

三相四线制软开关 SiC 逆变器软开关工况分析

朱应峰, 何 宁, 胡长生, 徐德鸿
(浙江大学电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 逆变电源的开关频率上限受到功率器件的动态损耗限制, 导致较大的输出滤波元件的体积。零电压开关正弦脉宽调制(ZVS-SPWM)三相四线制逆变器电路只需引入 1 个辅助开关和 2 个较小的无源元件, 就可以实现电路中所有开关器件的零电压开关。重点分析了 SiC MOSFET 寄生电容对零电压开关实现的影响, 并在此基础上探讨了等效寄生电容值的提取方法, 修正了零电压开关条件和功率器件电流、电压应力的计算值。最后在 10 kW SiC MOSFET 三相四线制零电压开关逆变器实验平台进行了验证。

关键词: 三相四线制零电压开关逆变器; 零电压开关正弦脉宽调制; 寄生电容

Analysis of Soft Switching Condition for Three-phase Four-wire Soft Switching SiC Inverter

ZHU Yingfeng, HE Ning, HU Changsheng, XU Dehong
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The switching frequency of an inverter is mainly limited by the dynamic loss of power devices, which leads to the large volume of the output filter element. With the introduction of one auxiliary switch and two small passive components, a three-phase four-wire inverter circuit under zero-voltage-switching sinusoidal pulse width modulation (ZVS-SPWM) can realize the ZVS of all switches in the circuit. In this paper, the influence of SiC MOSFET parasitic capacitance on the realization of ZVS is analyzed in detail. On this basis, the extraction method for equivalent parasitic capacitance is discussed, and the calculated values of ZVS condition together with the current and voltage stress of power devices are corrected. Finally, the theoretical analysis was verified on an experimental platform of a 10 kW SiC MOSFET three-phase four-wire ZVS inverter.

Keywords: three-phase four-wire zero-voltage-switching inverter; zero-voltage-switching sinusoidal pulse width modulation(ZVS-SPWM); parasitic capacitance

三相四线制逆变器广泛应用于不间断供电电源, 未来将广泛应用于微网和分布式新能源发电系统。三相四线制逆变器开关频率上限主要受到功率器件动态损耗的限制, 导致较大的输出滤波元件的体积, 最终限制了逆变器的小型化。

软开关技术已广泛应用于三相逆变器。文献[1]提出了直流侧谐振 RDCL(resonant DC link)逆变器;

文献[2]提出了辅助谐振变换级 ARCP(auxiliary resonant commutated pole); 文献[3]提出了耦合电感零电压转换逆变器; 文献[4]提出了准谐振直流环节三相四线制逆变器; 文献[5]提出了辅助谐振换向极三相四线制逆变器。针对本文研究的直流侧谐振逆变器, 文献[6~7]提出了适用于三相三线制逆变器的零电压开关空间矢量调制 ZVS SVM(zero-voltage-switching space vector modulation)方法。基于 ZVS SVM 方法原理, 文献[8]提出了适用于三相四线制逆变器的零电压开关正弦脉宽调制 ZVS-SPWM(zero-voltage-switching sinusoidal pulse width modulation)方法, 该电

收稿日期: 2017-02-13; 修回日期: 2018-03-06

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目(51337009)

Project Supported by the Key Program of National Natural Science Foundation of China(51337009)

路只需引入 1 个辅助开关和 2 个较小的无源元件,就可以实现电路中所有开关器件的零电压开关。基于 ZVS-SPWM 方法,软开关辅助电路只有当负荷电流从逆变桥臂的反并联二极管到同一桥臂对偶的主开关换流时,才动作一次,其他时刻该逆变器的工作类似 PWM 逆变器。

宽禁带器件 SiC MOSFET 的输出电容呈现非线性,其容值会随所承受的电压变化。文献[9]指出, SiC MOSFET 的输出电容 C_{oss} 与管压的均方根成反比。以 SiC MOSFET 器件 C2M0025120D 为例,电压较低时输出电容可达几 nF,电压较高时只有数百 pF。由于零电压开关的实现条件与谐振电容有关,谐振电容包含开关器件的输出电容和外并联电容,而在谐振过程中 SiC MOSFET 的端电压在 0 和最高值之间变化,这样谐振电容容值也随着管压变化,造成理论分析变差。因此针对 SiC MOSFET 的输出电容非线性的特点,改进零电压开关条件的分析和参数设计方法是有必要的。

本文首先简单介绍了阻性负载下三相四线制零电压开关逆变器 ZVS SPWM 方法,分析了 SiC MOSFET 的输出电容非线性对零电压开关条件和器件应力的影响,提出了开关器件等效输出电容值的提取方法,修正了零电压开关条件和器件应力的计算值。最后在一台应用 SiC MOSFET 器件的 10 kW 三相四线制零电压开关逆变器平台上进行了实验验证。

1 ZVS SPWM 方法简介

图 1 所示为三相四线制零电压开关逆变器拓扑。相比传统硬开关拓扑,直流母线串联了一个辅助支路,该辅助支路包含辅助开关 S_7 、箝位电容 C_c 和谐振电感 L_r 。在三相桥臂的主开关反并联二极管向主开关换流之前,关断辅助开关 S_7 ,谐振电感与电路中的谐振电容 ($C_{r1} \sim C_{r7}$) 发生谐振,将三相桥臂两端的电压 V_{bus} 谐振到 0,为主开关创造零电压开通的条件。

以三相平衡阻性负载为例分析换流过程,三相负载电压 (u_a, u_b, u_c) 和三相滤波电感电流 (i_a, i_b, i_c) 如

图 2 所示。根据三相电感电流的极性,可以把整个工频周期分成 6 个区域。后文均以区域 1 为例进行分析,在该区域中 A 相滤波电感电流为正,而 B 相和 C 相滤波电感电流为负。这里忽略 LC 滤波器引起的电流相移,假定负荷电流近似等于电感电流。

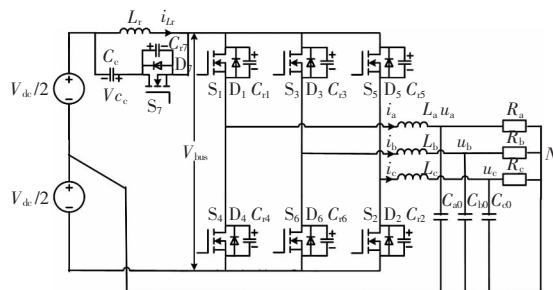


图 1 三相四线制零电压开关逆变器拓扑

Fig.1 Topology of three-phase four-wire ZVS inverter

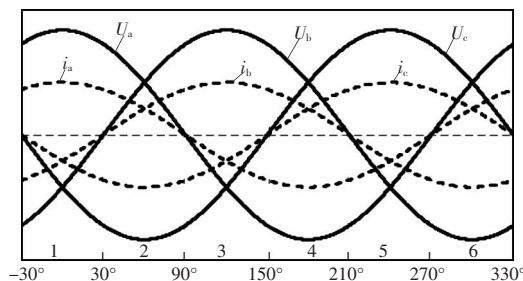


图 2 三相负载电压和电感电流示意

Fig.2 Schematic of three-phase load voltages and inductive currents

图 3 所示为传统硬开关三相四线制逆变器采用的 SPWM 方法,其中 U_{ms}, U_{mb} 和 U_{mc} 分别为 ABC 三相的调制波, $V_{gs,s1}, V_{gs,s3}$ 和 $V_{gs,s5}$ 分别为主开关 S_1, S_3 和 S_5 的驱动电压。以 C 相换流过程为例,图 4 和图 5 分别为 C 相上桥臂导通和 C 相下桥臂导通的等效电路。由图可知,当 C 相由上桥臂导通切换至下桥臂导通时,存在 1 次从反并联二极管 D_5 向主开关 S_2 的换流。在一个开关周期内共存在 3 次不同时刻的反并联二极管向主开关换流,因此辅助支路需要工作 3 次以实现所有开关的零电压开通。为了减少辅助支路工作次数,降低调制的复杂度,将图 3 中 3 次反并联二极管向主开关换流的时刻平移到同一时刻,并保持各相占空比不变,如图 6 所示,应用此改进调制方法,辅助支路只需要工作 1 次就可以实现所有主开关的零电压开通。

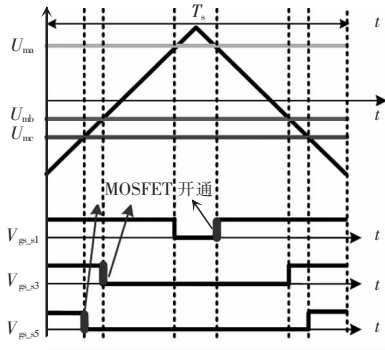


图 3 传统 SPWM 方法
Fig.3 Traditional SPWM method

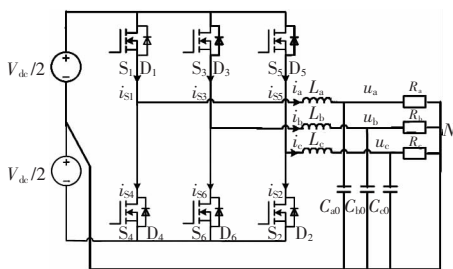


图 4 C 相上桥臂导通等效电路
Fig.4 Equivalent circuit with \$D_5\$ conducting

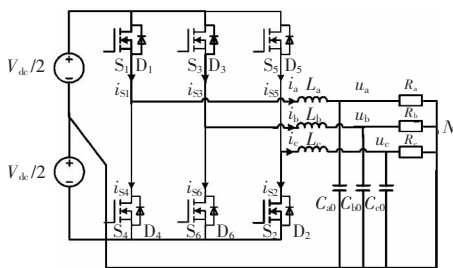


图 5 C 相下桥臂导通等效电路
Fig.5 Equivalent circuit with \$S_2\$ conducting

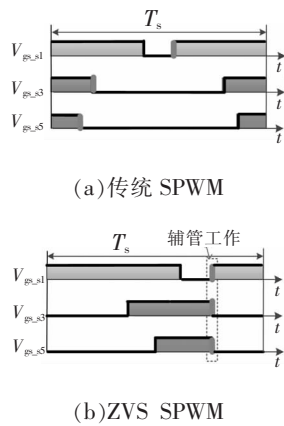


图 6 ZVS SPWM 方法推演
Fig.6 Derivation of ZVS-SPWM method

2 电路工作阶段分析

三相四线制零电压开关逆变器一个开关周期内电路各关键元件的波形如图 7 所示。简单介绍主开关和辅助开关零电压开通的原理。阶段 1 (\$t_0 \sim t_1\$), 三相主开关的反并联二极管 \$D_4, D_3, D_5\$ 导通; 阶段 2 (\$t_1 \sim t_2\$), \$t_1\$ 时刻关断辅助开关 \$S_7\$, 开关管谐振电容 \$C_{r7}, C_{r1}, C_{r6}, C_{r2}\$ 和谐振电感 \$L_r\$ 开始谐振, 主开关 \$S_1, S_6, S_2\$ 两端的电压在 \$t_2\$ 时刻谐振到 0, 为主开关的零电压开通创造了条件, 该阶段等效电路图如图 8 所示; 阶段 3 (\$t_2 \sim t_3\$), \$t_2\$ 时刻主开关 \$S_1, S_6, S_2\$ 的反并联二极管 \$D_1, D_6, D_2\$ 续流, 在该阶段内给主开关 \$S_1, S_6, S_2\$

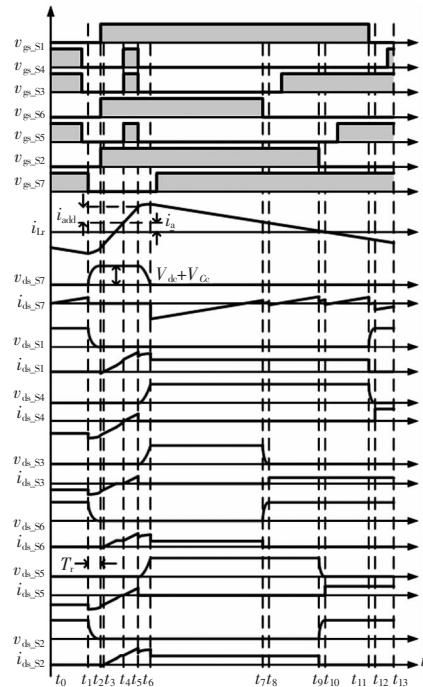


图 7 开关周期的主要波形
Fig.7 Main waveforms in switching periods

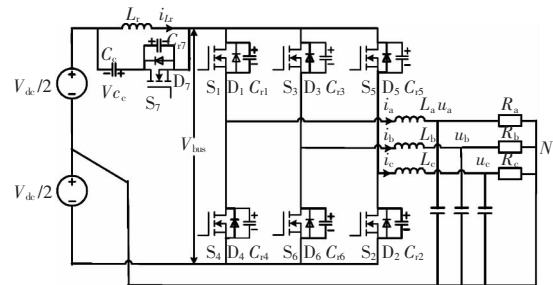


图 8 阶段 2 (\$t_1 \sim t_2\$) 等效电路
Fig.8 Equivalent circuit on stage 2 (\$t_1 \sim t_2\$)

加上开通信号,主开关零电压开通实现;阶段4($t_3 \sim t_4$), t_3 时刻反并联二极管 D_1 、 D_6 、 D_2 续流结束后自然关断,二极管 D_4 、 D_3 、 D_5 开始向主开关 S_1 、 S_6 、 S_2 换流, t_4 时刻换流结束,此时谐振电感电流等于负载电流 i_a ;阶段5($t_4 \sim t_5$), t_4 时刻开通主开关 S_4 、 S_3 、 S_5 进行直通,为谐振电感进行充磁,该阶段额外增加的谐振电感电流 i_{add} 对主开关的零电压开通起决定作用;阶段6($t_5 \sim t_6$), t_5 时刻关断主管 S_4 、 S_3 、 S_5 , 开关管谐振电容 C_{r7} 、 C_{r4} 、 C_{r3} 、 C_{r5} 和谐振电感 L_r 开始谐振,在 t_6 时刻辅助开关 S_7 两端的电压谐振到0,为辅助开关的零电压开通创造了条件,该阶段等效电路如图9所示。 t_6 时刻辅助开关工作结束。

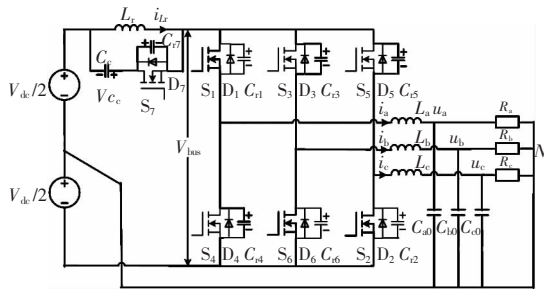


图9 阶段6($t_5 \sim t_6$)等效电路

Fig.9 Equivalent circuit on stage 6($t_5 \sim t_6$)

3 开关器件输出电容对零电压开关条件和电压应力的影响

3.1 零电压开关条件和电压应力理论值的误差与谐振电容误差关系

零电压开关实现所需阶段2的谐振时间 $T_r^{[14]}$ 为

$$T_r = \pi \sqrt{L_r C_r} / 2 \quad (1)$$

式中: L_r 为谐振电感; C_r 为谐振电容, $C_r = 3(C_{\text{oss}1} + C_{\text{rex}1}) + C_{\text{oss}7}$, $C_{\text{oss}1}$ 为主开关输出电容, $C_{\text{rex}1}$ 为主开关外并联电容, $C_{\text{oss}7}$ 为辅助开关输出电容。

零电压开关实现所需的最大谐振电感电流 $i_{L_r \text{max}}$ 为

$$i_{L_r \text{max}} = V_{\text{dc}} \sqrt{C_r / L_r} + 2P_o / V_{\text{dc}} + I_m \cos \theta \quad (2)$$

式中: V_{dc} 为母线电压; P_o 为输出功率; I_m 为 A 相滤波电感电流幅值; θ 为 A 相电压相位。

电路工作中开关器件电压应力 $v_{\text{dsmax}}^{[14]}$ 为

$$v_{\text{dsmax}} = \frac{V_{\text{dc}}^2 T_s / (2L_r)}{V_{\text{dc}} T_s / (2L_r) - P_o / V_{\text{dc}} - V_{\text{dc}} \sqrt{C_r / L_r} - I_m \cos \theta} \quad (3)$$

式中, T_s 为开关周期。

谐振电容存在误差 ΔC_r , 会导致谐振时间误差 ΔT_r , 即

$$\Delta T_r = \frac{\partial T_r}{\partial C_r} \Delta C_r = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \Delta C_r \quad (4)$$

谐振电容存在误差 ΔC_r , 会导致最大谐振电感电流误差 $\Delta i_{L_r \text{max}}$, 即

$$\Delta i_{L_r \text{max}} = \frac{\partial i_{L_r \text{max}}}{\partial C_r} \Delta C_r = \frac{1}{2} V_{\text{dc}} \sqrt{\frac{1}{L_r C_r}} \Delta C_r \quad (5)$$

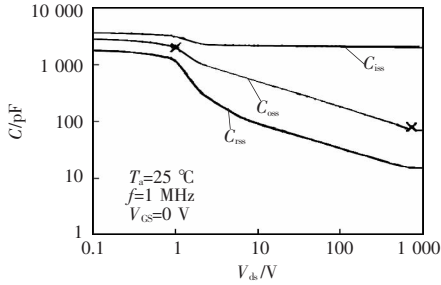
谐振电容存在误差 ΔC_r , 会导致开关器件电压应力误差 Δv_{dsmax} , 即

$$\Delta v_{\text{dsmax}} = \frac{\partial v_{\text{dsmax}}}{\partial C_r} \Delta C_r = \frac{V_{\text{dc}}^3 T_s / (4L_r)}{[V_{\text{dc}} T_s / (2L_r) - P_o / V_{\text{dc}} - V_{\text{dc}} \sqrt{C_r / L_r} - I_m \cos \theta]^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_r C_r}} \Delta C_r \quad (6)$$

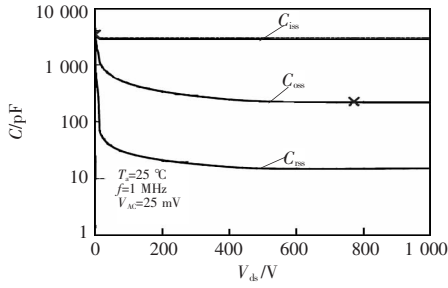
3.2 SiC MOSFET 输出电容影响理论计算精度的原因

由第3.1节可知,理论计算中谐振电容误差 ΔC_r 会导致理论计算的零电压开关条件和电压应力存在误差。由于 $C_r = 3(C_{\text{oss}1} + C_{\text{rex}1}) + C_{\text{oss}7}$, 外并联电容 $C_{\text{rex}1}$ 误差忽略不计,谐振电容误差为开关器件的输出电容误差。

图10(a)为主开关器件 SCT2080KE 寄生电容与管压的关系^[10],当管压从1V上升至774V时,输出电容 $C_{\text{oss}1}$ 从2nF大幅减小到0.08nF。图10(b)为辅助开关器件 C2M0025120D 寄生电容与管压的关系^[11],当管压从1V上升至774V时,输出电容 $C_{\text{oss}7}$ 从3.4nF大幅减小到0.22nF。本实验中,在阶段2和阶段6的谐振过程,主开关和辅助开关的管压均在0~774V之间变化。而理论计算中,主开关和辅助开关输出电容均取值为管压774V时的容值,导致理论计算中的输出电容误差较大,故谐振电容值存在较大误差 ΔC_r , 由此可知会导致理论计算的零电压开关条件和电压应力存在较大误差。



(a) 主开关寄生电容与管压关系



(b) 辅助开关寄生电容与管压关系

图 10 开关器件寄生电容与管压关系

Fig.10 Parasitic capacitance of switches vs. drain-source voltage

3.3 开关器件等效输出电容提取方法

SiC MOSFET 器件的输出电容可以表示^[3]为

$$C_{oss} = K/\sqrt{v_{ds} + V_b} + C_o \quad (7)$$

式中: v_{ds} 为开关器件端电压; K 、 V_b 、 C_o 为仅和器件本身有关的常数。

谐振过程中开关器件的输出电容电荷变化量可以表示为

$$\Delta Q_{C_{oss}} = \int_{t_1}^{t_2} C_{oss} \frac{dv_{ds}}{dt} dt = \int_{V_{dc}+V_{C_c}}^0 C_{oss} dv_{ds} \quad (8)$$

将式(7)代入式(8), 可以解得

$$\Delta Q_{C_{oss}} = 2K\sqrt{V_b} - 2K\sqrt{V_{dc}+V_{C_c}+V_b} - C_o(V_{dc}+V_{C_c}) \quad (9)$$

谐振过程中, 开关器件端电压从 $V_{dc}+V_{C_c}$ 变化到 0。基于电荷守恒推导开关器件等效输出电容 C_{oss_mod} , 表示为

$$\Delta Q_{C_{oss}} = C_{oss_mod}[0 - (V_{dc}+V_{C_c})] \quad (10)$$

将式(9)代入式(10), 整理可得开关器件等效输出电容为

$$C_{oss_mod} =$$

$$\frac{-2K\sqrt{V_b} + 2K\sqrt{V_{dc}+V_{C_c}+V_b} + C_o(V_{dc}+V_{C_c})}{V_{dc}+V_{C_c}} \quad (11)$$

结合图 10 可以分别拟合出主开关(SCT2080 KE) 等效输出电容 C_{oss_mod} 中系数 $K=1883 \text{ pF} \cdot \text{V}^{0.5}$ 、 $V_b=0.207 \text{ V}$ 、 $C_o=21.43 \text{ pF}$ 和辅助开关(C2M0025120 D)等效输出电容 C_{oss7_mod} 中系数 $K=4784 \text{ pF} \cdot \text{V}^{0.5}$ 、 $V_b=0.098 \text{ V}$ 、 $C_o=-1.68 \text{ pF}$ 。结合式(11)可得开关器件等效输出电容与电压 $V_{dc}+V_{C_c}$ 的关系, 如图 11 所示。

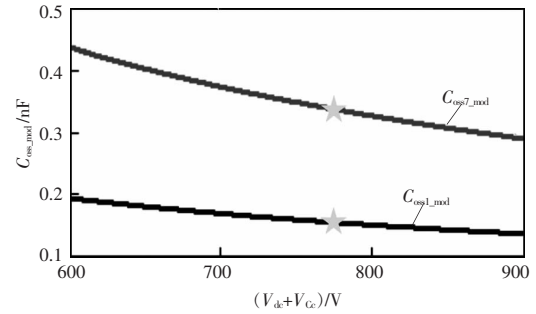


图 11 等效输出电容与电压关系

Fig.11 Equivalent output capacitance vs. voltage

4 实验验证

本文搭建 10 kW 三相四线制零电压开关逆变器实验平台, 平台设计参数为: $f_s=150 \text{ kHz}$, $V_{dc}=700 \text{ V}$, $u_a=u_b=u_c=220 \text{ V}_{rms}$, $V_{bus}=V_{dc}+V_{C_c}=774 \text{ V}$, $L_a=L_b=L_c=0.66 \text{ } \mu\text{H}$, $C_{a0}=C_{b0}=C_{c0}=2 \text{ } \mu\text{F}$, $P_o=10 \text{ kW}$, $I_m=21.4 \text{ A}$, $L_r=4.9 \text{ } \mu\text{H}$, $C_{oss7}=0.22 \text{ nF}$, $C_{rex1}=C_{rex2}=C_{rex3}=C_{rex4}=C_{rex5}=C_{rex6}=0.24 \text{ nF}$, $C_{oss1}=C_{oss2}=C_{oss3}=C_{oss4}=C_{oss5}=C_{oss6}=0.08 \text{ nF}$, 主开关器件型号为 SCT2080KE, 辅助开关器件型号为 C2M0025120D。

图 12 和图 13 所示分别为 0° 相位处谐振电感电流和开关器件管压实验波形, 实验中负载电阻 $R_a=R_b=R_c=14.9 \text{ } \Omega$, 故实际输出功率 $P_o=9.73 \text{ kW}$ 、滤波电感电流峰值 $I_m=20.8 \text{ A}$, 结合式(1)~式(3), 可得 0° 相位处谐振时间、最大谐振电感电流和电压应力的理论值。

表 1 所示为实验与理论之间对比。由表 1 可见, 谐振时间理论值与实验值误差为 25%, 最大谐振

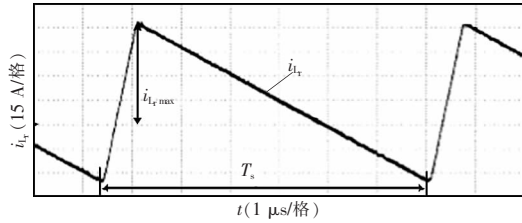


图 12 0°相位的谐振电感电流波形

Fig.12 Waveform of resonant inductive current at 0°

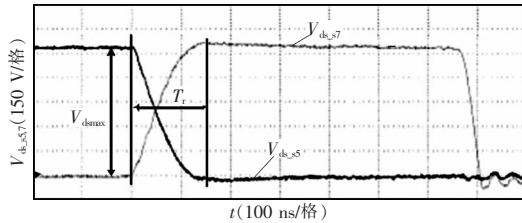


图 13 0°相位的主开关和辅助开关管压波形

Fig.13 Waveforms of main and auxiliary switches at 0°

表 1 理论值与实验值之间对比

Tab.1 Comparison between theoretical and experimental values

参数	实验值	理论值	误差/%
T_r /ns	160	120	25
i_{Lmax} /A	62.8	59.5	5.3
v_{dsmax} /V	795	774	2.6

电感电流理论值与实验值误差为5.3%,电压应力理论值与实验值误差为 2.6%,误差较大。

实验中 $V_{C_c}+V_{de}=774$ V, 由图 11 可得主开关等效输出电容 C_{oss1_mod} 为 0.16 nF, 辅助开关等效输出电容 C_{oss7_mod} 为 0.34 nF, 谐振电容修正值为 $C_{r_mod}=3(C_{oss1_mod}+C_{rex1})+C_{oss7_mod}$, 用 C_{r_mod} 替换式(1)~式(3)中的 C_r , 可得 0°相位处利用等效输出电容修正后的谐振时间、最大谐振电感电流和电压应力的理论值, 如表 2 所示。对比表 1 和表 2 可以看出, 利用等效输出电容修正后的谐振时间理论值与实验值之间误差从 25%减小到 14%, 最大谐振电感电流理论值与实验值之间误差从 5.3%减小到 2.7%, 开关器件电压应力理论值与实验值之间误差从 2.6%减小到 2.3%。实验结果证明了利用等效输出电容求得的修正理论值与实验值之间误差较小, 理论计算更为准确。

表 2 修正理论值与实验值之间对比

Tab.2 Comparison between modified theoretical and experimental values

参数	实验值	修正理论值	误差/%
T_r /ns	160	137	14
i_{Lmax} /A	62.8	61.1	2.7
v_{dsmax} /V	795	777	2.3

5 结语

本文分析 SiC MOSFET 电容的非线性对零电压开关条件、电压应力、电路中电流的峰值等影响。利用开关器件等效输出电容的提取方法, 修正了零电压开关条件的计算值, 最后在一台 10 kW SiC MOSFET 器件的三相四线制零电压开关逆变器平台上进行了实验验证。

参考文献:

- [1] Divan D M. The resonant DC link converter-a new concept in static power conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, 25(2): 317-325.
- [2] De Doncker R W, Lyons J P. The auxiliary resonant commutated pole converter[C]. Industry Applications Society Meeting, 1990, Conference Record of the IEEE Xplore, 1990, 2: 1228-1235.
- [3] Lai J S, Zhang Junhong, Yu Huijie, et al. Source and load adaptive design for a high-power soft-switching inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (6): 1667-1675.
- [4] Zhang Bin, Lok I K, Dai Ningyi, et al. Three-level hybrid active power filter with Quasi-Resonant DC-Link technique in three-phase four-wire system[C]. Future Energy Electronics Conference. 2013 ,92(1): 52-57.
- [5] Rizet C, Ferrieux J P, Moigne P L, et al. Efficiency improvement in soft-switching three-level converters for high power UPS[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, 2010: 1585-1590.
- [6] Xu Dehong, Feng Bo, Li Rui, et al. A zero voltage switch-

(下转第 142 页)

