DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.295 **中图分类号**：TM64 **文献标志码**：A

考虑寄生电容和电感影响的 SiC MOSFET 三相全桥损耗计算方法

陈魁昊[1,2](中国电源学会学生会员)，刘 旭[1,2]
(1.省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学电气工程学院)，
天津 300130；2.河北省电磁场与电器可靠性重点实验室，天津 300130)

摘要：忽略开关过程中 SiC MOSFET 寄生电容和电感的损耗和导通过程中占空比变化所导致的导通损耗会降低三相全桥逆变器的损耗计算精度。为了解决上述问题，提出了 1 种考虑寄生电容、电感的 SiC MOSFET 物理模型，通过数据手册分段取值和振荡法获得寄生电容和寄生电感，计算了开关过程中寄生电容和寄生电感产生的损耗，推导出在空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)下的平均导通损耗公式，得到三相全桥损耗。最后在基于 SiC MOSFET 的永磁同步电机控制系统上进行实验，分析了 PWM 频率对三相全桥损耗的影响，验证了 SiC MOSFET 物理模型参数的准确性，且基于 SiC MOSFET 物理模型的损耗计算方法能提高逆变器的损耗计算精度。

关键词：SiC MOSFET；三相全桥逆变器损耗；寄生电感；寄生电容

Loss Calculation Method for SiC MOSFET in Three-phase Full-bridge Considering Parasitic Capacitance and Parasitic Inductance

CHEN Kuihao[1,2], *Student Member*, *CPSS*, LIU Xu[1,2]
(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment (School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology), Tianjin 300130, China; 2. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province, Tianjin 300130, China)

Abstract: The loss calculation accuracy of a three-phase full-bridge inverter will be reduced if the parasitic capacitance and parasitic inductance loss of SiC MOSFET in the switching process and the conduction loss caused by changes in the duty cycle in the conduction process are ignored. To solve the problems, a physical model of SiC MOSFET considering parasitic capacitance and parasitic inductance was proposed. The parasitic capacitance and parasitic inductance were obtained by querying a data sheet and using an oscillation method. The losses of parasitic inductance and parasitic capacitance during the switching process were calculated, the average conduction loss equation under space vector pulse width modulation (SVPWM) was deduced, and the three-phase full-bridge loss was obtained. Finally, experiments were carried out on the control system of a permanent magnet synchronous motor based on SiC MOSFET. The influence of PWM frequency on the three-phase full-bridge loss was analyzed, and the accuracy of parameters for the physical model of SiC MOSFET was verified. Moreover, the loss calculation method based on the physical model of SiC MOSFET can improve the loss calculation accuracy of the inverter.

Keywords: SiC MOSFET; three-phase full-bridge inverter loss; parasitic inductance; parasitic capacitance

收稿日期：2022-05-11；**修回日期**：2022-08-03；**录用日期**：2022-08-15；**网络首发日期**：2022-11-17
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52077055)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52077055

永磁同步电机 PMSM (permanent magnet synchronous motor)功率密度高，可靠性高[1-2]，因而被广泛应用于新能源汽车，作为其主要动力来源。同时以 SiC 和 GaN 材料为代表的宽禁带型半导体器件

具有高频率、耐高压和低损耗的特性[3-6]，为电动汽车向轻量化、智能化、高效化的方向发展提供了可能[7]。

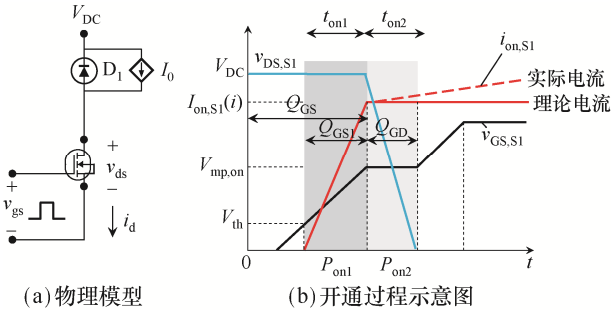
随着 MOS 管开关频率的提高，米勒效应中产生的损耗占比越来越大[8]，因而精确的损耗计算方法对于计算三相全桥逆变器损耗尤为重要[9-10]。SiC MOSFET 损耗计算方法通常分为数学计算法和物理模型法[11]。数学计算法中最常用的为积分法、三角形法和多项式法。积分法是对 MOS 管的开关过程分段做简单积分，但忽略了寄生参数的影响；MOS 管的开通损耗大于关断损耗，而三角形法将开通损耗和关断损耗做相同处理[12]；多项式法是将导通压降表示为电流和温度的函数，对整个开关过程中全部周期的 MOS 管开关损耗做平均值处理，这样得到的结果更接近于实际测量值，但该方法不适用于高频计算[13-15]。物理模型法主要有米勒电容模型法和双脉冲模型法。米勒电容模型法是用软件建立仅与母线电压有关的米勒电容模型，根据电压将寄生电容分段线性化处理，提高了开关损耗的计算精度，但也提高了计算难度[16]；双脉冲模型法是对寄生电容做曲线拟合，并根据 MOS 管的开关过程分段列出损耗公式，但由于引入过多变量，增加了计算工作量[17]。

为了解决上述问题，提出了 1 种考虑寄生电容和寄生电感的 SiC MOSFET 物理模型，分析了 MOS 管开关过程中寄生电容与寄生电感的损耗，推导出平均导通损耗的计算公式。研究了脉宽调制 PWM(pulse width modulation)频率与电流谐波、三相全桥损耗之间的关系，分别基于所提物理模型法、三角形法[8]和积分法[10]计算了三相全桥逆变器的损耗，并和实际测量值进行对比。最后，在基于 SiC MOSFET 的永磁同步电机控制系统上进行实验，验证了所提物理模型法的准确性，且基于物理模型的计算方法提高了逆变器损耗计算精度。

1 SiC MOSFET 物理模型

1.1 三角形法和积分法

不同计算方法对于 MOS 管的导通损耗计算方式大致相同，主要区别在于开关损耗的计算。三角形法将开通过程分为 2 个阶段，计算母线电压 V_{DC} 和漏源电流 $i_{on,S1}$ 曲线相交叉的阴影部分的面积，即为开通损耗，如图 1 所示。文献[11]将关断损耗和开通损耗做等效处理，虽考虑了二极管的开关损耗，但相比于二极管和 MOSFET 的导通损耗微乎其微，增加了计算量，却没有提高计算精度。图 2 为开关损耗的积分计算方法。将开通、关断过程均划分为 4 个阶段，分别对每个阶段做积分计算，再累加得到总开关损耗。与三角形法相比，该方法提高了计算精度，但仍未考虑寄生电容和寄生电感的损耗。



(a)物理模型 (b)开通过程示意图

图 1 开通损耗的三角形计算方法

Fig. 1 Triangular calculation method for turn-on loss

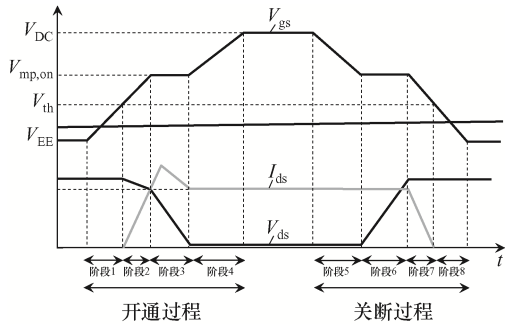


图 2 开关损耗的积分计算方法

Fig. 2 Integral calculation method for switching loss

综上，三角形法和积分法都未考虑在开关过程中寄生电容和寄生电感的损耗，同时考虑了二极管的开关损耗，提高了计算难度。为解决上述问题，提出 1 种考虑寄生电容和寄生电感的 SiC MOSFET 物理模型，简化计算过程，提高逆变器的损耗计算精度。

1.2 SiC MOSFET 物理模型

图 3 为单管 SiC MOSFET 的寄生参数模型。图

中：V_{DC}为直流母线电压；L_s为外围回路总寄生电感；L_d为整个栅极、源极和漏极的等效寄生电感；C_d为二极管的等效反向恢复电容；I_0为肖特基二极管 SBD(Schottky barrier diode)续流时或 MOSFET 导通时的等效电流源；R_g为栅极电阻，可分为外部栅极电阻 R_{gext}和内部栅极电阻 R_{gin}；v_{GG}为栅极的驱动脉冲，分别为高电平 V_{GG}和低电平 V_{EE}；C_{gs}、$C_{gd}(V_{ds})$ 、$C_{ds}(V_{ds})$分别为 MOS 管栅源极、栅漏极、漏源极寄生电容，为 MOSFET 内部的寄生电容。C_{gs}不随直流母线电压的改变而改变，可作为定值；$C_{gd}(V_{ds})$和 $C_{ds}(V_{ds})$均是关于栅漏电压 V_{ds}的曲线函数，随着 V_{ds}的升高而不断降低直至稳定，本文利用曲线拟合和分段取值的方法，得到不同 V_{ds}下寄生电容的近似取值。

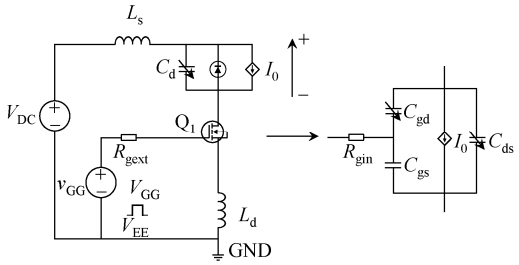


图 3　单个 SiC MOSFET 寄生参数模型

Fig. 3 Parasitic parameter model of single SiC MOSFET

1.3 寄生电容

C_{gs}可通过查取数据手册并结合公式求得，即

$$\begin{cases} C_{iss}=C_{gs}+C_{gd} \\ C_{rss}=C_{gd} \\ C_{oss}=C_{gd}+C_{ds} \end{cases} \tag{1}$$

式中：C_{iss}为输入寄生电容；C_{rss}为反向传输电容；C_{oss}为输出电容。

根据开通或关断过程中 V_{ds}的变化，将开关过程划分为截止区、恒流区和欧姆区 3 个阶段。为了简化计算，依次在各个阶段对寄生电容作曲线拟合，然后取每个阶段的平均寄生电容，做恒定电容模型处理。依据 V_{ds}的取值判断所处的阶段，代入对应的寄生电容，从而降低了开关损耗的计算难度。图 4 为 C_{ds}在不同阶段下的恒定电容模型。C_{gd}和 C_{ds}的曲线拟合公式为

$$\begin{cases} C_{gd}(V_{ds})=\dfrac{C_0}{\sqrt{1+V_{ds}/k_1}+k_2} \\ C_{ds}(V_{ds})=\dfrac{C_3}{\sqrt{1+V_{ds}/k_3}} \end{cases} \tag{2}$$

式中：C_0和 C_3分别为 C_{gd}和 C_{ds}在 0 V 电压时的寄生电容；k_1、k_2和 k_3均是调整参数，可以通过数据手册和曲线拟合求得，一般为固定值。二极管 SBD 的寄生电容 C_D也可做曲线拟合，C_{gd}和 C_D的求取方法与 C_{ds}类似，不再赘述。表 1 为不同阶段对应的寄生电容，其中 V_{pt}为栅源极的米勒平台电压。

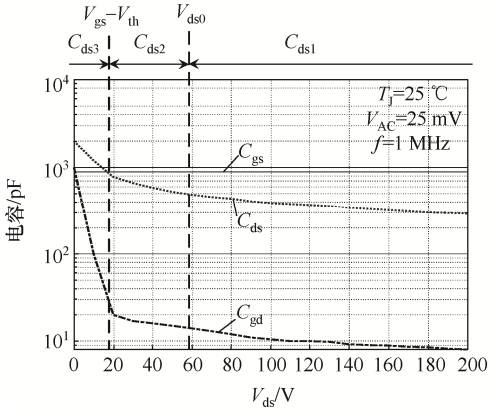


图 4　SiC MOSFET 的 C_{ds}寄生电容

Fig. 4 C_{ds} parasitic capacitance of SiC MOSFET

表 1　寄生电容分段电容模型

Tab. 1 Segmented capacitance model of parasitic capacitance

工作状态		工作区域	C_{gs}	C_{gd}	C_{ds}	C_D
$V_{gs}<V_{th}$	$V_{ds}=V_{DC}$	截止区	C_{gs}	C_{gd1}	C_{ds1}	C_{D3}
$V_{pt}\geqslant V_{gs}>V_{th}$	$V_{ds0}<V_{ds}<V_{DC}$	恒流区	C_{gs}	C_{gd1}	C_{ds1}	C_{D3}
	$V_{gs}-V_{th}<V_{ds}<V_{ds0}$	欧姆区	C_{gs}	C_{gd2}	C_{ds2}	C_{D2}
$V_{gs}>V_{pt}$	$V_{ds}=V_{gs}-V_{th}$	工作区域	C_{gs}	C_{gd}	C_{ds}	C_D

1.4 寄生电感

开关器件在开通或者关断阶段存在振荡现象，可采用周期振荡法求取寄生电感。1.3 节已得到不同阶段的寄生电容，只需代入周期振荡公式即可求得寄生电感。为了简化计算，将 MOSFET 寄生电

感分为 2 种，分别是器件外功率回路的寄生电感 L_s 和开关器件的总寄生电感 L_d，参见图 3。

图 5 为单桥臂逆变电路的等效电路，图中 R_L 为负载电阻，用 C_1 和 C_2 代替直流电压源，不参与回路的开关振荡，C_1 和 C_2 两侧电压为 $V_{DC}/2$。开关管 Q_1 和 Q_2 的触发信号在 1 个周期内互补，各为半个周期。开通过程中，当 Q_2 开通时，电流方向为正，此时 C_2 放电，主回路的寄生电感和 Q_2 的寄生电容串联谐振，产生振荡，将寄生电容做△-Y 变换，可以求得等效电容 C_{mg}、C_{md} 和 C_{ms} 分别为

$$\begin{cases} C_{mg}=C_{gs}+C_{gd1}+\dfrac{C_{gs}C_{gd1}}{C_{ds1}} \\ C_{md}=C_{ds1}+C_{gd1}+\dfrac{C_{ds1}C_{gd1}}{C_{gs}} \\ C_{ms}=C_{gs}+C_{ds1}+\dfrac{C_{gs}C_{ds1}}{C_{gd1}} \end{cases} \tag{3}$$

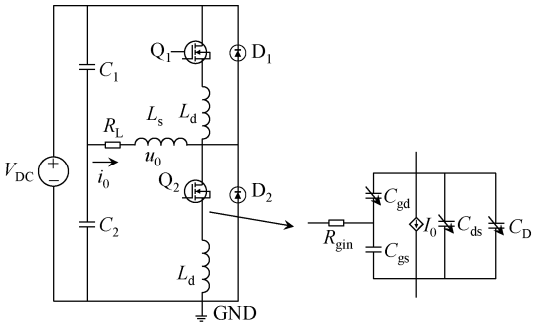


图 5 单桥臂等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of single bridge arm

已知 $C_{gd}<<C_{ds}<<C_{gs}$，所以 $C_{md}<<C_{mg}$，因此化简时忽略 C_{md}，得到开通时振荡周期公式为

$$T_{on}=2\pi\sqrt{L_{loop}\frac{C_{mg}C_{ms}}{C_{mg}+C_{ms}}} \tag{4}$$

式中，L_{loop} 为 Q_2 导通时 L_s 和 L_d 串联等效电感，$L_{loop}=L_s+L_d$。

在 Q_2 关断时，由于电感的存在，电流方向不可以突变，因此 D_1 续流以维持电流方向不变，此时仅有回路中的寄生电感 L_s 和二极管寄生电容 C_{D_1} 参与振荡，由此得到关断时的振荡周期公式为

$$T_{off}=2\pi\sqrt{L_sC_{D_1}} \tag{5}$$

在已知振荡周期和寄生电容的前提下，联立式(4)和式(5)即可求得 L_s 和 L_d。

2 基于 SiC MOSFET 物理模型的损耗计算

SiC MOSFET 模型的损耗包括导通损耗、MOS 管的开关损耗及寄生电容和寄生电感的损耗，其中导通损耗包含 MOS 管和 SBD 的导通损耗。由于 SBD 反向恢复时间仅几纳秒，反向恢复损耗远小于其导通损耗。为了简化，计算时将 SBD 反向恢复损耗忽略不计。

2.1 SiC MOSFET 模型导通损耗

查数据手册得到 MOS 管和 SBD 的导通电阻 $R_{DS(on)}$、$R_{D(Diode)}$，MOS 管和 SBD 的导通损耗计算式分别为

$$P_{C(MOSFET)}=f_{sw}\int_0^{t_c}i_d^2R_{DS(on)}\mathrm{d}t \tag{6}$$

$$P_{C(Diode)}=f_{sw}\int_0^{t_D}i_D^2R_{D(Diode)}\mathrm{d}t \tag{7}$$

式中：f_{sw} 为 MOS 管的开关频率；t_c 和 t_D 分别为 MOS 管和二极管的导通时间；i_d 和 i_D 分别为 MOS 管和 SBD 的漏极电流。

2.2 SiC MOSFET 模型开关损耗

由于 MOS 管的关断损耗分析与开通过程类似，因此只对开通过程作分段建模，并计算各个阶段的损耗。图 6 为 SiC MOSFET 开通过程的漏极电流 i_d、栅源电压 V_{gs} 和栅漏电压 V_{ds} 的变化曲线。I_{peak} 为流过 MOS 管的电流 i_d 在振荡时的最大峰值，$V_{ds(on)}$ 为 MOS 管导通时的漏源电压。模式 1 对应(t_0, t_1)，为延迟开通阶段，此时 V_{gs} 未达到阈值电压 V_{TH}，MOS 管未导通，对应寄生电容为 C_{gs}、C_{gd1}、C_{ds1}；模式 2 对应(t_1, t_2)，为预开通阶段，对应寄生电容为 C_{gs}、C_{gd1}、C_{ds1}；模式 3 对应(t_2, t_3)，为米勒平台阶段，V_{ds} 急剧下降，i_d 衰减振荡至稳定值 I_0，对应寄生电容为 C_{gs}、C_{gd2}、C_{ds2}；模式 4 对应(t_3, t_4)，已进入电阻区，MOS 管完全导通，对应寄生电容

为 C_{gs}、C_{gd3}、C_{ds3}。图 7 为关断过程中 i_d、V_{gs} 和 V_{ds} 的变化曲线。

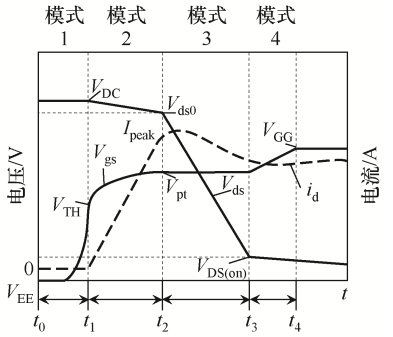


图 6　开通过程曲线

Fig. 6 Curves in turn-on process

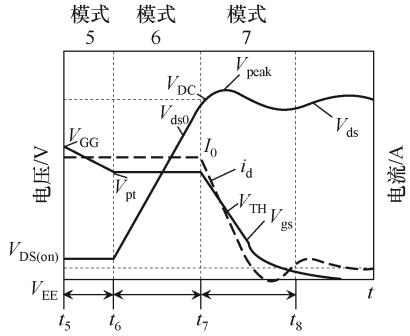


图 7　关断过程曲线

Fig. 7 Curves in turn-off process

模式 1(t_0, t_1)：图 5 中下桥臂的 MOS 管处于截止区，$V_{gs}<V_{TH}$，MOS 管未导通，此时对应的上半桥 SBD 续流导通，$V_{ds}=V_{DC}$, $i_d=0$。随着 v_{GG} 的上升，C_{gs} 正向充电，C_{gd1}、C_{ds1} 反向放电，由于 MOS 没有电流，因此该阶段开通损耗 $E_{on1}=0$。

模式 2(t_1, t_2)：MOS 开始导通，$V_{TH}<V_{gs}<V_{pt}$，产生了电流，L_d 和 L_s 开始分压，V_{ds} 略微下降，续流二极管关断，给 C_{gs} 正向充电，L_{loop}($L_{loop}=L_s+L_d$)的存在使电流不能突变，同时 C_{gd1}、C_{ds1} 反向放电减慢电流的变化。MOS 管进入恒流区，根据 MOS 管的转移特性，i_d 仅与 V_{gs} 有关，不随 V_{ds} 改变，跨导系数为 $g_{fs}=i_d/\Delta V_{gs}$。在 t_2 时刻，电流达到峰值 I_{peak}，这是由于该瞬间下桥臂二极管的反向恢复电流很大导致的电流尖峰，但 SBD 反向恢复时间极短，所以尖峰电流又很快地衰减振荡至 I_0，可以认为模式 2 结束的标志为电流 i_d 达到峰值，这一阶段开通损耗为 E_{on2}。

模式 3(t_2, t_3)：MOS 进入米勒平台阶段，MOS 管仍处于恒流区，$V_{gs}=V_{pt}$，此时 C_{gd2} 反向放电完毕，开始正向充电，而此过程中 C_{ds2} 仍旧在放电，C_{gs} 不流过电流。由于 V_{gs} 不变，根据 MOS 管的转移特性，$i_d=I_0$。类比分析过程得到模式 3 损耗为 E_{on3}。

模式 4(t_3, t_4)：C_{gd2} 充电完毕，MOS 进入电阻区，$V_{gs}>V_{pt}$，V_{gs} 逐渐上升至 V_{GG}，给 C_{gs} 充电至完全导通。漏极电流为 I_0，V_{ds} 保持在 $V_{ds(on)}$ 基本不变，此阶段对应寄生电容 C_{gd3}、C_{ds3}，得到模式 4 损耗为 E_{on4}。

将开通过程各个阶段损耗相加即为 MOSFET 在 1 个开关周期的开通损耗 E_{on}，同理可得关断损耗 E_{off}。其计算式分别为

$$\begin{cases} E_{on2}=\int_{t_1}^{t_2}V_{ds}(t)i_d(t)\mathrm{d}t=\dfrac{V_{DC}g_{fs}(V_{GG}-V_{TH})(t_2-t_1)^2}{2g_{fs}L_d+2R_g(C_{gs}-C_{gd1})} \\ E_{on3}=\int_{t_2}^{t_3}V_{ds}(t)i_d(t)\mathrm{d}t=\dfrac{R_gC_{gd2}+g_{fs}L_d}{g_{fs}(V_{GG}-V_{TH})}\left[\dfrac{-(V_{ds0}+2V_{ds(on)})(I_{peak}-I_0)^2}{6}+\dfrac{I_{peak}(V_{ds(on)}-V_{ds0})}{(I_{peak}-I_0)}+V_{ds0}I_{peak}(I_{peak}-I_0)\right] \\ E_{on4}=\int_{t_3}^{t_4}V_{ds(on)}I_0\mathrm{d}t=I_0{}^2R_{DS(on)}R_g(C_{gd3}+C_{gs})\ln\dfrac{V_{GG}}{V_{GG}-V_{TH}} \end{cases} \tag{8}$$

$$\begin{cases} E_{on}=E_{on2}+E_{on3}+E_{on4} \\ E_{off}=E_{off1}+E_{off2}+E_{off3} \end{cases} \tag{9}$$

结合以上分析，寄生电容和寄生电感对开关过程产生不同的影响[18]。其中外围电感 L_s 直接影响开通过程(关断过程)的漏源极的电压尖峰(电流尖峰)，进而影响开关损耗；随着端部寄生电感 L_d 的增大，漏源电流的变化减缓，延长关断时间，进而使关断损耗增大；栅源电容 C_{gs} 的提高会降低 $\mathrm{d}I_{ds}/\mathrm{d}t$，但栅漏电容 C_{gd} 的提高，会使 $\mathrm{d}V_{ds}/\mathrm{d}t$ 变小，C_{gs} 和 C_{gd} 的增加都会增大开关损耗。寄生电容和寄

生电感都会间接影响开关时间，进而影响开关损耗的计算。

在不考虑结温、固定栅极电阻的情况下，通过 V_{ds} 分段取值即可确定各个阶段的寄生电容和寄生电感。假定 PWM 的开关频率为 f_{sw}，结合式(8)和式(9)得到开通损耗 P_{on}、关断损耗 P_{off}、f_{sw} 与时间的关系分别为

$$\begin{cases} P_{switch}=P_{on}+P_{off}=f_{sw}(E_{on}+E_{off}) \\ \dfrac{1}{f_{sw}}=t_c+t_D+(t_8-t_5)+(t_4-t_0)+t_{dead} \end{cases} \tag{10}$$

式中：P_{switch} 为开关损耗；(t_8-t_5)和(t_4-t_0)分别为 MOS 管的关断时间和开通时间；t_{dead} 为设置的死区时间，t_{dead}=0.5 μs。

2.3 SiC 器件的寄生电容损耗

SiC 器件开关速度快，随着开关频率的提高，寄生效应愈加明显。PCB 走线间的寄生电容及 MOS 管的寄生电容的变化，会使 SiC 器件出现高于 Si 器件的电磁兼容 EMC(electromagnetic compatibility)振荡波形，振荡时间拉长，振荡幅值减小，此时需要考虑寄生电容因高频集肤效应而形成的损耗电阻 R_n 产生的损耗。高频时寄生电容等效电阻为

$$R_n=\frac{\tan\delta}{2\pi f_{sw}C} \tag{11}$$

寄生电容在开关过程中产生的损耗为

$$P_{C(on)}=I_{rip}^2R_n \tag{12}$$

式中：δ 为电容器损耗角；C 为寄生电容总值；I_{rip} 为流过寄生电容的纹波电流，取 MOS 管导通后流过的稳态电流 I_0 的 0.2 倍。

2.4 SiC 器件的寄生电感损耗

随着 f_{sw} 的提高，寄生效应加剧，使得 SiC 器件的 I_{ds} 振荡时间变长。由于集肤效应和邻近效应，交流电流流过寄生电感 L_s、L_d 形成的等效交流电阻会随着 f_{sw} 的提高而增大，其损耗 P_{L_d}、P_{L_s} 不可忽略不计，分别表示为

$$P_{L_d}=\frac{1}{2}f_{sw}L_di_L^2 \tag{13}$$

$$P_{L_s}=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}i_L^2(t)R_L\mathrm{d}t \tag{14}$$

式中：i_L 为流过 MOS 管的电流；T_s 为 PWM 的开关周期；R_L 为外围电路寄生电感等效电阻。

图 8 为电感磁化曲线。由于电感的磁滞现象，流过电感的电流在经历 1 个开关周期 T_s 后，不能回到初始值，且随着 f_{sw} 的提高磁滞损耗不断增大，因此计算寄生电感损耗时要考虑磁滞损耗。t_n 时刻的磁感应强度 $B(t_n)$、磁场强度 $H(t_n)$、电感磁滞损耗 P_{hysis} 和寄生电感的损耗 $P_{L(on)}$表达式分别为

$$B(t_n)=\frac{1}{NA}\int_0^{t_n}u_L\mathrm{d}t \tag{15}$$

$$H(t_n)=\frac{Ni_L(t_n)}{l} \tag{16}$$

$$P_{hysis}=\frac{1}{T_s}\sum_{n=1}^{N_s}\int_{B_S}^{B_P}H\mathrm{d}B-\int_{B_P}^{B_E}H\mathrm{d}B \tag{17}$$

$$P_{L(on)}=P_{L_d}+P_{L_s}-P_{hysis} \tag{18}$$

式中：$i_L(t_n)$为在 t_n 时刻的电感电流；N 为寄生电感等效绕组匝数；N_s 为 1 个开关周期内寄生电感充磁和退磁的总循环次数；A 为寄生电感等效电感铁心截面积；B_S、B_P、B_E 分别为寄生电感在初始磁感应强度、饱和磁感应强度和剩余磁感应强度；u_L、i_L 分别为寄生电感的端电压和流过电流；l 为磁路的平均长度。

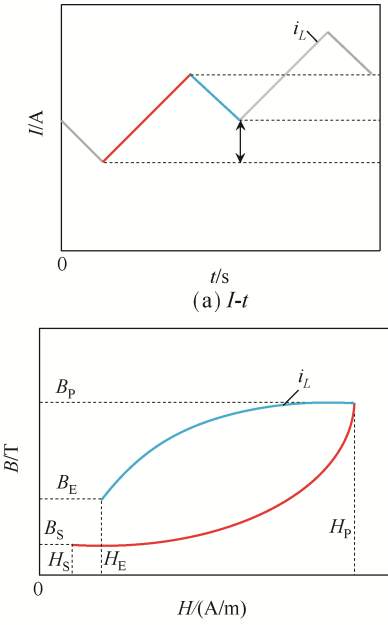


图 8 开关过程寄生电感磁化曲线

Fig. 8 Parasitic inductance magnetization curves in switching process

2.5 SiC MOSFET 三相全桥逆变器损耗

图 9 为 PWM 的对称规则采样法，可知 MOS 管的占空比随着三相电流不断改变。虽然 SVPWM 和 SPWM 在原理上相同，SPWM 由三角波和正弦波调制而成，而 SVPWM 也可以看作由三角波和注入三次谐波分量的正弦基波(马鞍波)调制而成。因此可以类同 SPWM 的方法分析在单个 PWM 开关周期 T_s 内的 MOS 管导通时间，然后累加求得整个三相电流周期 T 内的 MOS 管导通时间，求出时间 T 内的导通损耗，进而得到单位时间内 MOS 管的平均导通损耗。设调制波 $u_r(t)$为

$$u_r(t)=U_M\sin(\omega t) \tag{19}$$

式中：U_M为调制波峰值电压；ω为调制波频率。

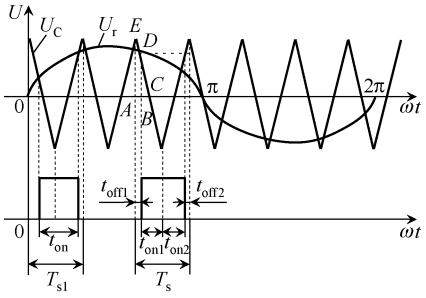


图 9　对称规则采样法

Fig. 9 Symmetric regular sampling method

根据三角形相似，得到

$$\frac{|BC|}{|AC|}=\frac{t_{on1}-T_s/4}{T_s/4}=\frac{|BD|}{|AE|}=\frac{U_M\sin(\omega t)}{U_S}M\sin(\omega t) \tag{20}$$

式中：U_S为载波锯齿波峰值；M=U_M/U_S。

由于是对称规则采样，因此

$$\begin{cases}t_{on}(t)=t_{on1}+t_{on2}=2t_{on1}=\dfrac{T_s}{2}[1+M\sin(\omega t_1)]\\ t_{off}(t)=t_{off1}+t_{off2}=2t_{off1}=\dfrac{T_s}{2}[1-M\sin(\omega t_1)]\end{cases} \tag{21}$$

三角载波频率即 PWM 开关频率为f_{sw}，调制波频率即电流频率为f，载波比为N，k为采样序号，得到

$$\begin{cases}N=\dfrac{f_{sw}}{f}=\dfrac{T}{T_s}\\ t_1=kT_s\qquad k=0,1,\cdots,N-1\end{cases} \tag{22}$$

$$t_{on}=\frac{T_s}{2}\left(1+M\sin\frac{2\pi k}{N}\right) \tag{23}$$

因此根据 T_s、M 和 N 的值可求得每个 PWM 开关周期内的导通时间。将相电流周期 T 内所有 t_{on} 累加求平均，结合式(6)得到平均导通损耗为

$$P_{\overline{C\text{-}MOS}}=i_d^2R_{DS(on)}\frac{1}{T}\sum_{k=0}^{N-1}t_{on}(k) \tag{24}$$

综上，将导通损耗、开关损耗和寄生参数损耗相加，得到单个 MOS 管损耗。由于三相全桥逆变器在任意时刻的 3 个 MOS 管都同时导通，因此三相上桥臂的 MOS 管导通时间一致，所以在三相电流周期内，三相全桥逆变器的 6 个开关管损耗相等，进而得到三相全桥逆变器损耗为

$$P_{all}=6(P_{on}+P_{off}+P_{\overline{C\text{-}MOS}}+P_{C(Diode)}+P_{L(on)}+P_{C(on)}) \tag{25}$$

3　实验验证

为了验证计及寄生参数的 SiC MOSFET 的三相全桥逆变器损耗计算方法，搭建了基于 SiC MOSFET 的永磁同步电机控制系统实验平台，如图 10 所示。PMSM 由 SiC MOSFET 三相全桥逆变器驱动，开关频率变化范围为 10~55 kHz，实验在室温 25 ℃下完成，使用的示波器为横河 DL850W，功率等参数的测量采用横河 WT3000E 功率分析仪。单个 MOSFET 的实验参数见表 2。



图 10　实验平台

Fig. 10 Experimental platform

在转速为 200 r/min，转矩为 0.17 N·m 情况下，调整 PWM 开关频率 f_{sw} 使三相电流达到理想稳态波形。随着 f_{sw} 提高，三相电流的高次谐波含量减

表 2 MOSFET 实验参数

Tab. 2 Experimental parameters of MOSFET

参数	数值
直流母线电压 V_{DC}/V	80
MOS 管稳态导通压降 $V_{ds(on)}$/V	2.4
V_{ds0}/V	52.6
触发脉冲 V_{EE}/V_{GG}/V	−5/20
阈值电压 V_{TH}/V	17.6
低频跨导 g_{fs}/s	9.8
MOSFET 稳态电流 I_0/A	2.2
端口寄生电感 L_d/nH	20
外围寄生电感 L_s/nH	61
MOSFET 导通电阻 $R_{DS(on)}$/mΩ	54
栅极漏电流 I_{GSS}/nA	1
SBD 电容 C_{D1}/pF	332.5
SBD 导通压降 V_{SD}/V	1.5
MOS 管充电电荷 Q_c/μC	0.27
C_{gd1}/pF	12
C_{gd2}/pF	16
C_{gd3}/pF	750
C_{ds1}/pF	438
C_{ds2}/pF	584
C_{ds3}/pF	1 250
C_{gs}/pF	879

小，电流波形变好。在 f_{sw} 为 30 kHz 的条件下进行实验，测得电流波形如图 11 所示。图 12 为 A 相下桥臂 MOS 管的开关波形，由于 MOS 管的开关时间除了与母线电压、触发电压有关，还与 MOS 管的寄生参数有关，观察到的开通、关断时间和理论分析值接近；表 3 为理论计算和实测开关过程数据对比分析，可以看到开通损耗大于关断损耗，是由于关断过程中 V_{ds} 处于较低的电压值，开通过程中 V_{ds} 大部分时间接近母线电压。实测和理论计算的开关损耗接近，验证了本文 SiC MOSFET 物理模型的准确性。

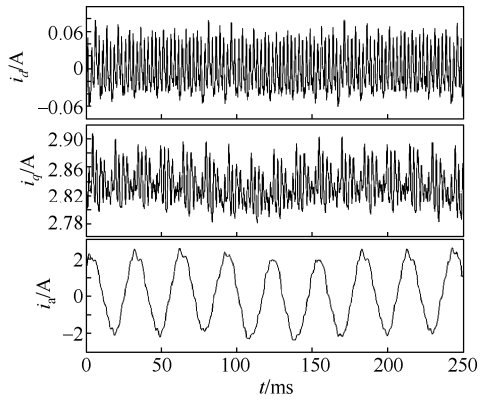


图 11 稳态电流波形(200 r/min)

Fig. 11 Current waveforms in steady state (200 r/min)

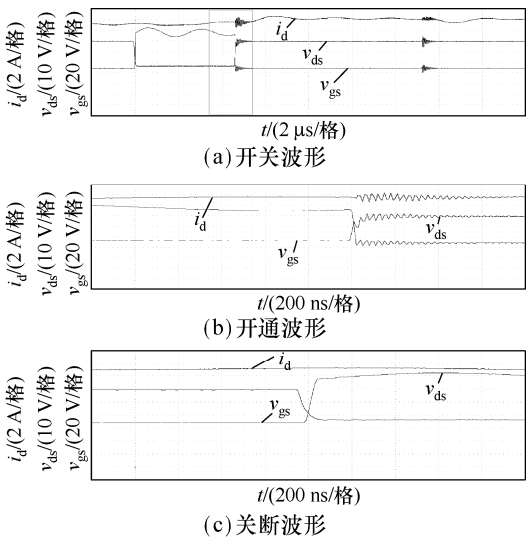


图 12 SiC MOSFET 开关过程

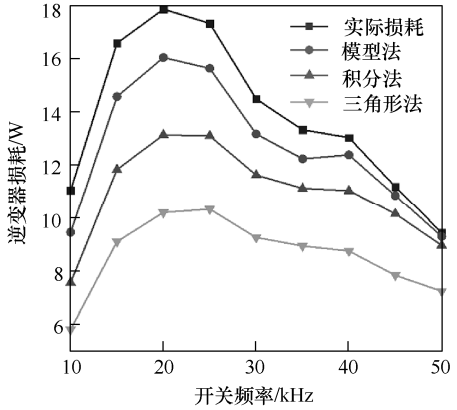
Fig. 12 Switching process of SiC MOSFET

表 3 开关过程理论与实验数据对比(f_{sw}=30 kHz)

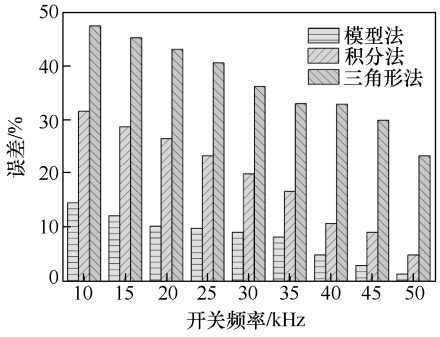
Tab. 3 Comparison between theoretical and experimental data in switching process(f_{sw}=30 kHz)

	t_4-t_0/ns	t_8-t_5/ns	t_d/ns	E_{on2}/μj	E_{on3}/μj	E_{on4}/μj	E_{on}/μj	E_{off1}/μj	E_{off2}/μj	E_{off3}/μj	E_{off}/μj
理论	62.8	80.29	13.3	2.414×10^{-6}	5.261	0.0472	5.308 2	0.089 4	2.439 7	0.243	2.772 1
实测	65.0	81.00	13.5	—	—	—	5.753 0	—	—	—	3.033 0

图 13 为不同开关频率下理论计算和实际逆变器损耗对比。可知，提高开关频率可以有效降低逆变器损耗。在 50 kHz 时，导通损耗占比小，所以三角形法、积分法和本文的物理模型方法计算得到的逆变器损耗误差较为接近，由于考虑了寄生电容和电感的损耗，物理模型方法误差最小为 1.5%；在 10 kHz 时，导通损耗占比大，平均导通损耗公式能减少理论和实际导通损耗的误差，所以物理模型法计算的损耗更接近实际值，误差为 14.5%。根据奈奎斯特采样定律，需要实时更改采样频率至少为开关频率的 2 倍以保证实验数据的准确性，由于 dSPACE 采样存在系统误差且无法避免，同时又



(a)逆变器损耗



(b)误差

图 13　SiC 三相全桥逆变器损耗

Fig. 13 SiC three-phase full-bridge inverter loss

因为低频阶段，导通损耗占比大，增加的开关损耗大于减小的导通损耗，而高频阶段 f_{sw} 的提高使相电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)更小，导通损耗减小的更多，所以测得的逆变器损耗呈现先上升再下降的趋势。表 4 为实验数据与理论计算的对比，可知，开通损耗大于关断损耗，二极管反向恢复损耗 P_{tre} 远小于其导通损耗 $P_{C(Diode)}$，因此可以将二极管的反向恢复损耗忽略不计以简化计算过程。可以看到，考虑寄生电容、电感的损耗和导通过程中占空比不断变化的情况后，SiC MOSFET 物理模型法误差最小，提高了逆变器损耗计算精度。

图 14 为实验条件下改变开关频率测得的 A 相电流的谐波傅里叶分析。可知，提高开关频率可以有效降低相电流谐波分量，尤其是低次谐波分量，产生的谐波分量主要集中在开关频率及其倍频附近，由此三相电流在电机中产生的铁耗会降低，进而电机整体损耗也降低。因此提高开关频率能降低电机损耗。

表 4　三相桥理论与实验数据对比(f_{sw}=30 kHz)

Tab. 4 Comparison between theoretical and experimental data of three-phase bridge (f_{sw}=30 kHz)

	$P_{\overline{C\text{-}MOS}}$/W	$P_{C(Diode)}$/W	P_{rec}/W	$P_{L(on)}$/W	$P_{C(on)}$/W	P_{on}/W	P_{off}/W	P_{switch}/W	P_{all}/W	e_{error}
理论	0.913 7	0.002 8	$1.507\,7\times10^{-14}$	0.013 98	0.090 75	0.159 24	0.083 2	0.242 44	7.582 2	10.35%
实测	变化	0.004 0	$1.563\,9\times10^{-14}$	0.017 80	0.097 40	0.172 60	0.095 0	0.267 60	8.458 0	

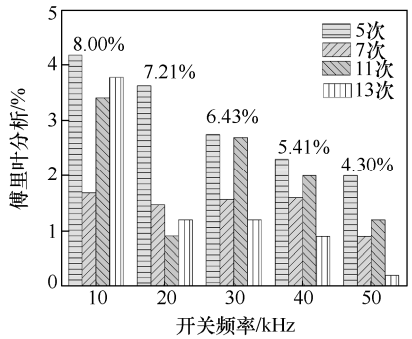


图 14　A 相电流谐波分析

Fig. 14 Current harmonic analysis in phase A

表 5 为查数据手册得到的在室温 25 ℃下 2 种功率器件的参数，由于 SiC 相比于 Si 材料有较低的电子迁移率，其漂移层的阻抗低于 Si 基器件，所以 SiC 器件具有通态电阻小和开关损耗低的优点；且在低频时，由于导通损耗远大于开关损耗，所以导通电阻小成为 SiC 器件比 Si 器件的逆变器损耗小的主要原因，具体数据见表 6，其中 P_c 为功率管和二极管的导通损耗之和，P_{sw} 为功率管和二极管的开关损耗之和。SiC 器件的 SBD 反向恢复时间短，且相比于 Si 器件的快速恢复二极管 FRD(fast recovery diode)，SBD 的导通损耗会小很多，而 FRD 的导通损耗和 Si IGBT 的导通损耗相差较小，以 20 kHz 为例，FRD 导通损耗为 5.94 W，Si IGBT 的导通损耗为 7.78 W，而 SBD 导通损耗仅为 2.60 W，此时 SiC 逆变器的损耗最大降低了 9.24 W。

表 5 逆变器参数

Tab. 5 Inverter parameters

材料	型号	V_{ds}/V	t_{on}/ns	t_{off}/ns	t_{rr}/ns	R_{on}/mΩ	V_{th}/V	C_{iss}/pF	C_{oss}/pF	C_{rss}/pF	E_{sw}/mJ
SiC	CCS020M12CM2	600	24	76	14	53	2.2	900	181	5.9	0.48
Si	FGL40120AND	600	35	150	75	65	5.5	3 200	370	125.0	4.30

表 6 逆变器损耗对比

Tab. 6 Comparison of loss between inverters

开关频率/kHz	Si 逆变器损耗/W			SiC 逆变器损耗/W		
	$P_{c\text{-}si}$	$P_{sw\text{-}si}$	$P_{inverter}$	$P_{c\text{-}sic}$	$P_{sw\text{-}sic}$	$P_{inverter}$
5	8.63	0.95	10.09	7.420 0	0.798	8.24
10	11.72	1.94	14.10	7.200 0	1.597	10.14
15	12.97	2.92	17.15	7.020 0	2.490	11.02
20	14.02	3.93	20.58	6.662 4	11.020	11.34

在实验条件下将开关频率设定为 20 kHz，分别采用 SVPWM 和 SPWM 调制策略测得的 SiC 逆变器损耗如图 15 所示。可知，相对于 SPWM 调制，SVPWM 调制的逆变器损耗略低。一方面是因为 SiC 器件本身因材料特性损耗小，调制策略对于损耗的影响较小；且 SVPWM 和 SPWM 开关次数虽不同，但 SiC 器件的开关损耗小，所以开关次数对逆变器损耗的影响很小。另一方面在 SVPWM 调制中，高电压传输比下相电流的 THD 更小，所以导通损耗更小，导致基于 SVPWM 调制的逆变器损耗比 SPWM 下的逆变器损耗略低。

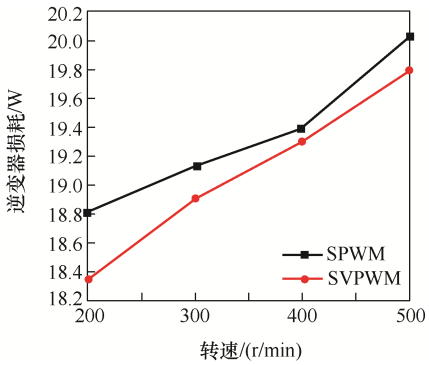


图 15 不同调制策略下逆变器损耗

Fig. 15 Inverter losses under different modulation strategies

4 结语

本文采用了 1 种计及 SiC MOSFET 寄生电容和电感的三相全桥逆变器损耗计算方法。基于数据手册进行曲线拟合和分段取值得到寄生电容，采用振荡法得到寄生电感。在传统损耗计算方法的基础上，提出了适用于高频计算的 SiC MOSFET 物理模型，理论与实验的数据对比也验证了 MOSFET 物理模型参数的准确性。考虑了寄生电容和寄生电感带来的损耗，推导了在 SVPWM 调制策略下的平均导通损耗公式，相较于积分法和三角形法，模型法计算的逆变器损耗精度分别最大提高了 17.1%和 32.9%。

参考文献：

[1] Ohta K, Kanazawal Y, Akatuka H, et al. Variable switching frequency control for efficiency improvement of motor drive system by using GaN three phase inverter [C]// 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Buenos Aires, Argentina, 2020: 119-123.

[2] Tong Wenming, Dai Shanhong, Wu Shengnan, et al. Performance comparison between an amorphous metal PMSM and a silicon steel PMSM [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(6): 8102705.

[3] Nguyen G, Odawara S, Fujisaki K, et al. Analysis and comparison on motor core losses with Si-IGBT and SiC-MOSFET inverter excitations [C]// 2018 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG). Singapore, 2018: 1-2.

[4] Mantooth H A, Peng Kang, Santi E, et al. Modeling of wide bandgap power semiconductor devices: Part I [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(2): 423-433.

[5] Santi E, Peng Kang, Mantooth H A, et al. Modeling of wide-bandgap power semiconductor devices: Part II [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(2): 434-442.

[6] 姚常智, 张昊东, 申宏伟, 等. SiC MOSFET 驱动特性及器件国产化后的影响分析[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 138-145.
Yao Changzhi, Zhang Haodong, Shen Hongwei, et al. Driving characteristics of SiC MOSFET and influence analysis after device localization [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 138-145. (in Chinese)

[7] 苏杭, 姜燕, 刘平, 等. 7.5 kW 电动汽车碳化硅逆变器设计[J]. 电源学报, 2019, 17(3): 126-132.
Su Hang, Jiang Yan, Liu Ping, et al. Design of 7.5 kW SiC inverter for electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(3): 126-132. (in Chinese)

[8] Ahmed M H, Wang Mingyu, Hassan M A S, et al. Power loss model and efficiency analysis of three-phase inverter based on SiC MOSFETs for PV applications [J]. IEEE Access, 2019, 7: 75768-75781.

[9] 冯旺, 刘新宇, 田晓丽, 等. 10 kV P 沟道 SiC IGBT 终端结构优化设计与实现[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 202-207.
Feng Wang, Liu Xinyu, Tian Xiaoli, et al. Design and fabrication of five-region multistep field limiting rings for 10 kV P-channel SiC IGBT [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 202-207. (in Chinese)

[10] 姚博均, 郭春生, 崔绍雄, 等. 漏源电压对 SiC MOSFET 阈值电压准确测量影响的研究[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 258-263.
Yao Bojun, Guo Chunsheng, Cui Shaoxiong, et al. Research on influence of drain-source voltage on accurate measurement of SiC MOSFET threshold voltage [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 258-263. (in Chinese)

[11] Wang Yifeng, Yang Liang, Meng Zhun, et al. Power loss distribution analysis for a high frequency dual-buck full-bridge inverter [C]// 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Harbin, China, 2017: 1-6.

[12] Bonisławski M, Hołub M. Averaged inverter loss estimation algorithm [C]// 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). Karlsruhe, Germany, 2016: 1-9.

[13] Cavalcanti M C, da Silva E R, Jacobina C B, et al. Comparative evaluation of losses in soft and hard-switched inverters [C]// 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. Salt Lake City, UT, USA, 2003: 1912-1917.

[14] Roscoe N M, Zhong Y, Finney S J. Comparing SiC MOSFET, IGBT and Si MOSFET in LV distribution inverters [C]// IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Yokohama, Japan, 2015: 743-748.

[15] 邹高域, 赵争鸣, 袁立强, 等. 双 PWM 变频器中的 IGBT 模块损耗[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2013, 53(7): 1011-1018.
Zou Gaoyu, Zhao Zhengming, Yuan Liqiang, et al. Losses in IGBT modules in dual-PWM converters [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2013, 53(7): 1011-1018. (in Chinese)

[16] Cheng Zhipeng, Peng Han, Chen Jimin. More accurate miller capacitor modeling for SiC switching characteristic prediction in high frequency applications [C]// 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Singapore, 2019: 1-6.

[17] Roy S K, Basu K. Analytical estimation of turn on switching loss of SiC MOSFET and Schottky diode pair from datasheet parameters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 9118-9130.

[18] 马昆, 施永, 苏建徽, 等. 考虑寄生参数的功率 MOSFET 开关损耗简化计算方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(S2): 591-599, 609.
Ma Kun, Shi Yong, Su Jianhui, et al. Simplified model of power MOSFET switching loss considering the parasitic parameters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S2): 591-599, 609. (in Chinese)



陈魁昊

作者简介：

陈魁昊(1996—　)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电机控制及其损耗。E-mail：946500774@qq.com。

刘旭(1984—　)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电机设计及其控制。E-mail：liuxu@hebut.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)