

SiC MOSFET在双向无线充电应用中的 开关性能及效率优化研究

凌淳扬, 刘芳, 李昊, 赵杨

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: SiC MOSFET器件具备开关频率高、损耗小、耐高温等特性,应用于无线充电中可以显著提升其功率密度及效率。但在无线充电变换器的控制中很容易出现硬开通、硬关断的情况,这会产生额外的开关损耗。同时,在电磁环境和寄生参数的影响下,开关管门级容易因电压过冲、振荡导致加速老化或损坏。基于上述原因对双向无线充电系统中的开关特性、开关损耗及影响开关可靠性的因素进行分析及仿真验证,最后通过对搭建的双向无线系统样机在满功率和半功率点进行不同驱动参数的对比实验,得出了驱动参数对系统传输效率及门级波形的变化趋势,对双向无线充电系统中SiC MOSFET的应用和效率优化具有一定参考依据。

关键词: 碳化硅场效应器件;无线电能传输;过冲;振荡

中图分类号: TM386 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd24494

Research on Switching Performance and Efficiency Optimization of SiC MOSFET in Bidirectional Wireless Charging Applications

LING Chunyang, LIU Fang, LI Hao, ZHAO Yang

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology,
Heifei 230009, Anhui, China)

Abstract: SiC MOSFET devices have the characteristics of high switching frequency, low loss, and high temperature resistance, which can significantly improve the power density and efficiency when used in wireless charging. However, in the control of the wireless charging converter, hard turn-on and hard turn-off are easy to occur, which will generate additional switching losses. At the same time, under the influence of the electromagnetic environment and parasitic parameters, the gate stage of the switch tube is prone to accelerated aging or damage due to voltage overshoot and oscillation. Based on the above reasons, the switching characteristics, switching losses and factors affecting the reliability of the switch in the bidirectional wireless charging system were analyzed and verified by simulation. Finally, through the comparison experiment of different driving parameters at the full power and half power point of the built bidirectional wireless system prototype, the change trend of driving parameters on system transmission efficiency and gate-level waveform was obtained, which has a certain reference for the application and efficiency optimization of SiC MOSFET in bidirectional wireless charging system.

Key words: silicon carbon MOSFET(SiC MOSFET); wireless power transfer(WPT); overshoot; oscillation

随着双碳目标的提出,全球汽车产业在快速电动化的同时又在向着智能化和网联化两个方向布局。无线电能传输技术(wireless power transfer, WPT)从物理上解决了充电时的线缆束缚,它在安全、便捷的同时也是实现无人驾驶的必要条件。随着电动汽车保有量的不断扩大,充电负荷又将对电力系统带来较大冲击,通过双向无线电能传输(bidirectional wireless power transfer, BW-

PT)等技术进行车网互动是未来发展的一个必然趋势,利用车载电池与电网双向沟通,削峰填谷,可对电网起到一定支撑作用。

SAE J2954, IEC 61980等标准约束WPT系统的运行频率为85 kHz左右^[1]。在这个频率下,传统的Si器件已经无法满足充电设备在功率密度和开关损耗等方面的要求。作为第三代宽禁带功率器件的代表,碳化硅金属氧化物半导体场效

应晶体管(silicon carbon MOSFET, SiC MOSFET)具有耐高压、耐高温和开关损耗低等优良特性。然而,由于BWPT系统较WPT系统更为复杂,一味的追求效率而忽视可靠性问题可能会加速系统的老化,进而导致系统的损坏。

目前,对于无线充电系统的效率研究大多基于控制策略或是磁耦合机构展开,对于变换器侧损耗的研究较少,故结合上述基础,本文将围绕双向无线充电系统中的开关性能与效率进行分析,并通过实验得出变换器的参数对BWPT系统传输效率及SiC MOSFET开关性能的影响规律。

1 BWPT系统结构及开关特性

1.1 双边LCC补偿拓扑结构

双边LCC补偿的BWPT变换器拓扑结构如图1所示^[2]。其中, U_1 为输入电压, U_2 为负载电压, C_3 和 C_4 为输入侧和负载侧直流电容, $S_1 \sim S_4$, $Q_1 \sim Q_4$ 构成原副边全桥变换器电路,磁耦合线圈的原边自感为 L_1 ,副边自感为 L_2 , M 为互感,谐振腔中,除了两个磁耦合线圈外,还包含谐振器件 L_{f1} , L_{f2} , C_{f1} , C_{f2} , C_1 , C_2 。 $i_{1(t)}$ 与 $i_{2(t)}$ 分别为原边变换器桥臂侧电流和副边变换器桥臂侧电流,而 $u_{1(t)}$ 和 $u_{2(t)}$ 则为原副边LCC补偿网络两端电压。

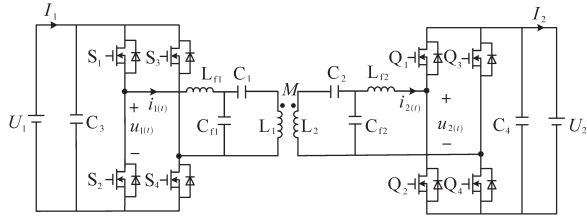


Fig.1 Topological diagram of bilateral LCC compensation BWPT converter

1.2 BWPT系统开关特性分析

在BWPT系统的控制中,一般采用移相调制的策略,在上述拓扑中,最多可以采用三个自由度的移相控制。定义 α , β 分别为原副边变换器控制波形的内移相角, γ 为原副边变换器控制波形之间的外移相角,通过对这三个自由度的控制,可以实现对BWPT系统传输功率及传输方向的控制^[3]。系统变换器的开关角频率 ω 等于补偿网络谐振角频率 ω_0 时,根据基波分析法及KVL定律,可以得到其功率传输表达式:

$$P_{out} \approx \frac{8}{\pi^2 \omega_0 L_{f1} L_{f2}} M U_1 U_2 \sin \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\beta}{2} \sin \gamma \quad (1)$$

当 $\alpha=\beta=90^\circ$, $\gamma=90^\circ$,系统工作在半功率点,此

时所有开关管均为硬开通,其对应的控制波形及输出波形模态图如图2所示。而在 $\alpha=\beta=180^\circ$ 时,系统工作在满功率点。

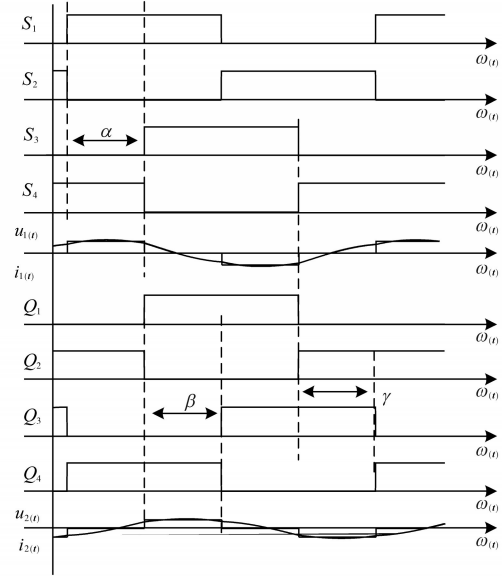


Fig.2 BWPT control signal modal diagram

2 BWPT系统SiC MOSFET应用分析

2.1 BWPT系统损耗分析

在图1所述的变换器拓扑图中,损耗主要分为变换器损耗和谐振腔损耗两部分,变换器的损耗主要由开关管产生,而谐振腔的损耗则是由无源器件的内阻产生^[4]。本文主要研究变换器侧的损耗。将变换器的损耗定义为 P_{T_loss} ,其主要由开关损耗 P_{sw} ,正向通态损耗 P_{cr} ,反向导通损耗 P_{cf} 构成, $P_{T_loss} = P_{sw} + P_{cr} + P_{cf}$,其中

$$P_{sw} = 8 \cdot \frac{1}{2} U_{ds} \cdot I_d \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_{sw} \quad (2)$$

$$P_{cr} = 4 \cdot I_{rms_1}^2 \cdot R_{ds(on)_1} + 4 \cdot I_{rms_2}^2 \cdot R_{ds(on)_2} \quad (3)$$

$$P_{cf} = 4 \cdot I_{rms_1}^2 \cdot R_{sd(on)_1} + 4 \cdot I_{rms_2}^2 \cdot R_{sd(on)_2} \quad (4)$$

式中: U_{ds} 为开关管两端的电压; I_d 为流过开关管的电流; t_{on} 为开通时间; t_{off} 为关断时间; f_{sw} 为开关频率; I_{rms_1} , I_{rms_2} 分别为流过原、副边开关管的平均电流; $R_{ds(on)_1}$, $R_{ds(on)_2}$, $R_{sd(on)_1}$, $R_{sd(on)_2}$ 分别为原、副边开关管和续流二极管的通态电阻。

2.2 BWPT系统开关特性分析

在2.1节对变换器损耗的分析的表达式中,开关损耗会受开启和关断的速度影响,而开启和关断速度又主要由门级开启电阻 $R_{g(on)}$ 和关断电阻 $R_{g(off)}$ 影响,实际中,开关速度并不是越快越好, SiC MOSFET的开关性能亦会受自身的寄生参数如输

入电容 C_{iss} 和输出电容 C_{oss} 及PCB中的寄生参数加上器件内部的杂散参数,如共源电感 L_s 、总漏极电感 L_d 、栅极回路的自感 L_g 等影响^[5]。图3为典型的SiC MOSFET等效驱动开关模型图。

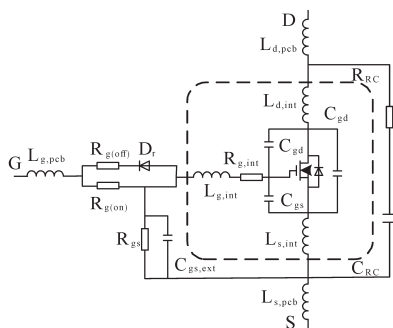


图3 SiC MOSFET驱动等效模型

Fig.3 SiC MOSFET driver equivalent model

图3中,虚线框内为SiC MOSFET内部等效模型,其中 $C_{iss}=C_{gd}+C_{gs}$, $C_{oss}=C_{ds}$,由器件本身决定。虚线框外则为驱动外围器件与PCB寄生参数。

在器件开启或关闭时,在寄生电感、寄生电路的相互作用下,形成振荡回路,取BWPT系统中的 S_1 、 S_2 为一组半桥,设 L_{total} 为功率回路的寄生电感之和, C_{total} 为功率回路等效并联电容之和, R_{total} 为功率环路寄生电阻之和,可以简化成一个典型RLC谐振电路,其振荡角频率为

$$\omega_0' \approx \frac{1}{\sqrt{L_{total}C_{total}}} \quad (5)$$

阻尼率为

$$\zeta = \frac{R_{total}}{2\sqrt{\frac{L_{total}}{C_{total}}}} \quad (6)$$

系统的临界阻尼位于:

$$R_{total} = 2\sqrt{\frac{L_{total}}{C_{total}}} \quad (7)$$

在BWPT系统85 kHz的开关频率下, di/dt 和 du/dt 非常大,巨大的变化率会使寄生电感和寄生电容产生巨大的电压过冲和电流过冲,电压变化率通过已关断开关管的米勒电容 C_{gd} 串入驱动回路,产生漏电流 i_{gd} 并流入 R_g 和 C_{gs} ,如此泄放产生栅极感应电压,形成串扰问题,并影响器件开关,在硬开关时,这种现象更会加剧,具体表现为某开关管开关状态发生改变时,在互补开关管的栅源级产生正负电压尖峰。

对于SiC MOSFET而言,其负电压耐受能力要远低于Si器件,如Wolf speed公司的第三代SiC

MOSFET产品,其关断电压最小值为-8 V,若驱动采用负压关断,则极易出现因负尖峰超过阈值而导致器件损坏,而正尖峰则可能导致器件二次开通,造成额外的开关损耗及潜在的上下桥臂直通风险。实际中,这些参数均与驱动电路存在关联,因此,驱动电路在SiC MOSFET的应用中显得尤为重要。

2.3 SiC MOSFET 开关性能的改善

对于2.2节所述问题的分析可知,通过增大门级电阻,在栅源级并联一个额外的电容 $C_{gs,ext}$,在漏源加入RC缓冲电路均有助于降低串扰,提升驱动电路的可靠性,降低振荡带来的损耗,但这也带来额外的无源损耗及开关损耗,PCB的优化可以降低回路寄生电感,进而直接降低振荡,在功率模块附近增加一个直流解耦电容 C_{Dec} 也可以减少寄生电感的影响,参照文献[6],在功率模块附近并接一个0.94 μF 的轴向高频无感电容以改善开关性能。对于使用有源串扰抑制,则需要增加更多的器件,使电路和控制变得复杂。若将这些因素全部考虑,进行定量的最优化分析较为困难。故在下一章节的实验中,将研究不同的门级电阻参数、电容 $C_{gs,ext}$ 的参数、RC缓冲电路的参数及直流解耦电容 C_{Dec} 对双向无线充电系统在满载和半载两种状态下传输效率及串扰电压的对比。

3 仿真及实验

3.1 实验平台的搭建与主电路参数的设定

搭建了一套以TMS320F28335 DSP芯片及EPM1270T144I5N CPLD芯片为控制核心的BWPT系统样机,其设计指标为: $P_{max}=11$ kW, $U_1=U_2=0\sim 500$ V, $L_1=250.3$ μH , $L_2=252.2$ μH , $M=62.74$ μH , $L_{f1}=L_{f2}=28.58$ μH , $C_{f1}=C_{f2}=123.6$ nF, $C_1=C_2=16.32$ nF, $C_3=C_4=410$ μF , $f=85$ kHz。功率管选用Wolf speed CCB021M12FM3,其主要参数为: $V_{ds,max}=1200$ V, $I_d=51$ A, $R_{ds}=21$ m Ω ,推荐开启电压 $V_{gs(on)}=15$ V,最大为19 V,关断电压 $V_{gs(off)}=-4$ V,最小为-8 V。驱动芯片采用Broadcom公司的ACPL-31JT商用芯片,它是一个输出电流2.5 A,最大开关速度250 ns的汽车级隔离性门级驱动器,具备1.9 A的主动米勒钳位,退饱和检测,故障保护等功能,此外,在主功率板的设计部分还通过ANSYS Q3D软件提取了寄生参数,并在制板前,通过对器件的布局优化,走线的优化,铜皮差分铺

设优化等方式进一步降低寄生参数,并最终完成主功率板的制板。主功率板的寄生参数 $L_{d,pcb}=31.65\text{ nH}$, $L_{g,pcb}=46.48\text{ nH}$, $L_{s,pcb}=9.93\text{ nH}$ 。搭建完成的实验平台样机如图4所示。

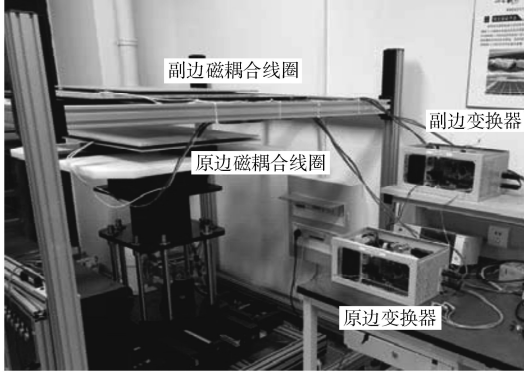


图4 BWPT系统实验平台样机

Fig.4 BWPT system experimental platform prototype

3.2 串扰特性的仿真实验

在2.2节中分析了串扰问题,为验证在BWPT系统中的串扰特性,本节搭建了双向无线充电LTspice仿真模型,忽略PCB寄生参数,温度参数不变。选取 $U_1=U_2=300\text{ V}$, $V_{gs(on)}=15\text{ V}$, $V_{gs(off)}=-4\text{ V}$, $R_{g(on)}=2.7\text{ }\Omega$, $R_{g(off)}=2.7\text{ }\Omega$ 。满功率仿真结果如图5所示。

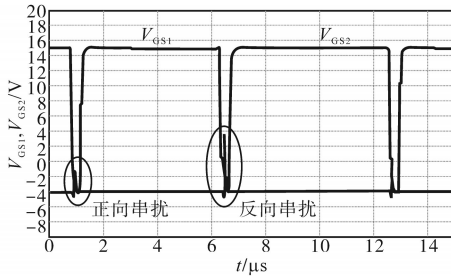


图5 串扰波形仿真示意图

Fig.5 Crosstalk waveform simulation diagram

从仿真中可以看出,上管关断时, V_{gs1} 的波形串扰较为严重,而串扰电压峰值是威胁BWPT系统变换器可靠性的关键,故在实验中,通过观察原边的 S_1 开关管及副边的 Q_1 开关管的电压波形正负峰值来作为可靠性分析的依据。

3.3 改变门级电阻 $R_{g(on)}$ 和 $R_{g(off)}$ 参数的实验

在本节,选取三种不同的门级电阻参数,运用于所有开关管,为确保变参数实验的安全性,选取 $U_1=U_2=100\text{ V}$,此时满功率点功率为1.1 kW,半功率点功率为550 W。其余参数 $V_{gs(on)}=15\text{ V}$, $V_{gs(off)}=-4\text{ V}$, $C_{gs,ext}=3.3\text{ nF}$, $R_{RC}=9.4\text{ }\Omega$, $C_{RC}=1\text{ nF}$, $C_{Dec}=1\text{ }\mu\text{F}$,死区时间100 ns。实验结果如表1所示。

表1 改变门级电阻实验结果

Tab.1 Experiment results of variable gate resistance

门级电阻取值	功率点	S_1 正峰值/V	S_1 负峰值/V	Q_1 正峰值/V	Q_1 负峰值/V	传输效率/%
$R_{g(on)}=2.7\text{ }\Omega$, $R_{g(off)}=1.0\text{ }\Omega$	满功率	-0.3	-6.7	2.2	-6.8	92.7
	半功率	4.4	-7.9	-1.2	-7.0	90.9
$R_{g(on)}=5.1\text{ }\Omega$, $R_{g(off)}=2.7\text{ }\Omega$	满功率	-0.6	-4.3	1.5	-6.4	94.0
	半功率	2.3	-6.4	-1.5	-6.6	91.8
$R_{g(on)}=10.0\text{ }\Omega$, $R_{g(off)}=5.1\text{ }\Omega$	满功率	-0.7	-3.2	-0.6	-5.2	93.2
	半功率	1.6	-5.0	-1.8	-4.8	91.6

由实验数据可得,随着门级电阻的增大,串扰电压峰值呈减小趋势,传输效率在 $R_{g(on)}=5.1\text{ }\Omega$, $R_{g(off)}=2.7\text{ }\Omega$ 时取得最大。选取半功率点处的两组数据,对比波形如图6所示。

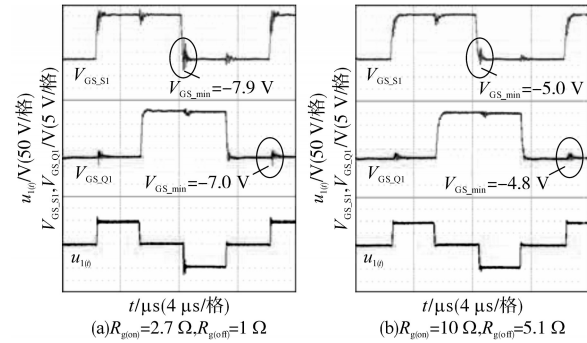


图6 改变门级电阻对比实验图

Fig.6 Comparison experiment diagram of variable gate resistance

图6a中,较大的门级波形振荡及串扰正峰值是造成额外损耗的原因,而图6b中门级波形振荡显著改善,但也因更慢的开关速度,较最大效率点丢失了一些效率,符合先前的推论。

3.4 改变并联电容 $C_{gs,ext}$ 参数的实验

在本小节,选取三种不同的 $C_{gs,ext}$ 参数,运用于所有开关管,因上一节实验中 $R_{g(on)}=10\text{ }\Omega$, $R_{g(off)}=5.1\text{ }\Omega$ 时降低的串扰幅度较大,而丢失的损耗较小,故选取这组门级电阻参数进行本节实验,其余参数保持不变。实验结果如表2所示。

表2 改变并联电容 $C_{gs,ext}$ 实验结果

Tab.2 The experimental results of variable parallel capacitance $C_{gs,ext}$

$C_{gs,ext}$ 取值	功率点	S_1 正峰值/V	S_1 负峰值/V	S_2 正峰值/V	S_2 负峰值/V	传输效率/%
$C_{gs,ext}=0.0\text{ nF}$	满功率	0.6	-3.8	2.7	-6.8	93.7
	半功率	3.6	-4.4	0.4	-4.6	92.0
$C_{gs,ext}=1.0\text{ nF}$	满功率	-0.5	-3.6	1.0	-6.1	93.4
	半功率	2.5	-4.6	-0.6	-5.2	91.8
$C_{gs,ext}=4.4\text{ nF}$	满功率	-0.8	-3.2	-0.5	-5.6	93.0
	半功率	1.6	-5.0	-1.7	-5.0	91.6

由实验数据可得,在栅源级并联一个电容 $C_{gs,ext}$ 可以有效地吸收串扰正负峰值,对正峰值的

吸收效果更显著,且对传输效率的影响较小,但若并联的电容选取过大,则会影响 C_{iss} 值,使串扰负峰值不降反增。选取半功率点处的两组数据,对比波形如图7所示。

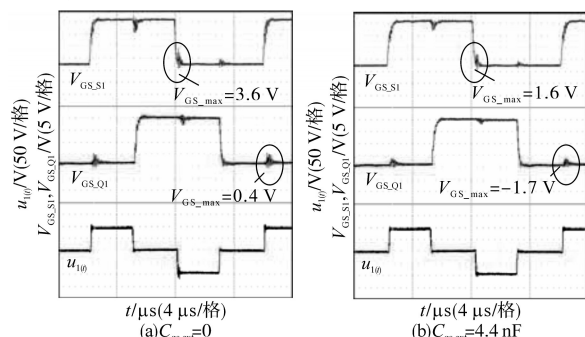


图7 改变并联电容 $C_{gs,ext}$ 对比实验图

Fig.7 Comparison experiment diagram of variable

parallel capacitance $C_{gs,ext}$

3.5 改变RC缓冲电路参数的实验

在本节,选取三种不同的RC缓冲电路参数,运用于所有开关管,选取 $C_{gs,ext}=3.3$ nF,其余参数保持不变。实验结果如表3所示。

表3 改变RC缓冲电路实验结果

Tab.3 Experiment results of variable RC snubber circuit

RC缓冲电路取值	功率点	S_1 正峰值/V	S_1 负峰值/V	S_2 正峰值/V	S_2 负峰值/V	传输效率/%
无RC缓冲电路	满功率	0.1	-3.4	0.3	-5.1	94.2
	半功率	2.4	-5.4	-0.5	-6.2	91.4
$R_{RC}=9.4\ \Omega$	满功率	-0.5	-3.4	-0.4	-5.6	94.1
$C_{RC}=0.33\text{ nF}$	半功率	1.9	-5.1	-1.1	-5.3	92.0
$R_{RC}=9.4\ \Omega$	满功率	-0.7	-3.5	-0.7	-5.0	92.7
$C_{RC}=2.00\text{ nF}$	半功率	1.5	-5.0	-1.6	-4.6	90.5

由实验数据可得,在漏源级加入RC缓冲电路可以一定程度上降低串扰电压的正负峰值,在开关管换相点处尤为显著,但随着RC缓冲电路电容取值的加大,吸收效果得到的改善效果有限,且对传输效率有一定影响,选取半功率点处的两组数据,对比波形如图8所示。

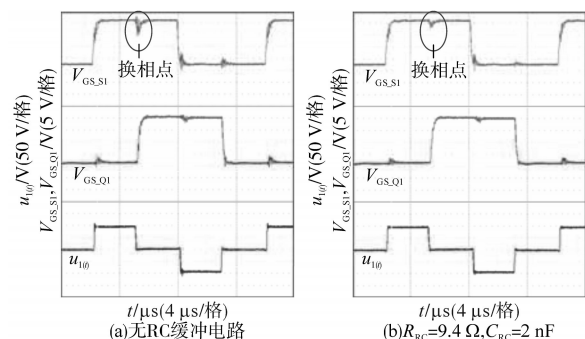


图8 改变RC缓冲电路对比实验图

Fig.8 Comparison experiment diagram of

variable RC snubber circuit

3.6 改变母线去耦电容 C_{Dec} 参数的实验

在本节,选取三种不同的直流母线去耦电容 C_{Dec} 参数,选取 $R_{RC}=9.4\ \Omega$, $C_{RC}=1$ nF,其余参数保持不变。实验结果如表4所示。

表4 改变并联电容 C_{Dec} 实验结果

Tab.4 The experimental results of variable parallel capacitance $C_{gs,ext}$

C_{Dec} 取值	功率点	S_1 正峰值/V	S_1 负峰值/V	S_2 正峰值/V	S_2 负峰值/V	传输效率/%
$C_{Dec}=0.00\ \mu\text{F}$	满功率	-1.6	-4.8	-0.4	-6.6	92.8
	半功率	1.4	6.2	-1.4	5.8	91.2
$C_{Dec}=0.47\ \mu\text{F}$	满功率	-1.7	-4.8	-0.5	-6.2	92.7
	半功率	1.3	-6.0	-1.6	-6.0	91.0
$C_{Dec}=0.94\ \mu\text{F}$	满功率	-2.0	-4.8	-1.3	-5.2	93.1
	半功率	1.1	-5.8	-2.4	-5.6	91.2

由实验数据可得,在功率模块附近增加一个直流解耦电容 C_{Dec} 可以一定程度上降低串扰电压的振幅,在开关换相点较为显著,因解耦电容直接作用于寄生参数,实验结果也表明其对传输效率基本没有影响,实验中产生的偏差可以认为是误差所致。选取半功率点处的两组数据,对比波形如图9所示。

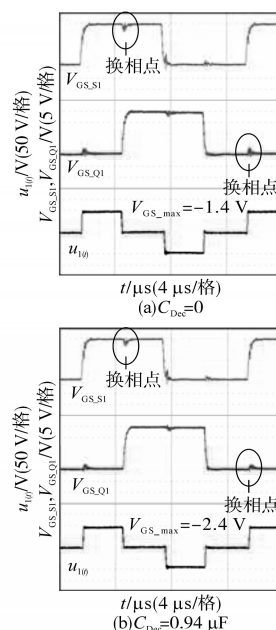


图9 改变并联电容 C_{Dec} 对比实验图

Fig.9 Comparison experiment diagram of variable

parallel capacitance C_{Dec}

4 结论

本文针对双向无线充电系统中变换器侧损耗进行了简要的分析,并结合SiC MOSFET的特性,对影响其开关性能的因素进行了论述及仿真(下转第27页)

- [14] 林弘毅,伍梁,郭潇,等. 高功率密度SiC静止无功补偿器强迫风冷散热综合建模及优化设计方法[J]. 电工技术学报, 2021,36(16):3446-3456.
- LIN Hongyi, WU Liang, GUO Xiao, et al. A comprehensive model of forced air cooling and optimal design method of high power density SiC-static var generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(16): 3446-3456.
- [15] VICEDO M M V, CRUZ F R G, GARCIA R G. Copper coin over thermal via in pcb for thermal management of 12W[C]//2020 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS), IEEE, 2020.
- [16] LIU W, YUREK A, CHEN Y, et al. A high power density thermal management approach using multi-PCB distributed cooling (MPDC) structure[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Baltimore: MD, 2019:4181-4188.
- [17] SHEN Y, WANG H, BLAABJERG F, et al. Thermal modeling and design optimization of PCB vias and pads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(1): 882-900.
- [18] PATTNAYAK R A, BASKAR B M. Thermal and electro-thermal analysis of DC-DC converter for 3 wheeler electric vehicle [C]//2020 IEEE 8th Electronics System-Integration Technology Conference, Norway: IEEE, 2020: 1-5.
- [19] 贾英杰,肖飞,罗毅飞,等. 基于场路耦合的大功率IGBT多速率电热联合仿真方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(9): 1952-1961.
- JIA Yingjie, XIAO Fei, LUO Yifei, et al. Multi-rate electro-thermal simulation method for high power IGBT based on field-circuit coupling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(9): 1952-1961.
- [20] YANG S S, SOH J H, KIM R Y. Parasitic inductance reduction design method of vertical lattice loop structure for stable driving of GaN HEMT[C]//IEEE International Future Energy Electronics Conference, Singapore: IEEE, 2019: 1-8.

收稿日期:2022-08-09

修改稿日期:2022-10-05

(上接第17页)

验证。最后搭建了一台双向无线充电系统样机,对样机进行变参数对比实验,得到了这些参数对双向无线充电系统满功率点和半功率点下的效率及门级驱动波形串扰的影响趋势,这对无线充电系统中SiC MOSFET的效率优化及开关性能的改善具有一定指导意义。

参考文献

- [1] IEC/TS 61980—3—2019. Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems—part 3: specific requirements for the magnetic field wireless power transfer systems[S]. Switzerland: International Electrotechnical Commission, 2019.
- [2] PATIL D, MCDONOUGH M K, MILLER J M, et al. Wireless power transfer for vehicular applications: overview and challenges[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 4(1): 3-37.
- [3] 刘方,陈凯楠,蒋烨,等. 双向无线电能传输系统效率优化控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(5): 891-901.
- LIU Fang, CHEN Kainan, JIANG Ye, et al. Research on efficiency optimization control strategy of two-way wireless power transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(5): 891-901.
- [4] MEHRI S, AMMARI A C, SLAMA J B H, et al. Design optimization of multiple-layer PSCs with minimal losses for efficient and robust inductive wireless power transfer[J]. IEEE Access, 2018, 6: 31924-31934.
- [5] PAREDES Camacho A. Active gate drivers for high-frequency application of SiC MOSFETs[D]. Barcelona: Universitat Politècnica de Catalunya, 2020.
- [6] CHEN Z, BOROYEVICH D, MATTAVELLI P, et al. A frequency-domain study on the effect of DC-link decoupling capacitors [C]//Proceedings of the Energy Conversion Congress & Exposition, IEEE, 2013: 1886-1893.

收稿日期:2022-07-14

修改稿日期:2022-10-08