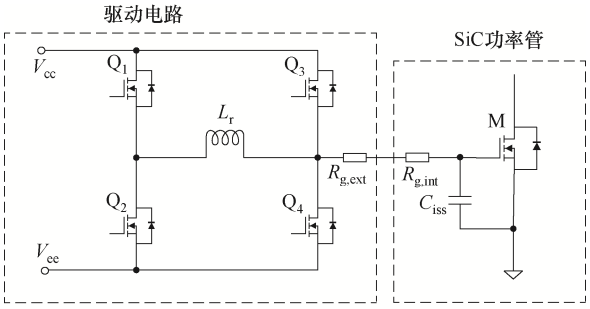
本文提出了 1 种基于谐振驱动的有源驱动技术，无需额外配备可调节的驱动电压源或电流源，只需针对 SiC 器件开通关断过程的特定阶段进行时序调节，既可以实现开关过程中某一个阶段驱动时间的宽范围单独调控，从而缓解电流过冲与电压过冲问题，又可以实现对于电压和电流切换的不同阶段的灵活组合调控，降低功率管的开通损耗。其中，通过延长第二阶段的时间减小 dv_{gs}/dt，从而缓解电流过冲与电压过冲，但驱动时间的延长会导致开通损耗的增加，通过缩短后续阶段的驱动时间可以缓解开通损耗增加的问题。最后，通过仿真和实验验证该驱动技术的可行性。

1　谐振驱动的基准模式

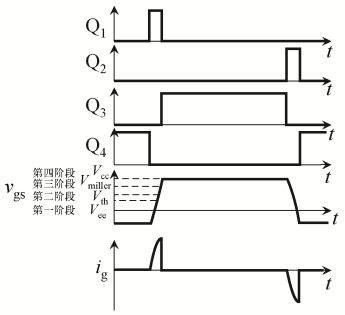
本文以 1/4 周期模式全桥驱动[23]SiC 功率管的开通过程为例，该模式谐振电感中的初始电流为 0，由电源 V_{cc} 提供能量，在驱动结束后电感中储存的多余能量通过开关管 Q_2、Q_3 的寄生二极管回馈给电源。以驱动电阻为 0 时的理想情况下各个阶段的驱动时间为基准驱动时间，并以开通阶段的持续时间 T_{ref} 作为参考，以证明本文所提策略的有效性。电路拓扑如图 1(a)所示，驱动门极电压、门极电流波形如图 1(b)所示，其中，Q_1~Q_4 为辅助开关管；V_{cc} 和 V_{ee} 分别为正、负驱动电压；L_r 为谐振电感；$R_{g,ext}$ 为外驱动电阻；$R_{g,int}$ 为功率管门板寄生电阻；C_{iss} 为门极输入电容；V_{miller} 为米勒电压；V_{th} 为功率管导通的阈值电压。在基准模式下，门极电流 i_g 与门极电压 v_{gs} 分别为

$$\begin{cases} i_g(t)=\dfrac{V_{cc}-V_{ee}}{Z_0}\sin\omega_0 t \\ v_{gs}(t)=V_{cc}-(V_{cc}-V_{ee})\cos\omega_0 t \end{cases} \tag{1}$$

式中：$\omega_0=1/\sqrt{L_rC_{iss}}$；$Z_0=\sqrt{L_r/C_{iss}}$。开通阶段的持续时间为 $T_{ref}=\pi/2\omega_0$。



(a) 全桥驱动拓扑



(b) 开关管时序与门极电压、电流波形

图 1　1/4 谐振基准模式电路拓扑与波形

Fig. 1 Circuit topology and waveforms in 1/4-period resonance reference mode

在开通过程中，门极电压会经历 4 个阶段。

第一阶段为 v_{gs} 由 V_{ee} 升高到阈值电压 V_{th}，此时功率管未导通。

第二阶段为 v_{gs} 由 V_{th} 升高到米勒电压 V_{miller}，

此时功率管开始导通，漏极电流 I_{d} 开始增大。在该阶段有

$$\frac{\mathrm{d}I_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t}=g_{\mathrm{m}}\frac{\mathrm{d}v_{\mathrm{gs}}}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

式中，g_{m} 为 MOS 管的低频跨导。由此可见，漏极电流的上升斜率正比于门极电压的上升斜率，因此可以通过延长第二阶段的驱动时间来降低门极电压的上升速度，从而缓解电流过冲。第二阶段开始与结束的标志分别是漏极电流开始上升与漏源极电压开始明显下降。在基准驱动模式下，第二阶段的持续时间为

$$\Delta t_{2,\mathrm{ref}}=\frac{1}{\omega_0}\left(\arccos\frac{V_{\mathrm{cc}}-V_{\mathrm{miller}}}{V_{\mathrm{cc}}-V_{\mathrm{ee}}}-\arccos\frac{V_{\mathrm{cc}}-V_{\mathrm{th}}}{V_{\mathrm{cc}}-V_{\mathrm{ee}}}\right) \tag{3}$$

第三阶段为米勒平台阶段，漏源极电压 V_{ds} 开始下降，门极电压可认为保持在 V_{miller}。同时，门极驱动电流 I_{g} 与 V_{ds} 间的关系[24-25]为

$$I_{\mathrm{g}}=-\frac{\partial Q_{\mathrm{gd}}}{\partial t}\cong -C_{\mathrm{gd}(V_{\mathrm{ds}})}\frac{\mathrm{d}V_{\mathrm{ds}}}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

式中，Q_{gd} 为门极与漏极之间的电荷；$C_{\mathrm{gd}(V_{\mathrm{ds}})}$ 为 V_{ds} 电压下的门极与漏极之间的等效电容；V_{ds} 为漏源极电压。

此时漏极电流 I_{d} 近似不变，漏源极电压 V_{ds} 从直流母线电压降为 0，产生大量能量损耗，是开通损耗中的一部分[24]。因此，可以通过增大门极电流缩短 V_{ds} 下降的时间，从而减小该阶段的开通损耗。在基准驱动模式下，第三阶段的初始电流为

$$I_{\mathrm{g}}(t_{3,\mathrm{on}})=\frac{\sqrt{(V_{\mathrm{cc}}-V_{\mathrm{ee}})^2-(V_{\mathrm{cc}}-V_{\mathrm{miller}})^2}}{Z_0} \tag{5}$$

第四阶段为 v_{gs} 由米勒电压 V_{miller} 升高到 V_{cc}，功率管完全导通，开通过程结束。

功率管的关断过程与开通阶段相反。在米勒平台阶段，V_{ds} 从 0 升高到母线电压，需要通过减小门极电流来延长 V_{ds} 上升的时间，从而抑制电压过冲，在门极电压由 V_{miller} 下降到 V_{th} 阶段，I_{d} 在该阶段减小为 0，而因为 V_{ds} 已升高到母线电压，所以会产生能量损耗，这些损耗是功率管关断损耗的一部分，因此需要缩短第二阶段的驱动时间以减小关断损耗。

2 不同驱动阶段下的速率调控方法

由第 1 节分析可知，为了缓解谐振驱动的电流过冲、电压过冲问题，同时减小功率管的开通损耗与关断损耗，需要实现对驱动过程中不同特定阶段的灵活调速，具体表现为：在开通阶段，延长第二阶段的持续时间并缩短第三阶段的持续时间，即减小第二阶段的门极平均电流，增大第三阶段的门极平均电流；在关断阶段，缩短第二阶段的持续时间，延长第三阶段的驱动时间。然而，由于时序控制和谐振驱动中门极电流无法瞬间突变的限制，仅依靠二阶的谐振驱动方式无法实现。为此，本文提出了 1 种二阶电路与一阶电路组合驱动的驱动方式。以开通过程为例，组合驱动的具体表现为：通过二阶谐振驱动开通过程的第一、二、四阶段，开关切换形成不同的二阶谐振通路，第一阶段的驱动回路为 V_{ee}—Q_2 寄生二极管—L_{r}—R_{g}—C_{iss}，第二、四阶段的驱动回路为 V_{cc}—Q_1—L_{r}—R_{g}—C_{iss}；构建基于电源的一阶驱动回路直接驱动开通过程的第三阶段，驱动回路为 V_{cc}—Q_3—R_{g}—C_{iss}。在驱动回路及驱动参数确定的情况下，当某一阶段的初始电流确定时，该阶段的驱动时间便可唯一确定。因此，可根据对某一阶段驱动速率的要求设计出该阶段初始时刻的电流，从而实现调速。

2.1 实现方法

对于二阶谐振驱动，有 2 条谐振通路，如图 2(a)所示。其中，谐振通路 1 由电源 V_{cc} 和电感 L_{r} 驱动功率管，该谐振通路的特点是随着时间增加，电感电流逐渐增大，门极电压上升速度越来越快；谐振通路 2 由电感 L_{r} 中的初始电流对功率管进行驱动，其特点是随着时间增加，电感电流越来越小，门极电压上升速度越来越慢。若初始电流过小、驱动时间过长，则门极电压会下降。对于一阶传统驱动，其驱动通路如图 2(a)的电源通路所示，由电源 V_{cc} 直接对功率管进行驱动。

当第一、二、四阶段采用二阶谐振驱动，第三阶段采用一阶驱动时，4 个开关管的时序及门极电压、电流的波形如图 2(b)所示。

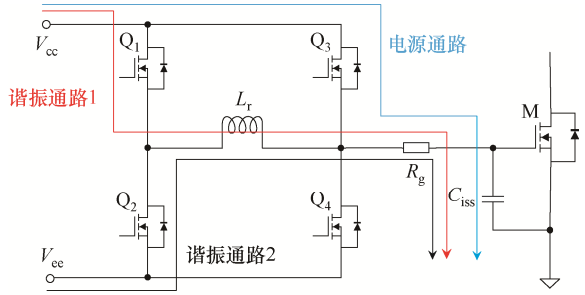
下面以功率管开通阶段的时序设计方法为例进行分析。

预充电阶段：对电感进行预充电，门极电压钳制在 V_{ee}，同时电流达到第一阶段的初始电流要求。从 0 时刻开始，预充电阶段的结束时刻为

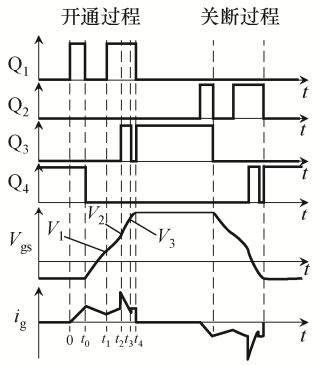
$$t_0 = \frac{L_r I_0}{V_{cc} - V_{ee}} \tag{6}$$

式中，I_0 为初始电流。

本阶段中开关管 Q_1、Q_4 导通，持续时间为 t_0。



(a) 3条驱动通路



(b) 开关管时序与门极电压、电流波形

图 2　不同驱动通路与驱动波形

Fig. 2 Different drive paths and drive waveforms

第一阶段：门极电压 v_{gs} 在时刻 t_1 由 V_{ee} 升至 V_1，终止电流 I_1 满足第二阶段初始电流的要求。在该阶段，由谐振通路 2 使 L_r 与 C_{iss} 谐振。在该谐振通路下，电路中的门极电流 i_g 与门极电压 v_{gs} 的关系为

$$\begin{cases} i_g(t) = \dfrac{\omega_0}{\omega} I_0 \mathrm{e}^{-\alpha(t-t_0)} \cos[\omega(t-t_0)+\beta] \\ v_{gs}(t) = V_{ee} + \dfrac{I_0}{\omega C_{iss}} \mathrm{e}^{-\alpha(t-t_0)} \sin[\omega(t-t_0)] \end{cases} \tag{7}$$

式中：$\alpha = R_g / 2L_r$；$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$；$\beta$=arccos($\omega/\omega_0$)。该阶段结束时，驱动电流达到 I_1，门极电压为 V_1，则初始电流 I_0 为

$$I_0 = \frac{\omega}{\omega_0} I_1 \mathrm{e}^{\alpha(t_1-t_0)} \frac{1}{\cos[\omega(t_1-t_0)+\beta]} \tag{8}$$

该阶段的持续时间 Δt_1 为

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega} \arctan\left[\frac{\omega}{\omega_0} \frac{V_1 - V_{ee}}{I_1 Z_0 + (V_1 - V_{ee}) R_g / (2Z_0)} \right] \tag{9}$$

本阶段所有开关管断开，结束时刻为 t_1=Δt_1+t_0。

第二阶段：门极电压在预先设定的时间 Δt_2 内由 V_1 升至 V_2，结束时刻为 t_2。在该阶段，谐振通路 1 使 L_r 与 C_{iss} 谐振。在该谐振通路下，电路中的门极电流 i_g 与门极电压 v_{gs} 为

$$\begin{cases} i_g(t) = \dfrac{\omega_0}{\omega} I_1 \mathrm{e}^{-\alpha(t-t_1)} \cos[\omega(t-t_1)+\beta] + \\ \qquad \dfrac{V_{cc} - V_1}{\omega L_r} \mathrm{e}^{-\alpha(t-t_1)} \sin(\omega t) \\ v_{gs}(t) = V_{cc} + \dfrac{I_1}{\omega C_{iss}} \mathrm{e}^{-\alpha(t-t_1)} \sin[\omega(t-t_1)] - \\ \qquad \dfrac{\omega_0}{\omega} (V_{cc} - V_1) \mathrm{e}^{-\alpha(t-t_1)} \cos[\omega(t-t_1)-\beta] \end{cases} \tag{10}$$

该阶段结束时刻通路中电流达到 I_2，门极电压为 V_2。那么第二阶段初始电流 I_1、终止电流 I_2 分别为

$$\begin{cases} I_1 = \dfrac{V_{cc} - V_1}{Z_0} \dfrac{\cos(\omega\Delta t_2 - \beta)}{\sin(\omega\Delta t_2)} + \dfrac{V_2 - V_{cc}}{\sin(\omega\Delta t_2)} \omega C_{iss} \mathrm{e}^{\alpha\Delta t_2} \\ I_2 = \dfrac{V_{cc} - V_1}{\omega L_r} \mathrm{e}^{-\alpha\Delta t_2} \sin(\omega\Delta t_2) + \\ \qquad \dfrac{\omega_0}{\omega} I_1 \mathrm{e}^{-\alpha\Delta t_2} \cos(\omega\Delta t_2 + \beta) \end{cases} \tag{11}$$

本阶段中 Q_1 导通，其他开关管断开，结束时刻为 t_2=Δt_2+t_1。

由于电流连续造成各个阶段之间相互关联，当满足第二阶段驱动时间的要求时，其他阶段驱动时间的调节将会受到限制。比如，与基准驱动时间相比，当第二阶段的驱动时间延长时，电路中的平均电流必然会更小，如果仍采用二阶的谐振驱动，第三阶段的驱动时间必然也会延长，对于第三阶段 I_g

的调节将会受限，这将增大功率管的开通损耗。为了使第三阶段门极驱动电流的调节不受第二阶段的影响，本文提出采用 RC 一阶电路的第三阶段驱动方式。

第三阶段：门极电压在时刻 t_3 升至 V_3，通过调节 $\mathrm{d}v_{\mathrm{gs}}/\mathrm{d}t$ 调节 i_{g}。本阶段打开开关管 Q_1、Q_3，其他开关管处于关断状态。此时电感电流流经回路为 L_{r}—Q_3—Q_1—L_{r}，在忽略电路内阻抗的条件下，电感电流基本保持不变。功率管栅极由电源 V_{cc} 经驱动电阻直接驱动，在此驱动回路下，门极电流 i_{g} 与门极电压 v_{gs} 为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{g}}(t)=\dfrac{V_{\mathrm{cc}}-V_2}{R_{\mathrm{g}}}\mathrm{e}^{-\frac{t-t_2}{C_{\mathrm{iss}}R_{\mathrm{g}}}} \\ v_{\mathrm{gs}}(t)=V_{\mathrm{cc}}+(V_2-V_{\mathrm{cc}})\mathrm{e}^{-\frac{t-t_2}{C_{\mathrm{iss}}R_{\mathrm{g}}}} \end{cases} \tag{12}$$

根据第三阶段预先设定的驱动时间 Δt_3，可以得出驱动电阻 R_{g}(包括内驱动电阻与外驱动电阻)的取值为

$$R_{\mathrm{g}}=\frac{t_3-t_2}{C_{\mathrm{iss}}[\ln(V_{\mathrm{cc}}-V_2)-\ln(V_{\mathrm{cc}}-V_3)]} \tag{13}$$

在本阶段结束时，门极驱动电流为

$$I_3=\frac{C_{\mathrm{iss}}(V_{\mathrm{cc}}-V_3)}{\Delta t_3}\ln\frac{V_{\mathrm{cc}}-V_2}{V_{\mathrm{cc}}-V_3} \tag{14}$$

本阶段的导通开关管为 Q_3，结束时刻为 $t_3=\Delta t_3+t_2$。

第四阶段：门极电压升至 V_{cc}，驱动结束。本阶段通过谐振通路 1 进行驱动，打开开关管 Q_1，关断其他开关管。在第三阶段，电感储存的能量基本不变，因此第四阶段的初始电流等于第二阶段的终止电流 I_2。在本阶段，电路中的门极电流 i_{g} 与门极电压 v_{gs} 为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{g}}(t)=\dfrac{\omega_0}{\omega}I_2\mathrm{e}^{-\alpha(t-t_3)}\cos[\omega(t-t_3)+\beta]+ \\ \qquad\dfrac{V_{\mathrm{cc}}-V_3}{\omega L_{\mathrm{r}}}\mathrm{e}^{-\alpha(t-t_3)}\sin(\omega t) \\ v_{\mathrm{gs}}(t)=V_{\mathrm{cc}}+\dfrac{I_2}{\omega C_{\mathrm{iss}}}\mathrm{e}^{-\alpha(t-t_3)}\sin[\omega(t-t_3)]- \\ \qquad\dfrac{\omega_0}{\omega}(V_{\mathrm{cc}}-V_3)\mathrm{e}^{-\alpha(t-t_3)}\cos[\omega(t-t_3)-\beta] \end{cases} \tag{15}$$

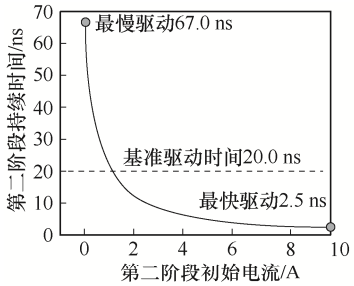
根据第四阶段的终止条件——门极电压升至 V_{cc}，可以得出第四阶段的持续时间为

$$\Delta t_4=\frac{1}{\omega}\arctan\left[\frac{\omega}{\omega_0}\frac{V_{\mathrm{cc}}-V_3}{I_2Z_0-(V_{\mathrm{cc}}-V_3)R_{\mathrm{g}}/(2Z_0)}\right] \tag{16}$$

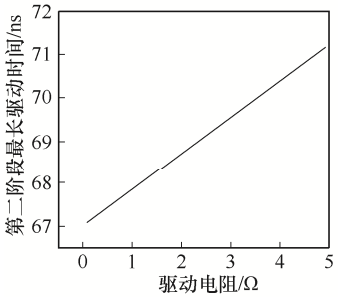
2.2 关键参数分析

为了定量分析驱动过程中需要调速的第二阶段和第三阶段，需要对这 2 个阶段的驱动参数进行分析。设置电路参数为 V_{cc}=15 V、V_{ee}=−5 V、V_1=3 V、V_2=8 V、V_3=13 V、L_{r}=1 000 nH、C_{iss}=5 nF、R_{g}=0。

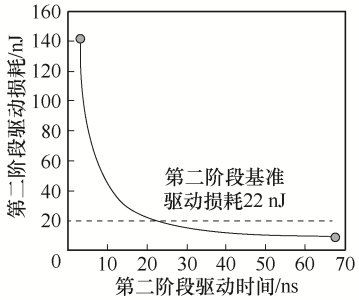
第二阶段：根据式(11)可以得出第二阶段的初始电流与驱动时间的关系，如图 3(a)所示。当第二



(a) 初始电流与驱动时间Δt_2的关系



(b) 最长驱动时间$\Delta t_{2\mathrm{m}}$与电阻的关系



(c) 驱动损耗与驱动时间的关系

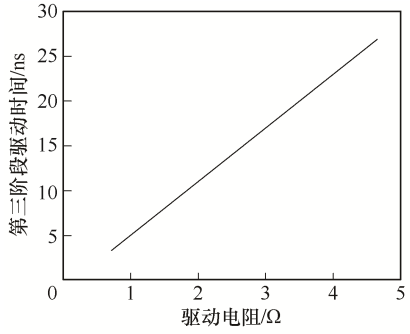
图 3 第二阶段驱动时间的影响参数

Fig. 3 Influencing parameters for driving time at second stage

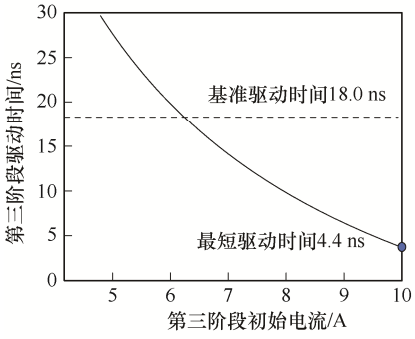
阶段的初始电流为 0 时，驱动时间最长为 67.0 ns，为基准驱动时间的 3.35 倍；假设电路第二阶段初始电流的最大值为 10 A，则驱动时间最短为 2.5 ns，为基准驱动时间的 12.5%。因此，采用该种驱动方式既可以实现第二阶段的加速驱动，也可以实现减速驱动，且驱动时间可以在较大范围内调节。

同时，驱动时间的调节与驱动电阻的取值也有关系。如图 3(b)所示，当第二阶段的初始电流为 0 时，随着驱动电阻值的增大，驱动时间延长的范围更大。当驱动电阻为 5 Ω 时，驱动时间可延长至基准时间的 3.55 倍；当驱动电阻为 0 时，驱动时间可延长至基准时间的 3.35 倍。此外，该阶段的驱动损耗与驱动时间的关系如图 3(c)所示，随着驱动时间的延长，电路的初始电流减小，使得电阻上的损耗也随之减小，与基准损耗相比，最多可减少 64%的驱动损耗。

第三阶段：由式(13)可知第三阶段的驱动时间与驱动电阻呈线性关系，但内驱动电阻使得外驱动电阻的选取受到一定的限制，假设功率管的内驱动电阻为 0.7 Ω，那么驱动电阻值最小为 0.7 Ω，如图 4(a)所示。



(a) 驱动时间Δt_3与驱动电阻的关系



(b) 初始电流与驱动时间Δt_3的关系

图 4　第三阶段驱动时间相关参数

Fig. 4 Relevant parameters for driving time at third stage

如果在第三阶段仍采用二阶驱动，则第三阶段的持续时间完全由第二阶段的终止电流 I_2 决定，即 $\Delta t_3=f(I_2)$，那么当第二阶段的驱动状态确定时，第三阶段的驱动时间与门极电流将无法调节。但如果采用一阶驱动，那么第三阶段的驱动时间将独立于其他阶段，使得可以通过设计门极电阻的参数实现第三阶段的宽范围调节，即 $\Delta t_3=f(I_{3,\mathrm{on}})$。

在第三阶段的初始时刻，门极电容的端电压不能突变导致电阻两端电压激增，使得该阶段的初始电流迅速增大，假设电路中允许通过的最大电流为 10 A，则第三阶段初始电流与驱动时间的关系如图 4(b)所示。该阶段的最短驱动时间为 4.4 ns，可以缩短到基准驱动时间的 24.4%，此时的驱动电阻为 0.7 Ω。

2.3 仿真验证

采用 LTSPICE 对型号为 C3M0030090K 的 SiC 功率器件[26]的开通、关断阶段进行双脉冲测试实验的仿真，仿真电路如图 5 所示，驱动电源 V_{cc}=15 V，V_{ee}=−5 V，外驱动电阻为 0，开关管 Q_1~Q_4 使用 EPC 公司的 65V/4A EPC8009 GaN HEMT[27]，功率管母线电压为 400 V，负载电感值为 133 μH。

在基准驱动模式下，开通过程中的门极电压 v_{gs}、电感电流 i_L、功率管漏极电流 I_{d} 及漏源级电压 V_{ds} 如图 6 所示。根据仿真结果，第二阶段的门极电压由 3.8 V 升高到 7.4 V，持续时间 $\Delta t_{2,\mathrm{ref}}$ 为 16.7 ns，第三阶段门极电压由 7.4 V 升高到 10.6 V，持续时间 $\Delta t_{3,\mathrm{ref}}$ 为 21.1 ns，电流过冲 195.7%。

首先只将第二阶段的驱动时间延长至 32 ns，不对第三阶段进行调节，则调速后的仿真波形如图 7(a)所示。从仿真结果来看，延时后的电流过冲减小到 108.7%，相比于基准驱动减小了 87.0%，有效缓解了电流过冲问题。但此时第三阶段的驱动时间延长至 30 ns，该阶段时间的延长将导致功率管开通损耗的增加。

现将第二阶段驱动时间延长的同时缩短第三阶段的驱动时间，调速后的仿真波形如图 7(b)所示。此时第二阶段的驱动时间延长至 32 ns，第三阶段的驱动时间缩短至 10 ns，同时保持过冲电流

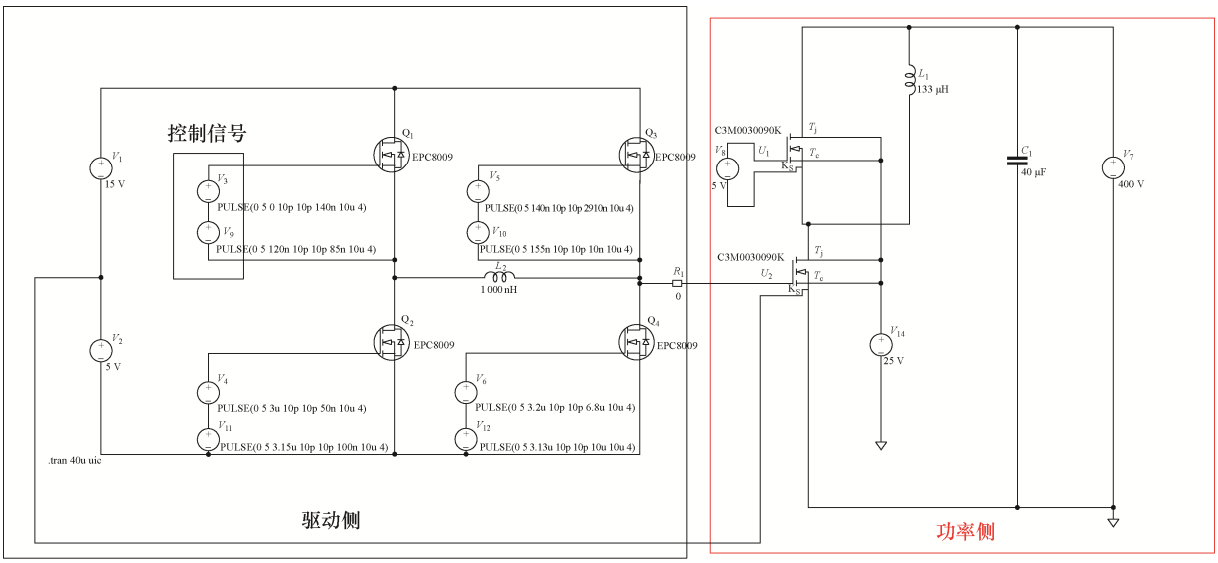


图 5 仿真电路

Fig. 5 Simulation circuit

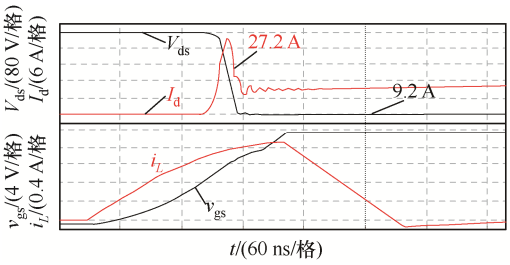
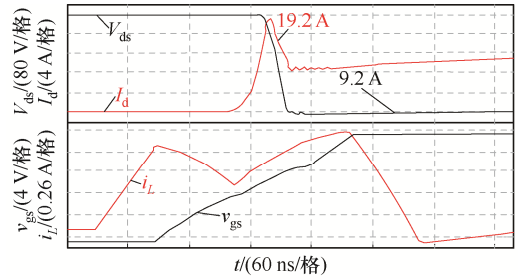
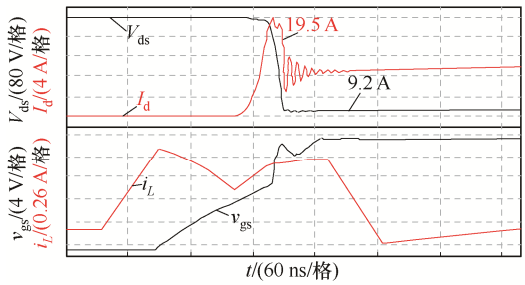


图 6 基准模式下的仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms in reference mode



(a) 仅延长第二阶段



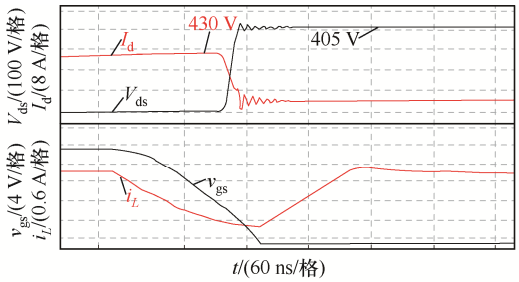
(b) 延长第二阶段且缩短第三阶段

图 7 调速后开通过程的仿真波形

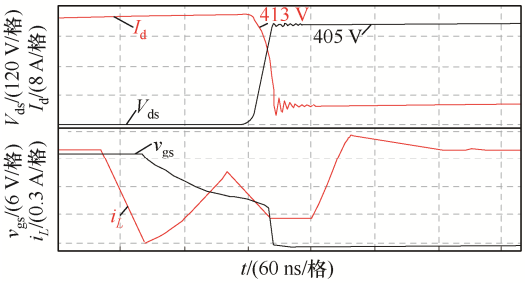
Fig. 7 Simulation waveforms during switching on process after speed adjustment

的峰值不变，起到缓解电流过冲的作用。但是随着第三阶段时间的缩短，V_{ds} 迅速下降，导致功率侧电路中的杂散电感与负载电感感生出更大的电流以抑制这种变化，使得漏极电流 I_d 产生第 2 个尖峰。此外，因为需要通过减小驱动电阻以获得更大的门极驱动电流，所以系统的阻尼系数减小，使得 I_d 的振荡频率和振荡幅度都有所增加。

在基准驱动模式下，关断过程的仿真波形如图 8(a)所示，电压过冲为母线电压的 6.17%。将 V_{ds}



(a) 基准模式



(b) 调速后

图 8 关断过程的仿真波形

Fig. 8 Simulation waveform during switching off process

的上升时间延长并将 I_d 的下降时间缩短后，得到的仿真波形如图 8(b)所示，电压过冲降至母线电压的 1.97%，与基准相比减小 4.20%。从仿真结果来看，该驱动方式能够有效减小功率管在关断过程的电压过冲。

3　实验验证

为了验证组合驱动的可行性，搭建实验样机进行验证。实验样机如图 9 所示，其中开关管 Q_1~Q_4 均采用 EPC 公司 65 V/4 A GaN HEMT，型号为 EPC8009。驱动电源采用 Murata 公司的 2 W 隔离电源，驱动芯片采用 Silicon Labs 的 Si 8273，并采用 680 nH 的谐振电感。四路驱动信号由 TMS320F28335 提供。

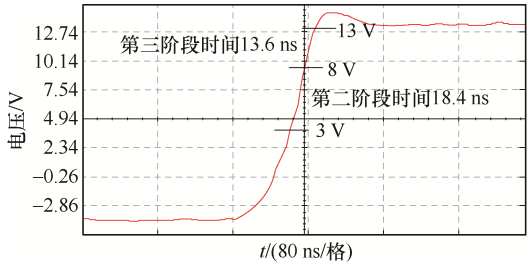


图 9　实验样机

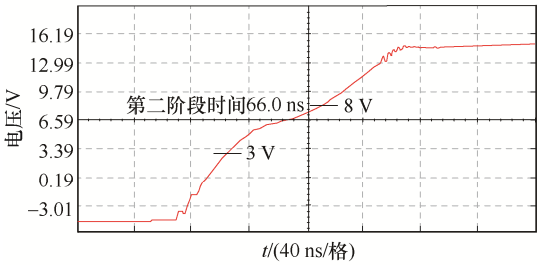
Fig. 9 Experimental prototype

首先进行基准模式下的驱动，栅源极两端电压的波形如图 10(a)所示，其中 V_1=3 V，V_2=8 V，V_3=13 V，第二阶段持续时间为 18.4 ns，第三阶段持续时间为 13.6 ns，总驱动时间为 92.0 ns。

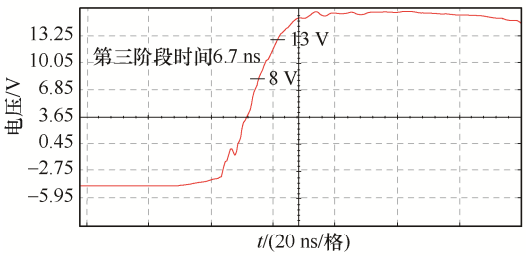
为了验证对驱动时间调节的可行性，对开通过



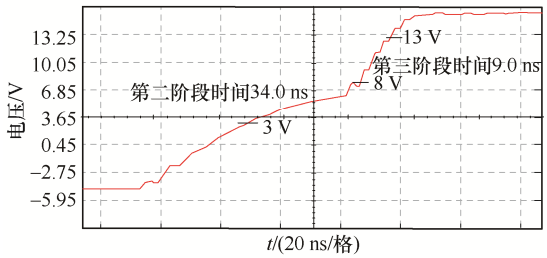
(a) 基准驱动电压波形



(b)延长第二阶段驱动



(c) 缩短第三阶段驱动



(d) 组合驱动

图 10　门极电压波形

Fig. 10 Waveforms of gate voltage

程的第二阶段和第三阶段分别进行调节。如图 10(b)、(c)所示，第二阶段的驱动时间为 66.0 ns，是基准驱动时间的 3.58 倍；第三阶段的驱动时间为 6.7 ns，是基准驱动时间的 49%，采用该驱动方式能够实现各阶段驱动时间的宽范围调节。此外，对开通过程的第二阶段驱动时间和第三阶段驱动时间同时进行调节，如图 10(d)所示，其中第二阶段的驱动时间为 34.0 ns，延长至基准驱动时间的 1.85 倍，第三阶段的驱动时间为 9.0 ns，缩短至基准驱动时间的 66%。因此，采用组合驱动的方式能够同时调节第二阶段和第三阶段的驱动时间。

4　结论

本文针对现有有源驱动需要额外配备调节电压、电流或电阻网络的局限性，提出了 1 种基于谐

振驱动的有源驱动方式，仅需调节谐振有源驱动的开关时序，即可实现驱动过程中的特定阶段的宽范围调速。本文的主要结论有以下几点。

(1)该驱动方式根据驱动时间要求设计不同阶段的初始电流从而调控功率管门极电压的变化速率，并因此缓解功率管在开通关断过程中的电流过冲与电压过冲问题。

(2)该驱动方式通过调节驱动回路的开关管时序来切换驱动回路，具体策略为：功率管开通关断过程中第一阶段由谐振通路 2 驱动，第二、四阶段由谐振通路 1 驱动，第三阶段由电源直接驱动的组合驱动。

(3)采用该驱动方式可将第二阶段延长至基准驱动时间的 3.55 倍，第三阶段缩短至 24.0%，并因此减少 87.0%的电流过冲、4.20%的电压过冲和 64.0%的驱动损耗。此外，驱动时间的调节与初始电流和驱动电阻密切相关，具体表现为驱动时间随驱动电阻的增大而线性增加，随初始电流的增大而减小，但受到电路中允许通过最大电流的限制。

参考文献：

[1] Chennu J V P S, Maheshwari R, Li Helong. New resonant gate driver circuit for high-frequency application of silicon carbide MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8277-8287.

[2] 吴海富, 张建忠, 赵进, 等. SiC MOSFET 驱动技术及其在电力系统中的应用[J]. 太原理工大学学报, 2019, 50(1): 22-28.
Wu Haifu, Zhang Jianzhong, Zhao Jin, et al. Applications and challenges of SiC MOSFET in power system [J]. Journal of Taiyuan University of Technology, 2019, 50(1): 22-28. (in Chinese)

[3] 胡嘉豪, 王英伦, 代豪豪, 等. SiC MOSFET 器件栅氧可靠性研究综述[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 1-11.
Hu Jiahao, Wang Yinglun, Dai Haohao, et al. Review on gate oxide reliability of SiC MOSFET devices [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 1-11. (in Chinese)

[4] 王来利, 赵成, 张彤宇, 等. 碳化硅功率模块封装技术综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4947-4962.
Wang Laili, Zhao Cheng, Zhang Tongyu, et al. Review of packaging technology for silicon carbide power modules [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4947-4962. (in Chinese)

[5] Huang A Q, Zhu Qianlai, Wang Li, et al. 15 kV SiC MOSFET: An enabling technology for medium voltage solid state transformers [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2017, 2(2): 118-130.

[6] Acharya S, She Xu, Tao Fengfeng, et al. Active gate driver for SiC-MOSFET-based PV inverter with enhanced operating range [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1677-1689.

[7] 康庆, 李峰, 邢杰, 等. SiC 器件在卫星电源系统中的应用与分析[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 154-160.
Kang Qing, Li Feng, Xing Jie, et al. Applications and challenges of SiC devices in satellite electrical power systems [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 154-160. (in Chinese)

[8] 于越, 李蔚, 张泽, 等. 基于 SiC MOSFET 三电平 Buck 变换器电压尖峰抑制研究[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 1-11.
Yu Yue, Li Wei, Zhang Ze, et al. Research on voltage spike suppression of three-level Buck converter based on SiC MOSFET [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 1-11. (in Chinese)

[9] 王旭东, 朱义诚, 赵争鸣, 等. 驱动回路参数对碳化硅 MOSFET 开关瞬态过程的影响[J]. 电工技术学报, 2017, 32(13): 23-30.
Wang Xudong, Zhu Yicheng, Zhao Zhengming, et al. Impact of gate-loop parameters on the switching behavior of SiC MOSFETs [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(13): 23-30. (in Chinese)

[10] Zhang Zheyu, Dix J, Wang F F, et al. Intelligent gate drive for fast switching and crosstalk suppression of SiC devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9319-9332.

[11] 李庆辉, 潘三博. 一种改进型抑制 SiC MOSFET 桥臂

串扰的门极驱动设计[J]. 电源学报，2024, 22(5): 300-308.

Li Qinghui, Pan Sanbo. Improved gate drive design to suppress crosstalk of SiC MOSFET bridge arm [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 300-308. (in Chinese)

[12] Deshpande A, Luo Fang. Practical design considerations for a Si IGBT SiC MOSFET hybrid switch: Parasitic interconnect influences, cost, and current ratio optimazation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 724-737.

[13] 邹铭锐, 曾正, 孙鹏, 等. 基于变电阻驱动 SiC 器件开关轨迹协同调控[J]. 电工技术学报，2023, 38(16): 4286-4300.

Zou Mingrui, Zeng Zheng, Sun Peng, et al. Coordinated switching trajectory regulation of SiC device using variable resistance gate driver [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4286-4300. (in Chinese)

[14] Ling Yatao, Zhao Zhengming, Zhu Yicheng. A self-regulating gate driver for high-power IGBTs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3450-3461.

[15] 刘平, 李海鹏, 苗轶如, 等. 基于驱动电流动态调节的低过冲低损耗 SiC MOSFET 有源门极驱动[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(18): 5730-5742.

Liu Ping, Li Haipeng, Miao Yiru, et al. Low overshoot and low loss active gate driver for SiC MOSFET based on driving current dynamic regulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5730-5742. (in Chinese)

[16] Yang Yuan, Wen Yang, Gao Yong. A novel active gate driver for improving switching performance of high-power SiC MOSFET modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7775-7787.

[17] Yamaguchi K, Katsura K, Yamada T, et al. Comprehensive evaluation of gate Boost driver for SiC-MOSFETs [C]// 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, WI, USA, 2017: 1-8.

[18] Stamer F, Liske A, Hiller M. New gate driver for online adjustable switching behavior of insulated gate bipolar transistors (IGBTs) [C]// 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). Genova, Italy, 2019: P.1-P.10.

[19] 李虹，邱志东，杜海涛，等. 提升桥式电路中 SiC MOSFET 关断性能和栅极电压稳定性的有源驱动电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(21): 7922-7934.

Li Hong, Qiu Zhidong, Du Haitao, et al. Research on active gate driver for improving turn-off performance and gate voltage stability of SiC MOSFET in bridge circuit [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(21): 7922-7934. (in Chinese)

[20] Li Hong, Jiang Yanfeng, Feng Chao, et al. A voltage-injected active gate driver for improving the dynamic performance of SiC MOSFET [C]// 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA, 2019: 6943-6948.

[21] 刘平, 陈梓健, 苗轶如, 等. 基于开关瞬态反馈的 SiC MOSFET 有源驱动电路[J]. 电工技术学报，2022, 37(17): 4446-4457.

Liu Ping, Chen Zijian, Miao Yiru, et al. Active gate driver for SiC MOSFET based on switching transient feedback [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(17): 4446-4457. (in Chinese)

[22] Sukhatme Y, Miryala V K, Ganesan P, et al. Digitally controlled gate current source-based active gate driver for silicon carbide MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10121-10133.

[23] 彭皓. 碳化硅 MOSFET 高性能谐振驱动的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.

Peng Hao. Research of high performance resonant driver for SiC MOSFET [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2021. (in Chinese)

[24] Grbovic P J. An IGBT gate driver for feed-forward control of turn-on losses and reverse recovery current [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2):

643-652.

[25] Blaabjerg F, Pedersen J K. Optimized design of a complete three-phase PWM-VS inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(3): 567-577.

[26] Cree. C3M0030090K silicon carbide power MOSFET-C3MTM MOSFET technology N-channel enhancement mode [EB/OL]. (2021-01-20)[2023-01-17]. https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/1185/C3M0030090K.pdf.

[27] EPC. EPC8009-enhancement mode power transistor [EB/OL]. (2021-01-20)[2023-01-20]. https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC8009_datasheet.pdf.



陈益华

作者简介：

陈益华(2002—)，男，本科。研究方向：宽禁带半导体器件及其驱动技术。E-mail：U202012533@hust.edu.cn。

彭晗(1984—)，女，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：基于宽禁带半导体的电力电子器件和装置以及基于能量收集的自供电传感技术。E-mail：pengh@hust.edu.cn。

辛晴(2000—)，女，硕士。研究方向：宽禁带半导体器件及其驱动技术。E-mail：qingxin@hust.edu.cn

(责任编辑：孙美菊)

(上接第 329 页)

system for demagnetization [C]// Proceedings of the 11th Technical Exchange Conference of Large and Medium-sized Hydropower Plants. Kunming, China, 2009: 168-174. (in Chinese)

[14] 王振，任孟干，国建宝，等. 直流输电换流阀晶闸管过电压保护研究[J]. 电力系统保护与控制，2020，48(10)：182-187.
Wang Zhen, Ren Menggan, Guo Jianbao, et al. Research on overvoltage protection of a thyristor on DC converter valves [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(10): 182-187. (in Chinese)

[15] 查鲲鹏，汤广福，温家良，等. 晶闸管阀运行试验的过电压保护策略研究[J]. 电力电子技术，2006，40(3)：107-109.
Zha Kunpeng, Tang Guangfu, Wen Jialiang, et al. Study of overvoltage protection strategy of the thyristor valve operational test [J]. Power Electronics, 2006, 40(3): 107-109. (in Chinese)

[16] 阮新波. 电力电子技术[M]. 北京：机械工业出版社，2021.
Ruan Xinbo. Power Electronics [M]. Beijing: China Machine Press, 2021. (in Chinese)

[17] 秦曾煌. 电工学[M]. 7 版. 北京：高等教育出版社，2011.
Qin Zenghuang. Electrical Engineering [M]. 7th ed. Beijing: Higher Education Press, 2011. (in Chinese)

[18] 郭春平. 电力电子化直流电源系统中过电压保护的触发电路: CN214707155U[P]. 2021-11-12.
Guo Chunping. Trigger circuit for overvoltage protection in power electronic direct-current power supply system: CN214707155U [P]. 2021-11-12. (in Chinese)



李鑫

作者简介：

李鑫(1989—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副研究员。研究方向：高效率高功率密度变换器建模与控制，无线电能传输系统设计，新能源构网控制技术，变速抽蓄系统控制技术。E-mail：li-xin@seu.edu.cn。

李龙权(2000—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：15256137369@163.com。

姚鹏飞(1997—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生，助理工程师。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：yao-pengfei@seu.edu.cn。

陈英杰(2001—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：1946494499@qq.com。

陈武(1981—)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：电力电子功率变换，交直流配电网，新能源发电。E-mail：chenwu@seu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)