

DOI:10.16356/j.1005-2615.2017.06.018

一种适用于 SiC 基变换器的桥臂串扰抑制方法

秦海鸿 朱梓悦 王丹 谢昊天 徐华娟

(南京航空航天大学多电飞机电气系统工业和信息化部重点实验室, 南京, 210016)

摘要:在对碳化硅基变换器中的桥臂串扰产生机理进行深入分析的基础上,提出一种新型有源箝位桥臂串扰抑制方法,并构成适用于碳化硅(Silicon carbide, SiC)基桥臂电路的串扰抑制驱动电路。给出其等效电路模态分析,讨论了关键参数的设计方法。设计制作了串扰抑制驱动电路模块板,并在 1 kW 永磁同步电机(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)驱动实验平台上进行了验证。实验结果表明,该方法能够有效抑制 SiC 基变换器中的桥臂串扰。

关键词:电力电子;碳化硅;桥臂串扰;抑制

中图分类号: TM315

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2017)06-0872-11

Method of Crosstalk Suppression Applied in Silicon Carbide Based Converters

QIN Haihong, ZHU Ziyue, WANG Dan, XIE Haotian, XU HuaJuan

(Center for More Electric Aircraft Power System, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: The interaction between the upper and lower devices in a phase-leg configuration during switching is analyzed in detail, and a novel method to actively suppress crosstalk is proposed to fully utilize the potential of fast silicon carbide (SiC) devices. Moreover, this method is adopted in a driving circuit to suppress the crosstalk in SiC based phase-leg circuits. Through analysis of each operation mode of the proposed mitigation circuit, the design method of critical parameters is derived. Furthermore, to verify the validation of this method, a modular driving circuit is designed and testified in a 1 kW permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive. Experimental results verify that the proposed method is feasible and reliable for crosstalk suppression in SiC based converters.

Key words: power electronics; silicon carbide; crosstalk; suppression

碳化硅(Silicon carbide, SiC)功率器件比传统硅功率器件具有更低的导通电阻、更快的开关速度和更高的结温等器件优势,利用 SiC 功率器件研制的电力电子变换器(简称“SiC 基变换器”)可望具有更高效率、更高功率密度和更优的整机性能^[1-2]。桥臂电路是一种常用的电路结构,含有两个串联的互补导通的开关器件。在 SiC 基桥臂电路中因开关速度很快会产生很大的 dv/dt ,使得同一桥臂的上下管在开关过程中产生交叉影响,这种现象通常

称为桥臂串扰^[3-4]。在某个开关管开通时会在同一桥臂的另一个功率管栅源极引起正向串扰电压,而 SiC 功率管的阈值电压比传统 Si 功率器件小,极有可能使本应关断的功率管误导通,导致桥臂直通危险。类似地,在某个开关管关断时会在同一桥臂的另一个功率管栅源极引起负向串扰电压,而 SiC 功率管所能承受的负压比传统 Si 功率器件小得多,负向串扰可能会超过 SiC 功率器件的承受值,损坏

基金项目:国家自然科学基金(51677089)资助项目;中央高校基本科研业务费专项资金(NS2015039, NS20160047)资助项目;江苏省普通高校研究生科研创新计划(SJLX16_0107)资助项目。

收稿日期: 2016-09-08; **修订日期:** 2017-03-17

通信作者: 朱梓悦,女,硕士研究生, E-mail: 1550260896@qq.com。

引用格式: 秦海鸿,朱梓悦,王丹,等.一种适用于 SiC 基变换器的桥臂串扰抑制方法[J].南京航空航天大学学报,2017,49(6):872-882. QIN Haihong, ZHU Ziyue, WANG Dan, et al. Method of crosstalk suppression applied in silicon carbide based converters[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2017, 49(6): 872-882.

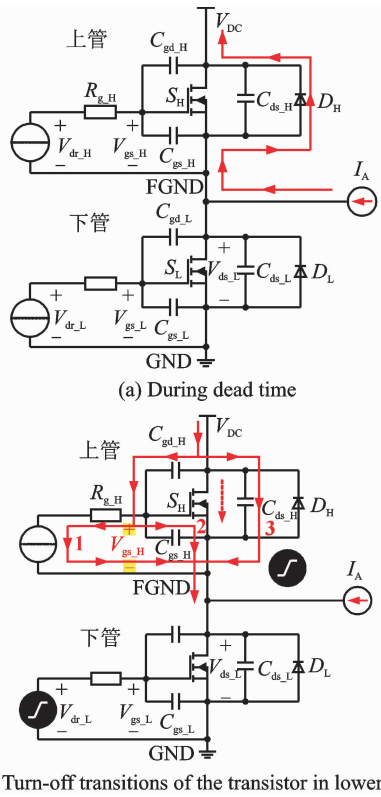
功率器件或使器件性能加速退化。快速开关引起的桥臂串扰问题威胁着 SiC 基变换器的可靠运行,该问题亟待解决^[5-13]。

为了克服 SiC 基变换器中的桥臂串扰问题,文献[14]采用在功率管栅源极间并联外部电容或者增加驱动电阻的方法来减小 dv/dt ,虽然减小了串扰电压,但却降低了 SiC 功率器件的开关速度,增加了开关损耗,降低了变换器的效率。文献[15, 16]在 SiC 功率管处于关断时在其栅源极增加负偏置电压,在互补功率管关断时产生的正向串扰电压与负偏置电压相叠加减小串扰电压幅值,该方法能够抑制桥臂正向串扰问题,但是却加重了负向串扰的影响,极有可能损坏功率器件,并且增加负偏置电压需要额外增加隔离电源,增加系统的成本。文献[17, 18]提出了有源密勒箝位驱动电路的串扰抑制方法,其工作原理是在栅源极增加额外的 PNP 晶体管,当串扰发生时,栅源极感应电压 V_{gs} 达到某个特定数值时晶体管导通,将开关管的栅源极电容短路,密勒电流大部分流过这个低阻抗回路,减小了栅极感应串扰电压,避免了串扰引起的误导通。该方法结构简单,易于实现,但由于实际 SiC MOSFET 器件的内部寄生电阻 $R_{g(in)}$ 较大,分担了较大的栅源极电压,影响了外加晶体管的导通,使得该晶体管导通时的栅极感应电压幅值比不考虑 $R_{g(in)}$ 时的幅值高出许多,并不是串扰电压的实际值,而且这种方法仅仅能对开通时的串扰进行抑制,对关断瞬态产生的栅极负向串扰电压并没有抑制作用,因而不能满足 SiC MOSFET 桥臂电路的串扰抑制要求。

本文提出一种新型桥臂串扰抑制方法,该方法在不影响功率器件开关速度的同时通过减小栅源极间等效阻抗来减小串扰影响。文中首先对桥臂串扰产生机理进行了阐述,并对所提串扰抑制方法进行了分析,讨论了关键参数的设计原则,最后制作了模块化驱动电路板,在 1 kW PMSM 电机驱动器平台上进行验证,验证了桥臂串扰抑制方法的有效性。

1 桥臂串扰产生机理分析

为研究桥臂串扰产生的机理,以 SiC 基变换器的某一桥臂的下管开通、关断为例对桥臂串扰机理进行分析,假设电机相电流流入电机方向为正方向,流出电机为负方向。图 1(a)是相电流为负、下管开通情况下的桥臂串扰产生的原理图,其中 S_H 、 S_L 分别为桥臂上管和下管, $C_{gd,H}$ 、 $C_{gs,H}$ 和 $C_{ds,H}$ 分别为上管栅漏极、栅源极和漏源极寄生电容, D_H 为上管体二极管, $R_{g,H}$ 为上管驱动电阻, $V_{dr,H}$ 为上管驱动电压, $V_{gs,H}$ 为上管栅源极电压; $C_{gd,L}$ 、 $C_{gs,L}$ 和



(b) Turn-off transitions of the transistor in lower bridge

图 1 相电流为负、下管开通过程中串扰产生的原理图
Fig. 1 Schematic diagram of crosstalk at the turn-off transitions of the transistor in lower bridge

$C_{ds,L}$ 分别为下管栅漏极、栅源极和漏源极寄生电容, D_L 为下管体二极管, $R_{g,L}$ 为下管驱动电阻, $V_{dr,L}$ 为下管驱动电压, $V_{gs,L}$ 为下管栅源极电压。

在下管开通前,两功率管 S_H 、 S_L 处于死区时间内,相电流为负,其通过上管体二极管 D_H 续流,上管 S_H 漏源间电压近似为零,如图 1(a) 所示。图 1(b) 给出了下管 S_L 开通瞬间原理图,在下管 S_L 开通瞬间,上管 S_H 处于关断状态,其漏源极间电压瞬间升高。由于漏源极的电压变化率会作用在密勒电容 $C_{gd,H}$ 上,形成密勒电流,该电流流过上管 S_H 驱动电阻 $R_{g,H}$,引起正向栅极串扰电压。如图 2 所示,该串扰电压可能超过上管开启的阈值电压,从而引起上管部分导通,导致桥臂产生很大的直通电流,增加功率器件的损耗,甚至造成桥臂直通,威胁电机驱动系统安全。

类似分析可得,如图 3(b) 所示,在下管 S_L 关断瞬态过程,在上管 S_H 的栅源极引起负的栅极串扰电压 $V_{gs,L}$,如图 4 所示。此时,虽然这个负的栅源极串扰电压 $V_{gs,L}$ 不会引起桥臂直通问题,但如果它的负向峰值电压值超过开关管自身能够承受的最大允许栅源极负偏压,就有可能损坏器件,降低整个电机驱动系统的可靠性。类似地,在上管 S_H 开通和关断瞬态过程中,也会对下管 S_L 产生同样的串扰问题。

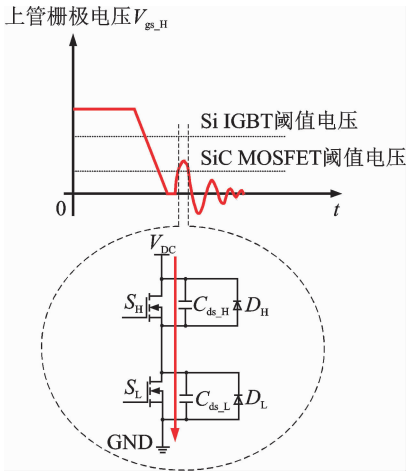


图2 正向串扰引起的桥臂开关误导通原理示意图

Fig. 2 Spurious triggering of devices caused by positive crosstalk

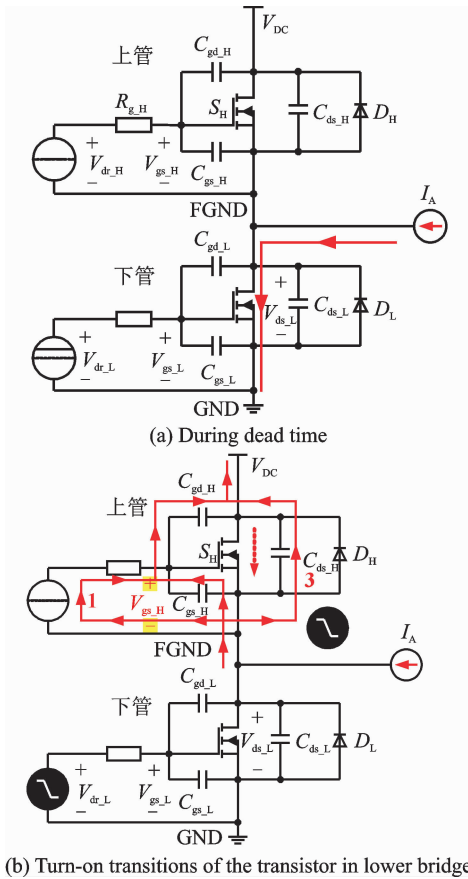


图3 相电流为负、下管关断过程中串扰产生的原理图

Fig. 3 Schematic diagram of crosstalk at the turn-on transitions of the transistor in lower bridge

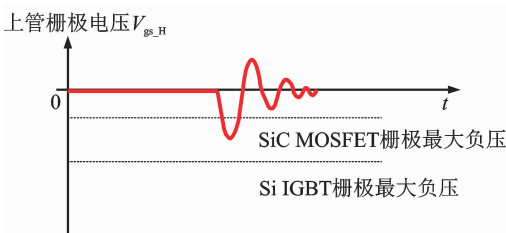


图4 负向串扰电压示意图

Fig. 4 Schematic diagram of negative crosstalk

由于 Si 功率器件的开启阈值电压相对较高且在工作过程中开关速度有所制约,所以在传统的 Si 基变换器中桥臂串扰问题并不明显。但是目前商用 SiC 功率器件的开启阈值电压普遍较低,所以这种由于桥臂串扰引起的误导通问题显得特别严重,表 1 给出了 Si IGBT、Si MOSFET 和 SiC MOSFET 的开启阈值电压典型值的比较。

表 1 几种 Si/SiC 功率器件开启阈值电压对比

Tab. 1 Comparisons of threshold voltage in Si and SiC transistors

器件类型	制造商	器件型号	$(V_{DS}/I_D)/$ (V/A)	$V_{GS(th)}/$ V ($T_c=100^\circ\text{C}$)	$V_{gs,max(-)}/$ V ($T_c=25^\circ\text{C}$)
Si IGBT	Infineon	IKW20N60H3	600/20	5.1	-20
Si IGBT	IXYS	IXYA20N120C3HV	1200/20	5.0	-30
Si MOSFET	IXYS	IXFK20N120P	1200/20	5.0	-30
SiC MOSFET	CREE	CMF10120	1200/20	2.4	-10
SiC MOSFET	Rohm	SCH2080KE	1200/22	2.8	-6

以桥臂结构电路下管开关瞬间对桥臂上管驱动电压的串扰现象为例,当桥臂下管开通瞬间,会对上管栅极驱动电压产生正向串扰。图 5 为桥臂结构电路下管开通时上桥臂串扰模型。其中, $C_{gd,H}$ 、 $C_{ds,H}$ 、 $C_{gs,H}$ 分别为桥臂上管 SiC MOSFET 的结电容, L_g 为栅极回路的寄生电感, R_g 为栅极回路外接电阻 $R_{g(ext)}$ 与 SiC MOSFET 寄生内阻 $R_{g(in)}$ 之和, L_s 为栅极回路与功率回路的共源极电感。由于 SiC MOSFET 的开关时间极短,故假设桥臂结构电路上管漏源极两端电压的变化率 $du_{ds,H}/dt$ 恒定。桥臂结构电路上管 SiC MOSFET 结电容流过的电流如式(1~3)所示。

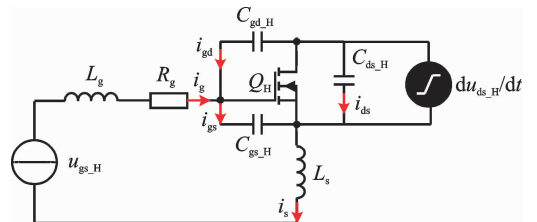


图5 桥臂结构电路下管开通时上桥臂串扰模型

Fig. 5 Equivalent circuit of crosstalk during turn-off transitions of the transistor in lower bridge

$$i_{ds} = C_{ds} \frac{du_{ds}}{dt} \quad (1)$$

$$i_{gs} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \quad (2)$$

$$i_{gd} = C_{gd} \frac{du_{gd}}{dt} = C_{gd} \frac{d(u_{ds} - u_{gs})}{dt} \quad (3)$$

根据基尔霍夫电压、电流定律可得流过栅极寄生电感 L_g 、源极寄生电感 L_s 的电流 i_g 、 i_s 为

$$i_g = i_{gs} - i_{gd} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} - C_{gd} \frac{du_{ds}}{dt} + C_{gd} \frac{du_{gs}}{dt} \quad (4)$$

$$i_s = i_{ds} + i_{gs} = C_{ds} \frac{du_{ds}}{dt} + C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \quad (5)$$

根据图 5 所示的桥臂结构电路下管开通时上桥臂串扰模型,列写上桥臂驱动电路的微分方程如下

$$-u_{gs} = L_g \frac{di_g}{dt} + R_g i_g + L_s \frac{di_s}{dt} =$$

$$r_1 = \frac{-(R_g C_{gs} + R_g C_{gd}) + \sqrt{(R_g C_{gs} + R_g C_{gd})^2 - 4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})}}{2(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})} \quad (9)$$

$$r_2 = \frac{-(R_g C_{gs} + R_g C_{gd}) - \sqrt{(R_g C_{gs} + R_g C_{gd})^2 - 4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})}}{2(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})} \quad (10)$$

若 $\Delta > 0$, 则 r_1 、 r_2 为两个不相等的负根, 电路处于非振荡状态。

$$u_{gs}(t) = \frac{r_2}{r_1 - r_2} U_{DC} e^{r_1 t} - \frac{r_1}{r_1 - r_2} U_{DC} e^{r_2 t} \quad (11)$$

其导数 $u'_{gs}(t)$ 如下

$$u'_{gs}(t) = \frac{r_1 r_2}{r_1 - r_2} U_{DC} (e^{r_1 t} - e^{r_2 t}) > 0 \quad (12)$$

若 $\Delta < 0$, 则 r_1 、 r_2 为一对共轭负根, 电路处于

$$\omega = \frac{\sqrt{-(R_g C_{gs} + R_g C_{gd})^2 + 4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})}}{2(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})} \quad (16)$$

其中, 桥臂串扰电压表达式 $u_{gs}(t)$ 中的其余参数定义如式(17~19)所示

$$C = R_g C_{gd} \frac{du_{ds}}{dt} \quad (17)$$

$$A = -\frac{\omega_0 C}{\omega} = -\frac{\omega_0 R_g C_{gd}}{\omega} \frac{du_{ds}}{dt} = -\sqrt{\frac{4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})}{4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs}) - (R_g C_{gs} + R_g C_{gd})^2}} \cdot R_g C_{gd} \frac{du_{ds}}{dt} \quad (18)$$

$$\theta = \arctan \frac{\omega}{\delta} = \arctan \frac{\sqrt{-(R_g C_{gs} + R_g C_{gd})^2 + 4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})}}{(R_g C_{gs} + R_g C_{gd})} \quad (19)$$

其导数 $u'_{gs}(t)$ 如下

$$u'_{gs}(t) = -A\delta e^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta) + A\omega e^{-\delta t} \cos(\omega t + \theta) \quad (20)$$

令 $u'_{gs}(t) = 0$ 时, 桥臂串扰电压 $u_{gs}(t)$ 达到极值。此时有

$$A\omega e^{-\delta t} \cos(\omega t + \theta) = A\delta e^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta) \quad (21)$$

$$\tan(\omega t + \theta) = \frac{\omega}{\delta} = \tan\theta \quad (22)$$

因此, t 取值如式(23)所示, 此时桥臂串扰电压的最大值 $u_{gs\max}(t)$ 为

$$t = \frac{\frac{\pi}{2} - \theta}{\omega} \quad (23)$$

$$u_{gs\max}(t) = C + Ae^{-\frac{(\frac{\pi}{2} - \theta)\delta}{\omega}} \quad (24)$$

式(24)表明栅源极串扰电压极值与开关管的栅源极寄生结电容、栅漏极寄生结电容、驱动电阻、

$$(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs}) \frac{d^2 u_{gs}}{dt^2} + R_g \left(C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} - C_{gd} \frac{du_{ds}}{dt} + C_{gd} \frac{du_{gs}}{dt} \right) \quad (6)$$

微分方程(6)的特征方程如下

$$(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs}) p^2 + R_g (C_{gs} + C_{gd}) p + 1 = 0 \quad (7)$$

则该特征方程的判别式 Δ 为

$$\Delta = (R_g C_{gs} + R_g C_{gd})^2 - 4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs}) \quad (8)$$

该特征方程的两个解为

振荡状态。

$$u_{gs}(t) = C + Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta) \quad (13)$$

桥臂串扰电压的固有振荡角频率、衰减常数及自由振荡角频率分别如式(14~16)所示

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{4(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})}}{2(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})} \quad (14)$$

$$\delta = \frac{(R_g C_{gs} + R_g C_{gd})}{2(L_g C_{gs} + L_g C_{gd} + L_s C_{gs})} \quad (15)$$

栅极寄生电感、源极寄生电感和母线电压值均有关。以 CMF10120 型号的碳化硅 MOSFET 为例, 当直流母线电压为 297 V 时, 串扰电压的极限值就会达到开关管的开启电压阈值 (2.4 V), 使本应关断的 SiC MOSFET 误导通, 存在桥臂直通的危险, 从而限制了 SiC MOSFET 的高压高速应用, 影响其性能优势的发挥。

2 桥臂串扰抑制驱动电路原理分析与设计

为抑制桥臂串扰, 必须在桥臂电路开关转换瞬间减小栅源极间等效阻抗, 从而使密勒电流产生的串扰电压降至最低, 但同时又不能影响开关管的开关速度。根据这一基本思想, 本文提出一种新型桥臂串扰抑制驱动电路。

2.1 原理分析

新型串扰抑制驱动电路如图 6 所示,该驱动电路与传统驱动电路的区别是在栅源极两端并接了由辅助 MOS 管和电容串联而成的辅助支路,电路工作模式如图 7 所示,主管和辅管的开关时序图如图 8 所示。 $S_{a,H}$ 、 $S_{a,L}$ 分别是桥臂上管、下管的辅助功率管, $C_{a,H}$ 、 $C_{a,L}$ 分别是桥臂上管、下管辅助电容。

各模式的工作情况如下。

模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: t_0 时刻,上、下管都处于关断状态。如图 7(a)所示,上、下管驱动的负电压通过辅助功率管 $S_{a,L}$ 和 $S_{a,H}$ 的体二极管和驱动电阻

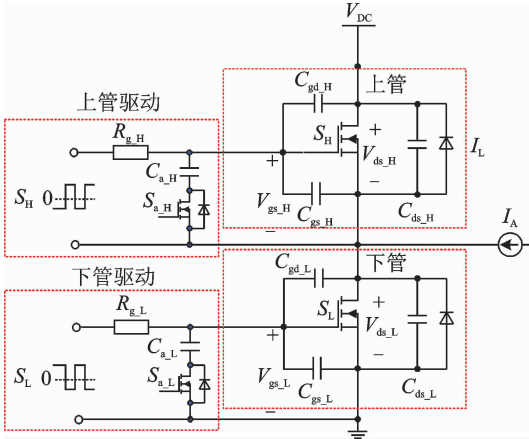
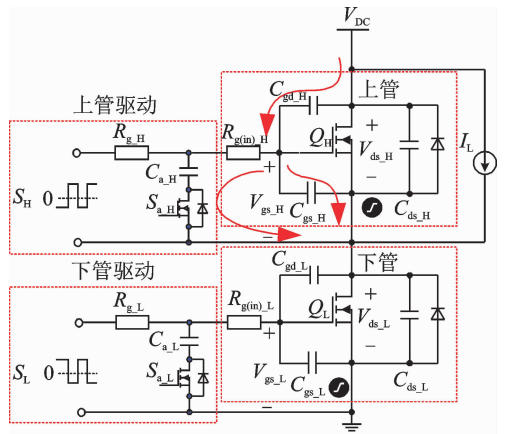
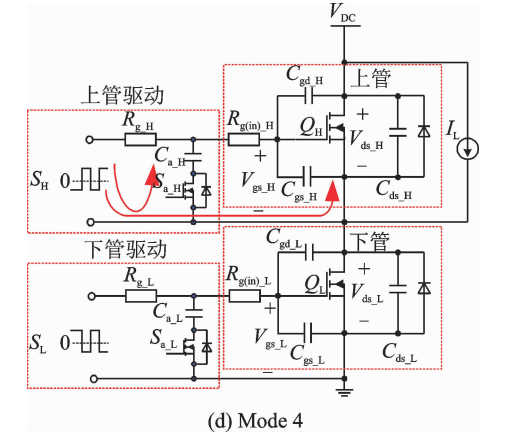


图 6 串扰抑制驱动电路原理图

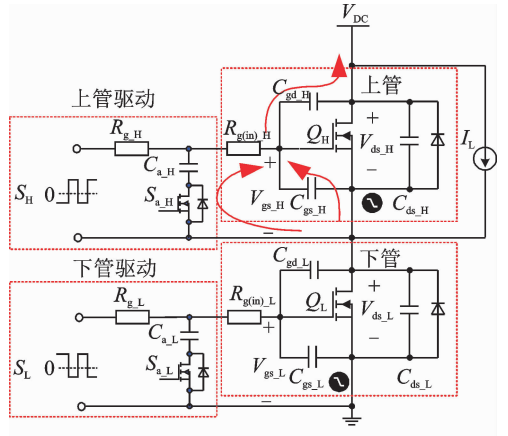
Fig. 6 Schematic diagram of driver circuit with crosstalk suppression



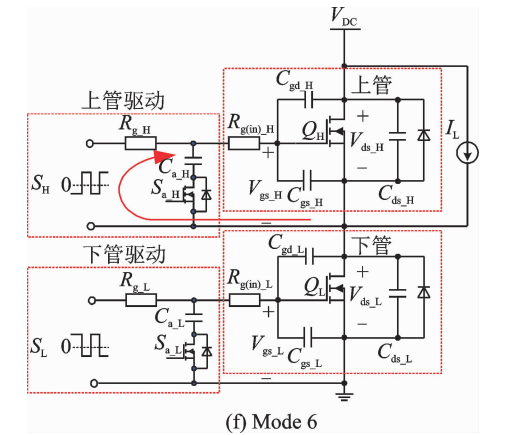
(c) Mode 3



(d) Mode 4



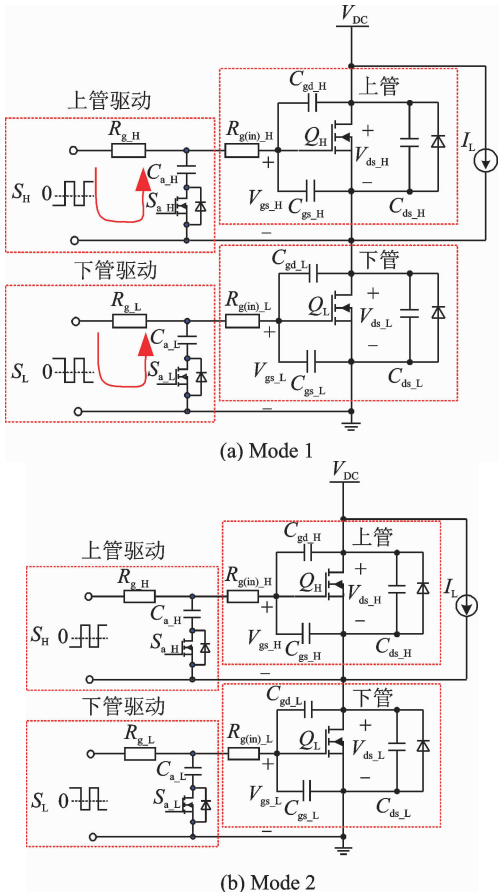
(e) Mode 5



(f) Mode 6

图 7 串扰抑制驱动电路工作模式

Fig. 7 Operating principle of driver circuit with crosstalk suppression



(a) Mode 1

(b) Mode 2

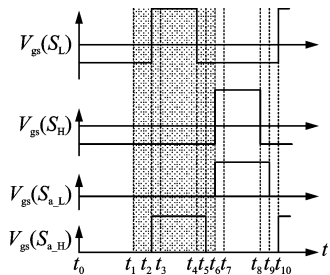


图 8 主管和辅管的开关时序图

Fig. 8 Switching signals of main switch and auxiliary switch

R_{g_H} 和 R_{g_L} 给辅助电容 C_{a_H} 和 C_{a_L} 进行充电, 在 t_1 时刻两辅助电容电压达到稳定。充电时间常数取决于 R_g 和 C 的乘积。

模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: t_1 时刻, 辅助 MOS 管 S_{a_L} 和 S_{a_H} 仍保持关断, 等待主电路上电, 如图 7(b) 所示。在 t_2 时刻, 下管开始开通。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: t_2 时刻, 下管开通, 如图 7(c) 所示。因为辅助功率管的寄生电容值比其串联的电容器值小几个数量等级, 所以可以忽略辅助 MOS 管的寄生电容的影响。在下管 S_L 开通瞬间, S_{a_H} 开通, 辅助电容 C_{a_H} 直接连接到了上管的栅源极之间。这个辅助电容值相比开关管 S_L 寄生电容值大得多, 给下管开通瞬间因串扰产生的上管密勒电流提供了低阻抗回路, 从而使上管栅源极串扰电压大大降低, 抑制了串扰。在 t_3 时刻下管开通瞬间完成。

模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: t_3 时刻, 所有功率管的开关状态保持不变, 两个主功率管的驱动负压通过驱动电阻给辅助电容 C_{a_H} 和 C_{gs_H} 进行放电使其保持驱动负压, 如图 7(d) 所示。在 t_4 时刻, 下管 S_L 开始关断。

模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: t_4 时刻, 下管 S_L 关断。由于辅助功率管 S_{a_L} 仍然保持关断, 所以下管 S_L 关断时不会产生串扰。与此同时, 密勒电流将从上管辅助功率管寄生二极管和电容形成低阻抗回路流过, 上管栅源极产生负压将会最小, 抑制了串扰, 如图 7(e) 所示。

模式 6 [$t_5 \sim t_6$]: t_5 时刻, 上管辅助 MOS 管关断, C_{a_H} 与上管栅源极断开, 驱动负压通过驱动电阻给 C_{gs_H} 充电, 使其维持在驱动负压, 如图 7(f) 所示。

上管开通、关断瞬态的原理与下管类似, 这里不再赘述。

2.2 参数设计

为了避免桥臂串扰对驱动系统可靠性的影响, 在功率管开通和关断瞬间栅源极产生的串扰电压必须小于功率管开启阈值电压 V_{th} 并且大于其能

够承受的反向负压 $V_{gs_max(-)}$ 。假设上管是受干扰的功率管, 图 9 给出下管开关瞬间上管的等效电路图。根据回路方程可得

$$C_{gd_H} \frac{d(V_{ds_H} - V_{gs_H})}{dt} = C_{gs} \frac{dV_{gs_H}}{dt} + C_{a_H} \frac{dV_{Ca_H}}{dt} \quad (25)$$

$$V_{gs_H} = V_{Ca_H} + R_{g(in)_H} \times C_{a_H} \frac{dV_{Ca_H}}{dt} \quad (26)$$

式中: C_{gd_H} 和 C_{gs_H} 分别为上管密勒电容和栅源极间电容, $R_{g(in)_H}$ 为上管栅极内部寄生电阻。

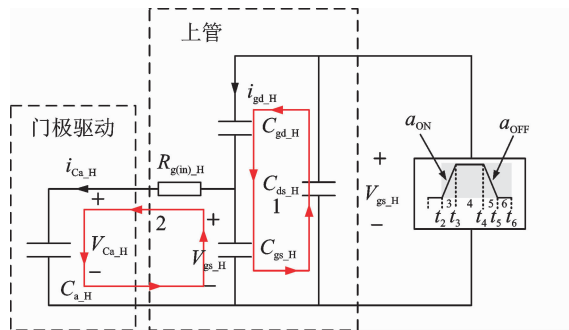


图 9 下管开关瞬态时的上管等效电路

Fig. 9 Equivalent circuit of upper transistor during switch transitions of lower transistor

$$\Delta V = \frac{C_{gd_H} V_{DC}}{A} + \frac{C_{a_H}^2 R_{g(in)_H} C_{gd_H} A}{A^2} \times \left(1 - \frac{-AV_{DC}}{e^{a \times C_{a_H} R_{g(in)_H} C_{iss_H}}} \right) \quad (27)$$

式中: C_{iss_H} 为上管输入电容, A 为 C_{a_H} 和 C_{iss_H} 之和, V_{DC} 为直流母线电压。

在下管开通瞬间, 栅源极干扰电压上升; 在下管关断瞬间, 栅源极干扰电压下降, 其波形如图 10 所示。图中, V_{th} 为功率管阈值电压, $V_{gs(+)_H}$ 为正向串扰电压峰值, V_{2_H} 为驱动负偏置电压, $V_{gs(-)_H}$ 为产生的负向串扰电压峰值, $V_{gsmax(-)}$ 为功率管允许的最大负向电压值。

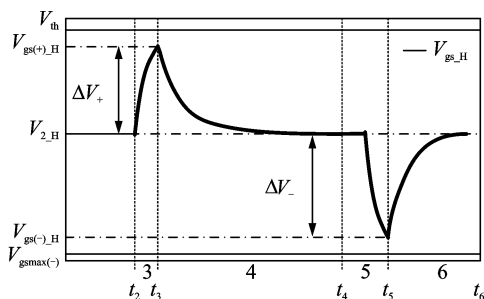


图 10 开关瞬态串扰电压示意图

Fig. 10 Crosstalk voltage during switch transitions

所以, 栅源极正向串扰电压的峰值表示为

$$V_{gs(+)_H} = V_{2_H} + \Delta V_+ = V_{2_H} + \frac{C_{gd_H} V_{DC}}{A} +$$

$$\frac{C_{a_H}^2 R_{g^{(in)}_HC_{gd_H} a_{on}}}{A^2} \times \quad (28)$$

$$\left(1 - \frac{-AV_{DC}}{e^{a_{ON} \times C_{a_H} R_{g^{(in)}_H C_{iss_H}}}}\right)$$

式中: ΔV_+ 表示 $V_{gs^{(+)}_H}$ 与 V_{2_H} 的差值, a_{ON} 为下管开通时 V_{ds_H} 的电压变化率。

同样地, 下管关断瞬间在上管产生的负压表示为

$$V_{gs^{(-)}_H} = V_{2_H} - \Delta V_- = V_{2_H} - \frac{C_{gd_H} V_{DC}}{A} -$$

$$\frac{C_{a_H}^2 R_{g^{(in)}_HC_{gd_H} a_{on}}}{A^2} \times \quad (29)$$

$$\left(1 - \frac{-AV_{DC}}{e^{a_{ON} \times C_{a_H} R_{g^{(in)}_H C_{iss_H}}}}\right)$$

式中: ΔV_- 表示 $V_{gs^{(-)}_H}$ 与 V_{2_H} 的差值, a_{OFF} 为下管关断时 V_{ds_H} 的变化率。

根据前面分析可知, 为了避免桥臂串扰的产生, $V_{gs^{(+)}_H}$ 必须小于 V_{th} , $V_{gs^{(-)}_H}$ 必须大于 $V_{gs_max^{(-)}}$, 即满足以下方程

$$\Delta V_+ + \Delta V_- \leq V_{th} - V_{gs_max^{(-)}} \quad (30)$$

$$V_2 \leq V_{th} - \Delta V_+ \quad (31)$$

$$V_2 \geq V_{gs_max} + \Delta V_- \quad (32)$$

联立式(28~30)可以确定辅助电容 C_a 的取值范围, 根据式(31,32)可以确定负偏置电压的取值范围。

以 CREE 公司型号为 CMF10120 的 SiC MOSFET 为例, 表 2 给出其主要电气参数。在输入电压为 500 V、驱动电阻为 10 Ω 的情况下, 正负向串扰电压之和与辅助电容的关系曲线如图 11 所示。由于 CMF10120 的开启阈值电压为 2.4 V, 栅极最大负向电压为 -5 V, 所以正负向串扰电压之和应该小于 7.4 V, 即辅助电容应大于 58 pF, 同时从图中可看出当辅助电容超过 10 nF 之后, 串扰电压曲线趋于平缓, 辅助电容的效果开始减弱, 所以辅助电容选择范围为 58 pF~10 nF。

栅极负向关断电压与辅助电容的关系曲线如图 12 所示, 图中实线为其上限值, 虚线为其下限值, 负向关断电压取值范围应该小于其上限值, 大于其下限值, 所以栅极负向关断电压的选择范围为 0~-3 V。

表 2 CMF20120D 主要电气参数

Tab. 2 Main electrical parameters of CMF20120D

参数	数值	参数	数值
C_{gd}/pF	7.5	V_{dc}/V	500
C_{gs}/pF	921	$R_{g^{(in)}}/\Omega$	13.6
V_{th}/V	2.4	$a_{ON}/(\text{V} \cdot \text{ns}^{-1})$	17
$V_{gs_max^{(-)}/\text{V}}$	-5	$a_{OFF}/(\text{V} \cdot \text{ns}^{-1})$	14

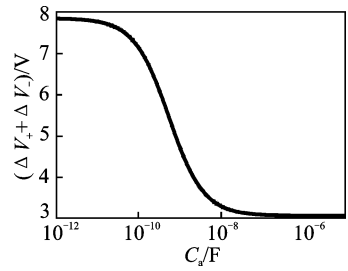


图 11 正负向串扰电压之和与辅助电容的关系曲线

Fig. 11 Effect of assistant capacitance on positive crosstalk voltage

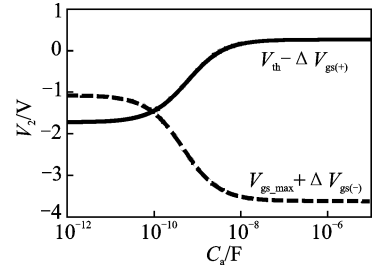


图 12 栅极负向关断电压与辅助电容的关系曲线

Fig. 12 Effect of assistant capacitance on negative turn-off voltage

3 实验验证

3.1 桥臂串扰抑制驱动电路对串扰电压的抑制作用

为了验证抑制桥臂串扰驱动电路的有效性, 设计制作了模块化串扰抑制驱动电路(见图 13), 并在 1 kW PWM 电机驱动实验平台上进行实验验证。实验条件为输入直流电压 600 V, 栅极驱动电阻为 5 Ω , 负载电流为 2.5 A。图 14 及图 15 分别给出下桥臂功率器件开通及关断时, 串扰抑制驱动电路与基本驱动电路桥臂串扰电压的对比测试结果。

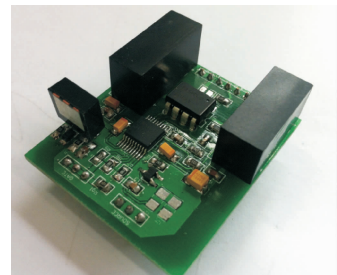


图 13 模块化串扰抑制驱动电路布局

Fig. 13 Layout of modular drive circuit with crosstalk suppression

从图 14、15 中可以看出, 若未加串扰抑制电路, 当下桥臂功率器件开通时, 上桥臂功率器件的正向串扰电压 U_{gs_H} 达到 1.4 V; 当下桥臂功率器

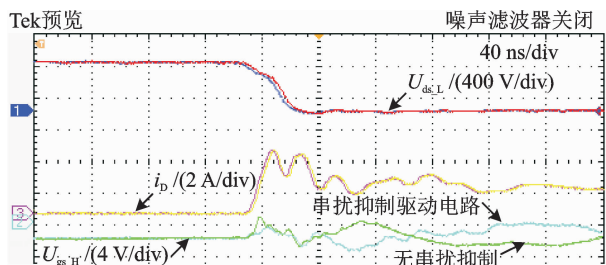


图 14 下桥臂功率器件开通时串扰抑制驱动电路对桥臂串扰电压 U_{gs_H} 的影响

Fig. 14 Test result of crosstalk suppression driver circuit during the turn-on transition of lower transistor

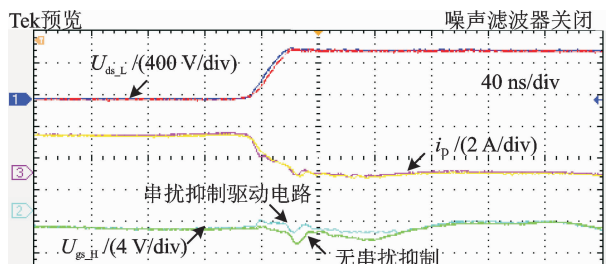


图 15 下桥臂功率器件关断时串扰抑制驱动电路对桥臂串扰电压 U_{gs_H} 的影响

Fig. 15 Test result of crosstalk suppression driver circuit during the turn-off transition of lower transistor

件关断时,上桥臂功率器件的负向串扰电压 U_{gs_H} 达到 -4 V。若驱动电路具有串扰抑制功能,当下桥臂功率开通时,上桥臂功率器件的正向串扰电压 U_{gs_H} 仅为 -0.4 V;当下桥臂功率器件关断时,上桥臂功率器件的负向串扰电压 U_{gs_H} 仅为 -2.6 V。

3.2 栅极驱动电阻对桥臂结构电路串扰现象的影响

为了充分发挥 SiC MOSFET 在桥臂结构电路中高速开关的性能优势,通常采用减小栅极驱动电阻 $R_{g(ext)}$,并选用栅极寄生内阻 $R_{g(in)}$ 较小的 SiC MOSFET,以此实现开关速度进一步提升。在未加串扰抑制功能的驱动电路中,减小驱动电阻 R_g 使 SiC MOSFET 开关瞬态的 du/dt 略有增加,但串扰电压 u_{gs_H} 与驱动电阻 R_g 成正比例关系,桥臂串扰电压 U_{gs_H} 随驱动电阻减小而降低。而在桥臂串扰抑制驱动电路中, SiC MOSFET 开关瞬态的 du/dt 增加,驱动电阻 R_g 却被低阻抗回路旁路。因此,桥臂串扰电压 u_{gs_H} 随驱动电阻减小而增大。

为了验证栅极驱动电阻对桥臂串扰电压的影响,在双脉冲测试电路中进行如下实验验证。实验条件为输入直流电压 600 V, CMF20120D 的栅极寄生内阻 $R_{g(in)}$ 为 5Ω , 栅极驱动电阻 $R_{g(ext)}$ 分别设置为 $3.3, 6.8, 10 \Omega$ 。栅极驱动电阻及栅极寄生内阻共同构成了栅极回路电阻 R_g 。对于无串扰抑制

功能的驱动电路,栅极驱动电阻对桥臂正向串扰电压的影响如图 16 所示,由于下桥臂 SiC MOSFET 的栅极回路电阻 R_g 减小,使下桥臂 SiC MOSFET 开通时间降低,其漏源极电压变化率 du/dt 增大,但由于上桥臂栅极回路电阻 R_g 减小,桥臂串扰电压 U_{gs_H} 随之减小。当栅极外接驱动电阻 $R_{g(ext)}$ 从 10Ω 降低至 3.3Ω 时,上桥臂 SiC MOSFET 的正向串扰电压 U_{gs_H} 从 1.6 V 降低至 0.7 V。对于具有桥臂串扰抑制功能的驱动电路,栅极驱动电阻对桥臂正向串扰电压的影响如图 17 所示,下桥臂 SiC MOSFET 栅极回路电阻 R_g 减小导致其漏源极电压变化率 du/dt 增大,桥臂串扰电压 U_{gs_H} 随 du/dt 增大而增加。当栅极外接驱动电阻 $R_{g(ext)}$ 从 10Ω 降低至 3.3Ω 时,上桥臂 SiC MOSFET 的正向串扰电压 U_{gs_H} 从 -1.4 V 增加至 -0.8 V。

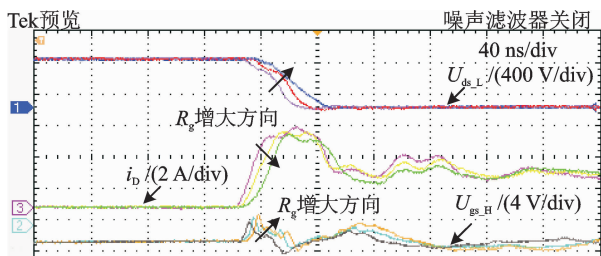


图 16 栅极驱动电阻对正向串扰电压的影响(无串扰抑制功能的驱动电路)

Fig. 16 Effect of gate resistance on positive crosstalk voltage with traditional driver circuit

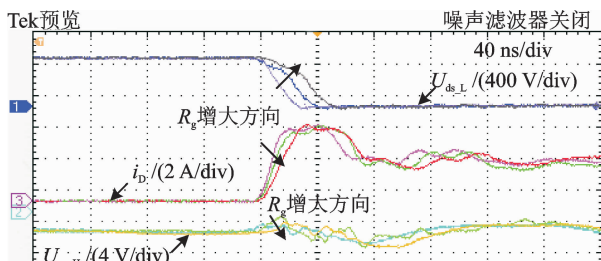


图 17 栅极驱动电阻对正向串扰电压的影响(具有串扰抑制功能的驱动电路)

Fig. 17 Effect of gate resistance on positive crosstalk voltage with crosstalk suppression driver circuit

栅极驱动电阻对桥臂负向串扰电压有相似的影响。对于无串扰抑制功能的驱动电路,栅极驱动电阻对桥臂负向串扰电压的影响如图 18 所示,当栅极外接驱动电阻 $R_{g(ext)}$ 从 10Ω 降低至 3.3Ω 时,上桥臂 SiC MOSFET 的负向串扰电压 U_{gs_H} 从 -4.4 V 增加至 -3.7 V。对于具有桥臂串扰抑制功能的驱动电路,栅极驱动电阻对桥臂负向串扰电压的影响如图 19 所示,当栅极外接驱动电阻 $R_{g(ext)}$ 从 10Ω 降低至 3.3Ω 时,上桥臂 SiC MOSFET 的正向串扰电压 U_{gs_H} 从 -2.8 V 降低至 -3.3 V。

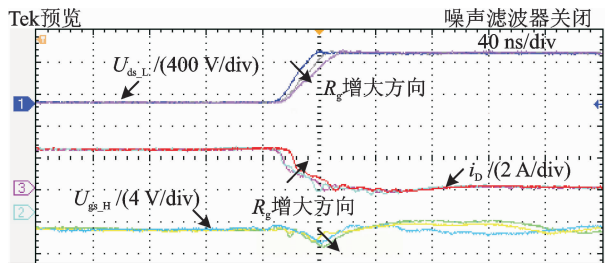


图 18 栅极驱动电阻对负向串扰现象的影响(无串扰抑制功能的驱动电路)

Fig. 18 Effect of gate resistance on negative crosstalk voltage with traditional driver circuit

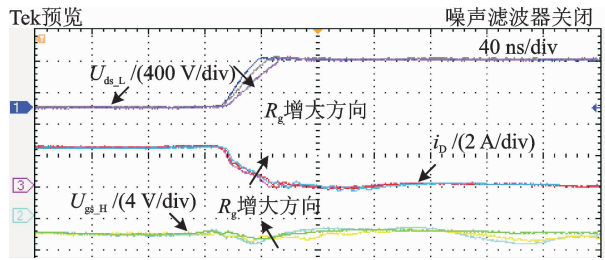


图 19 栅极驱动电阻对负向串扰电压的影响(具有串扰抑制功能的驱动电路)

Fig. 19 Effect of gate resistance on negative crosstalk voltage with crosstalk suppression driver circuit

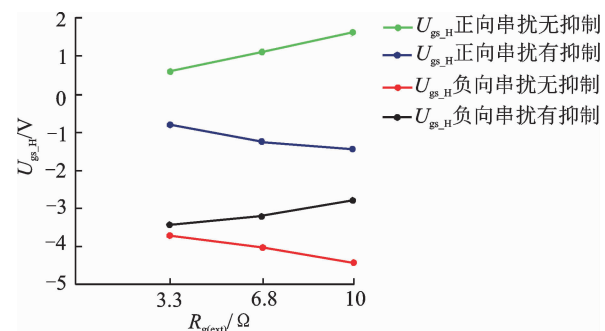


图 20 两种驱动电路中栅极驱动电阻与桥臂串扰电压的关系

Fig. 20 Effect of gate resistance on crosstalk voltage in both traditional and crosstalk suppression driver circuit

两种驱动电路中栅极驱动电阻与桥臂串扰电压的关系如图 20 所示,可以看出,随驱动电阻的增加,无串扰抑制的驱动电路中正负向串扰电压增量都增加,而有串扰抑制的驱动电路中正负向串扰电压增量都减小。

3.3 栅极驱动电阻对桥臂结构电路串扰现象的影响

共源极寄生电感是主功率回路与栅极驱动回路共有的电感。在功率器件开通与关断过程中,漏极电流变化在共源极电感两端形成与栅极驱动电压方向相反的感应电压,叠加在栅极驱动电压上,

降低了功率器件的开关速度。当共源极寄生电感增大时,能够缓解漏源极电压尖峰问题,但功率器件的开关速度随之降低。

为了验证共源极寄生电感 L_s 对桥臂结构电路串扰现象的影响,在双脉冲测试电路中进行如下实验验证。实验条件输入直流电压 U_{DC} 为 600 V,栅极外接驱动电阻 $R_{g(ext)}$ 为 5 Ω 。在主功率与栅极驱动的共同回路中分别串入 25, 50, 75 nH 空心电感,用来模拟共源极寄生电感 L_s 的改变。共源极寄生电感 L_s 对桥臂串扰正向电压的影响如图 21 所示,当共源极寄生电感从 25 nH 增加至 75 nH 时,上桥臂 SiC MOSFET 的正向串扰电压 $U_{gs,H}$ 从 -0.4 V 降低至 -1 V。共源极寄生电感 L_s 对桥臂串扰负向电压的影响如图 22 所示,当共源极寄生电感从 25 nH 增加至 75 nH 时,上桥臂 SiC MOSFET 的负向串扰电压 $U_{gs,H}$ 从 -4 V 增加至 -3.2 V。

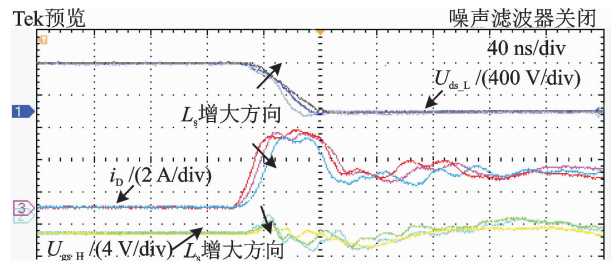


图 21 共源极寄生电感对桥臂结构电路正向串扰现象的影响(具有串扰抑制功能的驱动电路)

Fig. 21 Effect of L_s on positive crosstalk voltage in bridge configuration with crosstalk suppression driver circuit

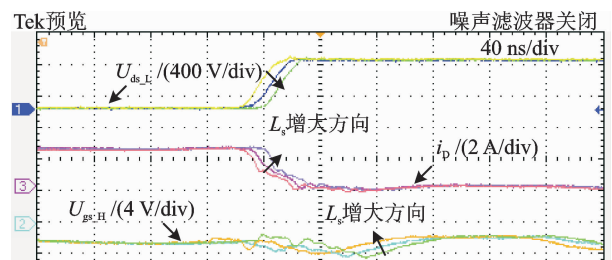


图 22 共源极寄生电感对桥臂结构电路负向串扰现象的影响(具有串扰抑制功能的驱动电路)

Fig. 22 Effect of L_s on negative crosstalk voltage in bridge configuration with crosstalk suppression driver circuit

3.4 宽温度变化范围对桥臂结构电路串扰现象的影响

与相同规格的 Si MOSFET 相比, SiC MOSFET 具有结温较高的优良特性,结合可靠封装技术,使其能够工作在较高结温的恶劣应用场合。由于 SiC MOSFET 在功率循环过程中存在自加热现

象,其工作结温不断升高,故有必要对宽温度变化范围下的 SiC MOSFET 开关特性及桥臂串扰现象进行研究。较宽变化范围的工作结温通过影响 SiC MOSFET 的开关特性,进一步恶化了桥臂结构电路的串扰现象。其具体表现为:在较高工作结温时, SiC MOSFET 的栅极阈值电压 $U_{gs(th)}$ 降低,开通瞬态 du_{ds}/dt 进一步增大,关断瞬态 du_{ds}/dt 则会降低,器件封装内部的栅极内阻 $R_{g(in)}$ 随温度升高而增加。当漏源极电压变化率 du_{ds}/dt 及栅极内阻 $R_{g(in)}$ 增大时,均会使桥臂串扰电压 u_{gs} 相应增大。

为了验证宽变化范围的工作结温对 SiC MOSFET 开关特性及桥臂结构电路串扰现象的影响,在双脉冲测试电路中进行实验验证,测试平台如图 23 所示。对 SiC MOSFET 作绝缘处理,采用数显恒温加热平台对其进行温度调节,其可调温度范围为 $25\sim 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。受加热平台调温作用的影响,当工作环境温度升高时,主功率电路及栅极驱动电路无源元件的特性会发生温度漂移,其耐压值及阻容值 ($T_a = 95\text{ }^{\circ}\text{C}$) 约为常温时 ($T_a = 95\text{ }^{\circ}\text{C}$) 的 80%。因此,为消除加热平台对主功率回路及栅极回路的温度漂移影响,采用强制风冷的冷却方式。

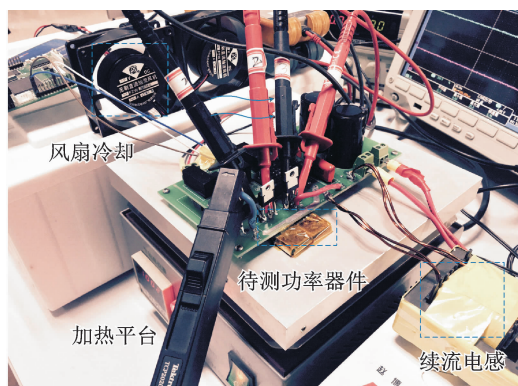


图 23 宽温度变化范围双脉冲测试平台

Fig. 23 Experimental setup of double-pulse test with wide temperature range

为对恒温平台的加热效果及风扇强制冷却效果进行验证,采用 Fluke Ti200 热成像仪对宽温度变化范围双脉冲测试平台进行测试,其红外成像结果如图 24 所示。测试平台 SiC MOSFET 为最高温度点,考虑到不可避免的热量耗散,最终工作温度约为 $95\text{ }^{\circ}\text{C}$,双脉冲测试平台其他工作点温度约为 $25\sim 33\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。因此,在该测试平台可验证宽温度变化范围对 SiC MOSFET 开关特性的影响。

当 SiC MOSFET 工作结温升高时,其栅极阈值电压 $U_{gs(th)}$ 降低,封装内部的栅极寄生电阻 $R_{g(in)}$ 增大。由于米勒平台电压 $U_{plateau}$ 随温度升高而降



图 24 宽温度变化范围双脉冲测试平台红外成像结果

Fig. 24 Infrared imaging test results of double pulse test circuit

低,在较高结温工况下 SiC MOSFET 开通时间减少,关断时间增加。宽温度变化范围下的 SiC MOSFET 开关特性及桥臂串扰现象如图 25 及图 26 所示。较高环境温度 T_a 较大程度恶化了桥臂结构电路的正向串扰现象。

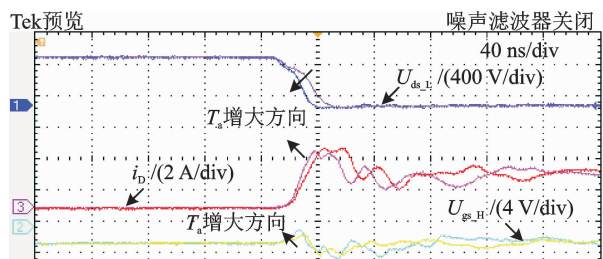


图 25 $T_a = 25, 95\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时 SiC MOSFET 开通特性及正向串扰电压

Fig. 25 Turn-on waveform of SiC MOSFET and positive crosstalk voltage at $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ and $95\text{ }^{\circ}\text{C}$

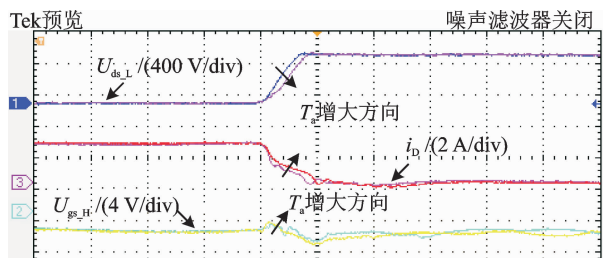


图 26 $T_a = 25, 95\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时 SiC MOSFET 关断特性及负向串扰电压

Fig. 26 Turn-off waveform of SiC MOSFET and negative crosstalk voltage at $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ and $95\text{ }^{\circ}\text{C}$

4 结束语

本文提出了一种抑制 SiC 基桥臂电路串扰问题的方法,利用辅助功率管和辅助电容组成的有源箝位电路在开关管开关期间造就低阻抗回路,在不降低 SiC 功率管高开关速度的同时能够有效抑制桥臂串扰问题。阐述了桥臂串扰产生的机理,深入

分析了新型 SiC 基桥臂串扰抑制驱动电路原理, 讨论了关键参数设计原则, 并通过实验验证该方法的有效性, 同时测试了不同的参数变化对串扰电压的影响。

参考文献

- [1] JOSIFOVIC I, POPOVIC-GERBER J, FERREIRA J A. Improving SiC JFET switching behavior under influence of circuit parasitic[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3843-3854.
- [2] 王学梅. 宽禁带碳化硅功率器件在电动汽车中的应用与研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 371-379.
WANG Xuemei. Researches and applications of wide band-gap SiC power devices in electric vehicles[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 371-379.
- [3] ZHAO Tiefu, WANG Jun, HUANG A Q, et al. Comparisons of SiC MOSFET and Si IGBT based motor drive systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1757-1767.
- [4] 盛况, 郭清, 张军明, 等. 碳化硅电力电子器件在电力系统的应用展望[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30): 1-7.
SHENG Kuang, GUO Qing, ZHANG Junming, et al. Development and prospect of SiC power devices in power grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30): 1-7.
- [5] 钱照明, 张军明, 吕征宇, 等. 我国电力电子与电力传动面临的挑战与机遇[J]. 电工技术学报, 2004, 19(18): 10-22.
QIAN Zhaoming, ZHANG Junming, LÜ Zhengyu, et al. Challenge and opportunity for power electronics and electrical drive in china[J]. Transactions of China Electronics Society, 2004, 19(18): 10-22.
- [6] VRTOVEC R, TRONTELJ J. SiC MOSFETS in automotive motor drive applications and integrated driver circuit[C]// 29th International Conference on Microelectronics. Belgrade, Serbia: [s. n.], 2014: 427-430.
- [7] 许家群, 朱建光, 邢伟, 等. 电动汽车驱动用永磁同步电动机系统效率优化控制研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(7): 81-89.
XU Jiaqun, ZHU Jianguang, XING Wei, et al. Study of efficiency optimization control of permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle [J]. Transactions of China Electronics Society, 2004, 19(7): 81-89.
- [8] BIELA J, SCHWEIZER M, WAFFLER S, et al. SiC versus Si-evaluation of potentials for performance improvement of inverter and DC-DC converter systems by SiC power semiconductors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2872-2882.
- [9] 李红梅, 陈涛, 姚宏祥. 电动汽车 PMSM 退磁故障机理、诊断及发展[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 276-284.
LI Hongmei, CHEN Tao, YAO Hongxiang. Mechanism, diagnosis and development of demagnetization fault for pmsm in electric vehicle[J]. Transactions of China Electronics Society, 2013, 28(8): 276-284.
- [10] ZUSHI Y, SATO S, MATSUI K, et al. A novel gate assist circuit for quick and stable driving of SiC-JFETs in a 3-phase inverter[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition. Disney World, USA: IEEE, 2012:1734-1739.
- [11] WRZECIONKO B, BORTIS D, KOLAR J W. A 120 °C ambient temperature forced air-cooled normally-off SiC JFET automotive inverter system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2345-2358.
- [12] RABKOWSKI J, PEFTITSIS D, NEE H P. Design steps toward a 40-kVA SiC JFET inverter with natural-convection cooling and an efficiency exceeding 99.5%[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(4): 1589-1598.
- [13] ZHANG Zheyu, WANG F, TOLBERT L M, et al. A novel gate assist circuit for cross talk mitigation of SiC power devices in a phase-leg configuration[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, USA: IEEE, 2013: 1259-1265.
- [14] CREE CPWR AN-08. Application consideration for silicon carbide MOSFETs[EB/OL]. Available: <http://www.cree.com>.
- [15] KELLY R, RESS F, SCHWOD D. Optimized gate driver for enhancement-mode SiC JFET[C]// Proceedings of PCIM. Nuremberg, Germany: IEEE, 2009.
- [16] 张旭, 陈敏, 徐德鸿. SiC MOSFET 驱动电路及实验分析[J]. 电源学报, 2013(3): 71-76.
ZHANG Xu, CHEN Min, XU Dehong. SiC MOSFET driver and experimental analysis[J]. Journal of Power Supply, 2013(3): 71-76.
- [17] AVAGO TECHNOLOGIES AN-5314. Active Miller clamp [EB/OL]. Available: <http://www.avagotech.com>.
- [18] CHEN Z, DANILOVIC M, BOROYEVICH D, et al. Modularized design consideration of a general-purpose, high-speed phase-leg PEBB based on SiC MOSFETs[C]// European Conference on Power Electronics and Applications. IASI-Romania: IEEE, 2011:1-10.