

# 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<sup>1,2</sup>, 刘旭<sup>1,2</sup>

(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, 提出了一种考虑寄生电容、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电感, 计算了开关过程中寄生电感和电容产生的损耗, 推导出在空间矢量脉宽调制(SVPWM)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 of SiC MOSFET in Three-phase Full Bridge Considering Parasitic Capacitance and Inductance

CHEN Kui Hao<sup>1,2</sup>, LIU Xu<sup>1,2</sup>

(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 three-phase full-bridge inverter can be reduced if the parasitic capacitance and inductance loss of SiC MOSFET in switching process and the conduction loss caused by duty cycle change in switching process are ignored. In order to solve the above problems, the physical model of SiC MOSFET considering parasitic parameters was obtained by querying the data sheet and using oscillation method. The loss of parasitic inductance and capacitance during MOSFET switching were analyzed. And the loss calculation method of three-phase inverter under space vector pulse width modulation(SVPWM) was deduced. Finally, experiments were carried out on the control system of permanent magnet synchronous motor based on SiC MOSFET. The influence of PWM frequency on three-phase full-bridge loss was analyzed, and the accuracy of SiC MOSFET physical model parameters is verified. Moreover, the loss calculation method based on SiC MOSFET physical model can improve the accuracy of inverter loss calculation.

## 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)<sup>[1,2]</sup>功率密度高, 可靠性高, 因而被广泛应用于新能源汽车作为主要动力来源。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<sup>[3-5]</sup>, 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<sup>[6]</sup>。

随着开关频率的提高, 米勒效应中产生的损耗占比越来越大<sup>[7]</sup>, 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。SiC MOSFET 损耗计算方法通常分为数学计算法和物理模型法<sup>[8]</sup>。其中数学计算中最常用的是积分法、三角形法和多项式法。其中积分法是对 MOS 管的开关过程分段做简单的积分, 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<sup>[9]</sup>; 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<sup>[10-12]</sup>。物理模型法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只和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<sup>[13]</sup>; 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<sup>[14]</sup>。

为了解决上述问题, 提出了一种考虑寄生电容和电感的 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 PWM 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<sup>[8]</sup>和积分法<sup>[10]</sup>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

### 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两个阶段, 计算母线电压  $V_{DC}$  和漏源电流  $i_{on-S1}$  的相交叉的阴影部分的面积, 即开通损耗, 如图 1 所示。文献[8]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。将开关过程均划分为四个阶段，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，提高了计算精度，但仍未考虑寄生电容和寄生电感。

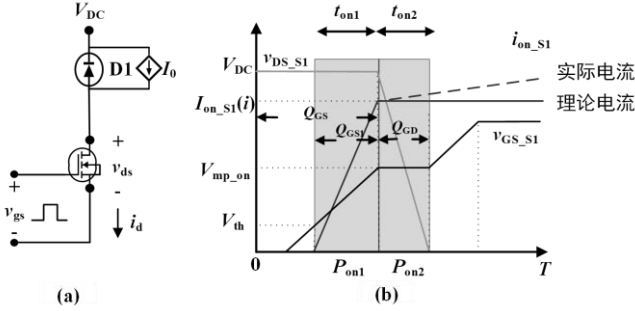


图 1 开通损耗的三角形计算方法

Fig. 1 Triangular calculation method of opening loss.

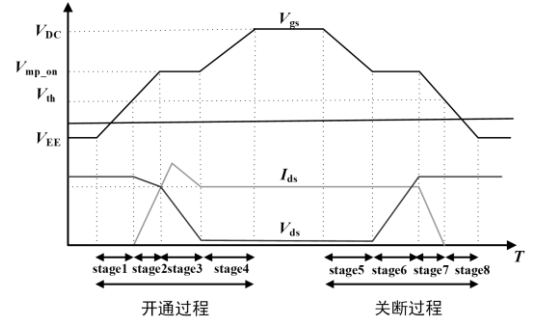


图 2 开关损耗的积分计算方法

Fig. 2 Integral calculation method of switching loss.

综上，三角形法和积分法都没考虑在开关过程中寄生电容、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。为了解决上述问题，提出一种考虑寄生电容、寄生电感的 SiC MOSFET 物理模型，简化了计算过程，提高了逆变器的损耗计算精度。

### SiC MOSFET 物理模型

图 3 为单管 SiC MOSFET 的寄生参数模型。其中  $V_{DC}$  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 SBD 续流时或 MOSFET 导通时的等效电流源；栅极电阻  $R_g$  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  $V_{EE}$ 。MOSFET 内部的寄生电容有  $C_{gs}$ 、 $C_{gd}(V_{ds})$  和  $C_{ds}(V_{ds})$ ，分别为 MOS 管栅源极、栅漏极和漏源极寄生电容。

$C_{gs}$  不随直流母线电压的改变而改变，可作为定值； $C_{gd}(V_{ds})$  和  $C_{ds}(V_{ds})$  两者均是关于  $V_{ds}$  的曲线函数，随着  $V_{ds}$  的升高而不断的降低直至稳定，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。

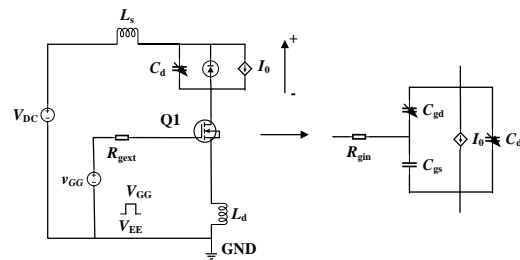


图 3 单个 SiC MOSFET 寄生参数模型

Fig. 3 Parasitic parameter model of single SiC MOSFET

### 寄生电容

$C_{gs}$  可通过查取数据手册并结合公式(1)求得：

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

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、恒流区和欧姆区三个阶段。为了简化计算，依次在各个阶段对寄生电容值作曲线拟合，然后取每个阶段的平均寄生电容值，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值，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。式(2)为  $C_{gd}$  和  $C_{ds}$  的曲线拟合公式：

$$\begin{cases} C_{gd}(v_{ds}) = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{v_{ds}}{k_1} + k_2}} \\ C_{ds}(v_{ds}) = \frac{C_1}{\sqrt{1 + \frac{v_{ds}}{k_3}}} \end{cases} \quad (2)$$

其中  $C_0$  和  $C_1$  分别对应的是  $C_{gd}$  和  $C_{ds}$  在 0V 电压时的寄生电容值， $k_1$ 、 $k_2$  和  $k_3$  均是调整参数，可以通过数据手册和曲线拟合求得，一般取固定值。二极管 SBD 的寄生电容  $C_D$  也可做曲线拟合， $C_{gd}$  和  $C_D$  的求取方法和  $C_{ds}$  类似，这里不再赘述。表 1 为不同阶段对应的寄生电容值。

表 1 寄生电容分段电容模型

Tab1 Segmented capacitance model of parasitic capacitance

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

### 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。因为上文中已得到了不同阶段的寄生电容值，因此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 寄生电感分为两种，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  $L_d$ ，具体参见图 3。

图 5 为单桥臂逆变电路的等效电路图， $R_L$  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  $Q_2$  的触发信号在一个周期内互补，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  $\Delta$ -Y 变换，可以求得等效电容  $C_{mg}$ 、 $C_{ms}$  和  $C_{md}$  为：

$$\begin{cases} C_{mg} = C_{gs} + C_{gd1} + \frac{C_{gs}C_{gd1}}{C_{ds1}} \\ C_{md} = C_{ds1} + C_{gd1} + \frac{C_{ds1}C_{gd1}}{C_{gs}} \\ C_{ms} = C_{gs} + C_{ds1} + \frac{C_{gs}C_{ds1}}{C_{gd1}} \end{cases} \quad (3)$$

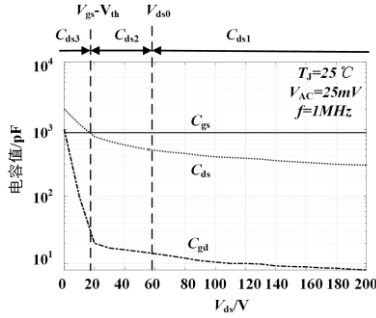


图 4 SiC MOSFET 的  $C_{ds}$  寄生电容

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

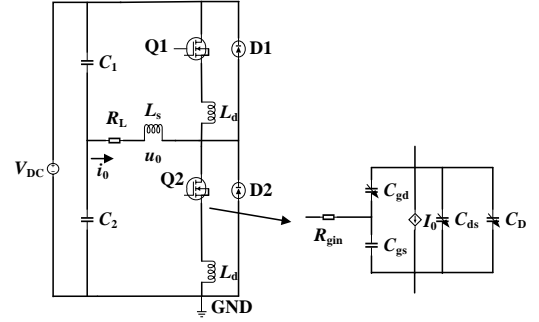


图 5 单桥臂等效电路图

Fig. 5 Equivalent circuit diagram of single phase.

已知  $C_{gd} \ll C_{ds} \ll C_{gs}$ ，所以  $C_{md} \ll C_{mg}$ ，因此化简时忽略  $C_{md}$ ，得到开通时振荡周期公式如(4)所示：

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

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  $C_{D1}$  参与振荡，由此得到关断时的振荡周期公式如(5)所示。在已知振荡周期和具体寄生电容的前提下，联立公式(4)和(5)即可求得  $L_s$ 、 $L_d$ 。

$$T_{off} = 2\pi \sqrt{L_s C_{D1}} \quad (5)$$

## 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 管的开关损耗以及寄生电容、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，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  $R_{DS(on)}$ 、 $R_{D(Diode)}$ ，通过公式(6)、(7)可得 MOS 管和 SBD 的导通损耗。

$$P_{C(MOSFET)} = f_{sw} \int_0^{t_c} i_d^2 R_{DS(on)} dt \quad (6)$$

$$P_{C(Diode)} = f_{sw} \int_0^{t_D} i_D^2 R_{D(Diode)} dt \quad (7)$$

其中  $f_{sw}$  为 MOS 管的开关频率,  $t_c$ 、 $t_D$  为 MOS 管和二极管的导通时间。

## 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  $V_{ds}$  的变化曲线图。 $I_{peak}$  是流过 MOS 管电流  $i_d$  在振荡时的最大峰值,  $V_{ds(on)}$  是 MOS 管导通时的漏源电压。Mode I 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  $C_{gs}$ 、 $C_{gd1}$ 、 $C_{ds1}$ ; Mode II 对应  $t_1$ - $t_2$ , 为预开通阶段, 对应  $C_{gs}$ 、 $C_{gd1}$ 、 $C_{ds1}$ ; Mode III 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  $C_{gs}$ 、 $C_{gd2}$ 、 $C_{ds2}$ ; Mode IV 对应  $t_3$ - $t_4$ , 已进入电阻区, MOS 管完全导通, 对应  $C_{gs}$ 、 $C_{gd3}$ 、 $C_{ds3}$ 。图 7 为关断过程中  $i_d$ 、 $V_{gs}$  和  $V_{ds}$  的变化曲线图。

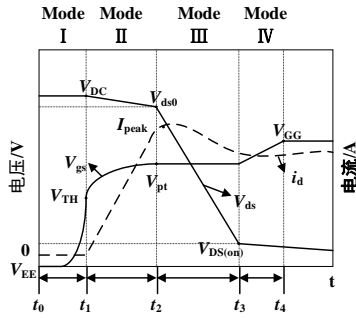


图 6 开通过程曲线图

Fig. 6 Opening process curve.

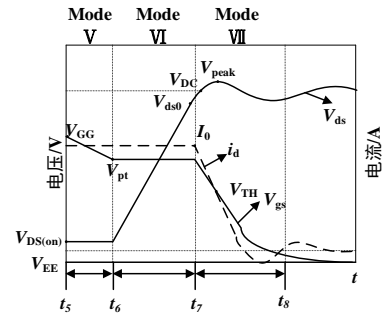


图 7 关断过程曲线图

Fig. 7 Closing process curve.

Mode I:  $0$ - $t_1$  时刻, 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, 此时  $V_{ds} = V_{DC}$ ,  $i_d = 0$ 。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  $E_{on1} = 0$ 。

Mode II:  $t_1$ - $t_2$  时刻, 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  $I_{peak}$ , 这是由于在这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的衰减振荡至  $I_0$ , 可以认为 Mode II 结束的标志为电流  $i_d$  达到峰值, 这一阶段开通损耗为  $E_{on2}$ 。

Mode III:  $t_2$ - $t_3$  时刻, 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 Mode III 损耗为  $E_{on3}$ 。Mode IV:  $t_3-t_4$  时刻， $C_{gd2}$  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  $V_{dson}$  基本不变，此阶段对应寄生电容  $C_{gd3}$ 、 $C_{ds3}$ 。得到 Mode IV 损耗为  $E_{on4}$ 。将开通过程各个阶段损耗相加即为 MOSFET 一个开关周期的开通损耗  $E_{on}$ ；同理可得关断损耗  $E_{off}$ 。

结合以上分析，寄生电容和寄生电感对开关过程产生着不同的影响<sup>[15]</sup>。其中外围电感  $L_s$  直接影响着开通过程（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，增加关断时间，进而使关断损耗增大；栅源电容  $C_{gs}$  的提高会降低  $dI_{ds}/dt$ ，但栅漏电容  $C_{gd}$  的提高，会使  $dV_{ds}/dt$  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的影响开关时间，进而影响开关损耗的计算。

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

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

在不考虑结温，固定栅极电阻情况下，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数值。假定 PWM 的开关频率为  $f_{sw}$ ，结合上式得到以下开通损耗和关断损耗；其中  $f_{sw}$  与时间的关系为式(10)。

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

其中  $(t_8-t_5)$ 、 $(t_4-t_0)$  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，设定为  $0.5\mu s$ 。

### 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 走线间的寄生电容以及 MOS 管的寄生电容的变化，会使 SiC 器件出现高于 Si 器件的 EMC 振荡波形，振荡时间拉长，振荡幅值减小，此时寄生电容因高频集肤效应而形成的损耗电阻  $R_n$  产生的损耗要考虑进来，其中  $I_{rip}$  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。式(11)中  $R_n$  为高频时寄生电容等效电阻，寄生电容在开关过程中产生的损耗为式(12)。

$$R_n = \frac{\tan \delta}{2\pi f_{sw} C} \quad (11)$$

$$P_{c(on)} = I_{rip}^2 R_n \quad (12)$$

其中  $\delta$  为电容器损耗角;  $C$  为寄生电容总值。

## 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形成的等效交流电阻会随着  $f_{sw}$  的提高而增大, 如式(13)、(14)所示, 其损耗不可忽略不计。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一个开关周期后, 不能回到最开始的初始值。且随着  $f_{sw}$  的提高磁滞损耗在不断增大, 因此计算寄生电感损耗时要考虑磁滞损耗。

$$P_{L_d} = \frac{1}{2} f_{sw} L_d i_L^2 \quad (13)$$

$$P_{L_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L^2(t) R_L dt \quad (14)$$

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

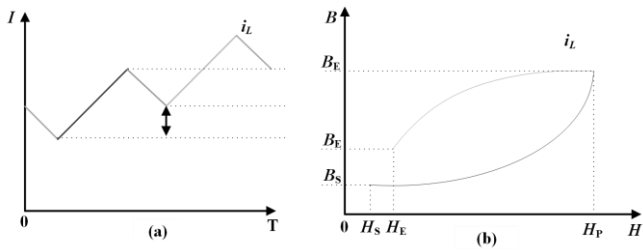


图 8 开关过程寄生电感磁化曲线 (a)  $I$  &  $T$ ; (b)  $B$  &  $H$

Fig. 8 Parasitic inductance magnetization curve on switch cycle (a)  $I$  &  $T$ ; (b)  $B$  &  $H$ .

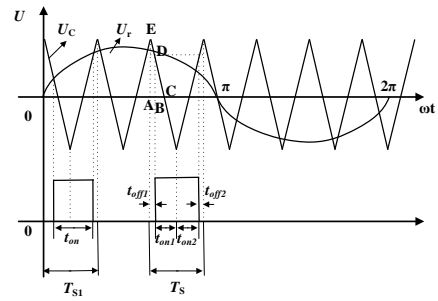


图 9 对称规则采样法

Fig. 9 Symmetric regular sampling method.

式(15)为在  $t_n$  时刻的磁感应强度,  $i_L(t_n)$  为在  $t_n$  时刻的电感电流, 此时磁场强度  $H(t_n)$  如式(16)所示, 由此得到电感磁滞损耗为式(17), 寄生电感的损耗为式(18)。

$$B(t_n) = \frac{1}{NA} \int_0^{t_n} u_L dt \quad (15)$$

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

$$P_{hysis} = \frac{1}{T_s} \sum_{n=1}^{N_s} \int_{B_s}^{B_p} H dB - \int_{B_p}^{B_E} H dB \quad (17)$$

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



## 2.1 SiC MOSFET 三相全桥逆变器损耗

由图9可知MOS管的占空比随着三相电流不断改变。虽然SVPWM和SPWM在原理上不尽相同,SPWM由三角波和正弦波调制而成,而SVPWM也可以看做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:

$$u_r(t) = U_M \sin \omega t \quad (19)$$

由图9可知,根据三角形相似,得到:

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

由于是对称规则采样,所以:

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

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,得到式(22)、(23):

$$\begin{cases} N = \frac{f_{sw}}{f} = \frac{T}{T_s} \\ t_1 = kT_s (k = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1) \end{cases} \quad (22)$$

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

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)得到平均导通损耗如式(24)。综上,将导通、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三个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,三相全桥逆变器的六个开关管损耗相等,进而得到三相全桥逆变器损耗为式(25)。

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

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

## 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

机控制系统实验平台。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 10kHz~55kHz，实验是在室温 25℃的情况下完成；本实验使用的示波器是横河 DL850W；功率等参数的测量采用横河 WT3000E 功率分析仪。表 2 是单个 MOSFET 的实验参数。

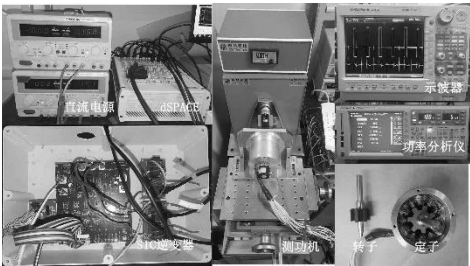


图 10 实验平台

Fig10 Picture of experimental platform

表 2 MOSFET 实验参数

Tab. 2 Experimental parameters.

参数	数值	参数	数值	参数	数值
直流母线电压 $V_{DC}/V$	80	端口寄生电感 $L_d/nH$	20	$C_{gd1}/pF$	12
MOS 管稳态导通压降 $V_{ds(on)}/V$	2.4	外围寄生电感 $L_s/nH$	61	$C_{gd2}/pF$	16
$V_{ds0}/V$	52.6	MOSFET 导通电阻 $R_{DS(on)}/m\Omega$	54	$C_{gd3}/pF$	750
触发脉冲 $V_{IE}/V_{GG}/V$	-5/20	栅极漏电流 $I_{GSS}/nA$	1	$C_{ds1}/pF$	438
阈值电压 $V_{TH}/V$	17.6	SBD 电容 $C_{D1}/pF$	332.5	$C_{ds2}/pF$	584
低频跨导 $g_{fs}/s$	9.8	SBD 导通压降 $V_{SD}/V$	1.5	$C_{ds3}/pF$	1250
MOSFET 稳态电流 $I_0/A$	2.2	MOS 管充电电荷 $Q_g/\mu C$	0.27	$C_{gs}/pF$	879

在转速为 200r/min，转矩为 0.17N·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越小，电流波形越好。实验一是在  $f_{sw}$  为 30kHz 的条件下进行的，此时测得图 11 电流波形。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，还和 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  $V_{ds}$  大部分时间电压接近母线电压，实测和理论计算的开关损耗接近，验证了该文中 SiC MOSFET 物理模型准确性高。

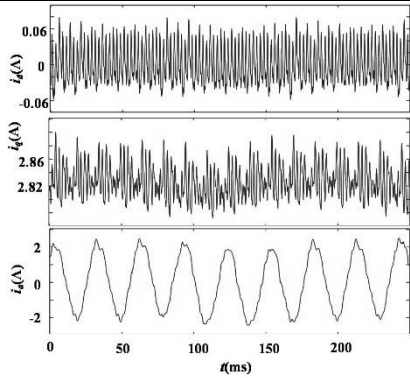


图 11 稳态电流波形(200r/min)

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

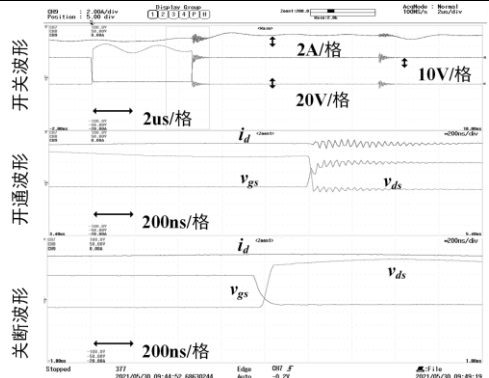


图 12 SiC MOSFET 开关过程

Fig. 12 Switching process of SiC MOSFET

表 3 开关过程理论与实验数据对比@ $f_{sw}=30\text{kHz}$

Tab. 3 Comparison between simulation and experiment @ $f_{sw}=30\text{kHz}$

		$t_{d-0}/\text{ns}$	$t_{s-0}/\text{ns}$	$t_a/\text{ns}$	$E_{on2}/\mu\text{j}$	$E_{on3}/\mu\text{j}$	$E_{on4}/\mu\text{j}$	$E_{on}/\mu\text{j}$	$E_{off1}/\mu\text{j}$	$E_{off2}/\mu\text{j}$	$E_{off3}/\mu\text{j}$	$E_{off}/\mu\text{j}$
实验一	理论	62.8	80.29	13.3	$2.414 \times 10^{-6}$	5.261	0.0472	5.3082	0.0894	2.4397	0.243	2.7721
	实测	65	81	13.5				5.753				3.033

图 13 为不同开关频率下理论计算和实际逆变器损耗对比。由图 13 可知，提高开关频率可以有效地降低逆变器损耗。在 50kHz 时，导通损耗占比小，所以三角形法、积分法和该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 10kHz 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，需要实时的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 采样存在系统误差无法避免，同时又因为低频阶段，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 THD 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 为实验一时理论计算与实验的数据对比，由表 4 可知，开通损耗大于关断损耗，二极管反向恢复损耗  $P_{re}$  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。

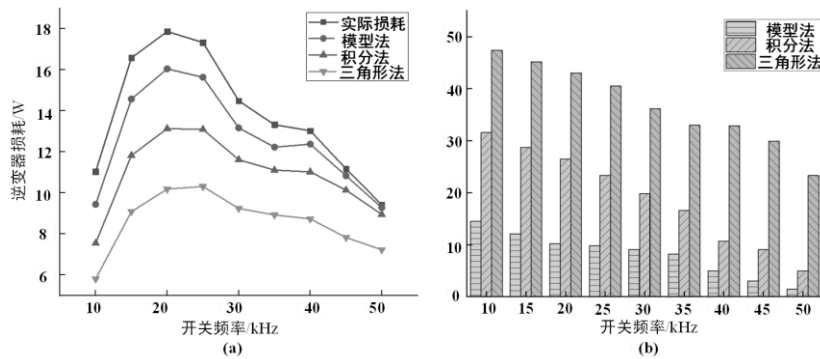


图 13 SiC 三相全桥逆变器损耗

Fig. 13 Three-phase full bridge inverter loss on SiC

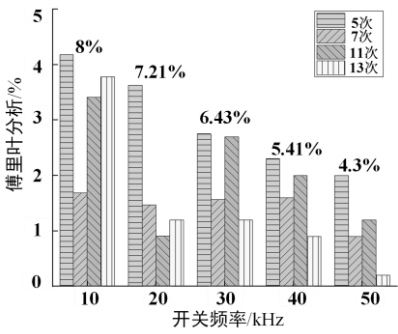


图 14 A 相电流谐波分析

Fig. 14 The current harmonic  
analysis of A phase

表 4 三相桥理论与实验数据对比 @ $f_{sw}=30\text{kHz}$

Tab. 4 Comparison between simulation and experiment @ $f_{sw}=30\text{kHz}$

		$P_{C(MOS)}/W$	$P_{C(Diode)}/W$	$P_{rec}/W$	$P_{L(on)}/W$	$P_{C(on)}/W$	$P_{on}/W$	$P_{off}/W$	$P_{switch}/W$	$P_{all}/W$	$\epsilon_{error}$
实验一	理论	0.9137	0.0028	$15.077 \times 10^{-15}$	0.01398	0.09075	0.15924	0.0832	0.24244	7.5822	10.35%
	实测	变化	0.004	$15.639 \times 10^{-15}$	0.0178	0.0974	0.1726	0.095	0.2676	8.458	

图 14 为实验一条件下改变开关频率测得的 A 相电流的谐波傅里叶分析。由图可知，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 5 为查数据手册得到的在室温 25℃ 下两种功率器件的参数，由于 SiC 相比于 Si 材料有较低电子迁移率，其漂移层的阻抗低于 Si 基器件，所以 SiC 器件的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。具体数据可见表 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 器件的肖恩特二极管(SBD)反向恢复时间短，且相比于 Si 器件的快速恢复二极管(FRD)，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 20kHz 为例，FRD 导通损耗为 5.94w，Si IGBT 的导通损耗为 7.78w，而 SBD 导通损耗仅为 2.6w，此时 SiC 逆变器的损耗最大降低了 9.24w。

表 5 逆变器参数											
Tab. 5 Inverter parameters											
材料	型号	$V_{DS}/V$	$t_{on}/ns$	$t_{off}/ns$	$t_r/ns$	$R_{on}/m\Omega$	$V_{th}/V$	$C_{iss}/pF$	$C_{oss}/pF$	$C_{rss}/pF$	$E_{sw}/mJ$
SiC	CCS020M12CM2	600	24	76	14	53	2.2	900	181	5.9	0.48
Si	FGL40120AND	600	35	150	75	65	5.5	3200	370	125	4.3

表 6 逆变器损耗对比					
Tab. 6 The loss Comparison of inverter					
开关频率/kHz		5	10	15	20
Si 逆变器损耗/w	$P_{c-si}$	8.63	11.72	12.97	14.02
	$P_{sw-si}$	0.95	1.94	2.92	3.93
	$P_{逆变器}$	10.09	14.10	17.15	20.58
SiC 逆变器损耗/w	$P_{c-sic}$	7.42	7.2	7.02	6.6624
	$P_{sw-sic}$	0.798	1.597	2.49	3.2065
	$P_{逆变器}$	8.24	10.14	11.02	11.34

在实验一条件下将开关频率设定为 20kHz，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。由图 15 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 器件的本身因为材料特性损耗就小，调制策略对于损耗的影响就小；而且 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。

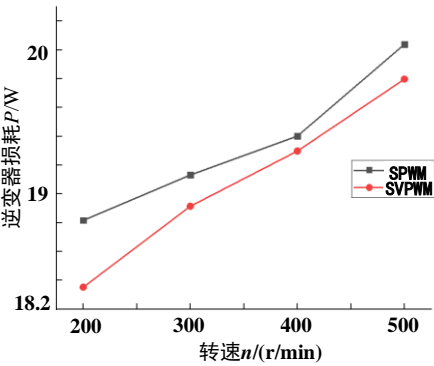


图 15 不同调制策略下逆变器损耗

Fig. 15 Inverter losses under different modulation strategies

---

## 4 结论

该文采用了一种计及 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:

- 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 International Conference on Industrial Technology (ICIT). Buenos Aires: IEEE, 2020: 119-123.
- Tong W M, Dai S H, Wu S N, et al. Performance comparison between an amorphous metal PMSM and a silicon steel PMSM [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(6): 1-5.
- 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: IEEE, 2018: 1-2,
- Mantooth H A, Peng K, Santi E, et al. Modeling of wide bandgap power semiconductor devices—Part I [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(2): 423-433.
- Santi E, Peng K, 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.
- 苏杭,姜燕,刘平,赵阳,罗德荣,朱伟进. 7.5 kW 电动汽车碳化硅逆变器设计[J]. 电源学报, 2019, v. 17;No. 83(03):126-132.
- Su Hang, Jiang Yang, Liu Ping et al. QIAN W. Design of silicon carbide inverter for 7.5kW electric vehicle [J]. Journal of Power Supply, 2019, v. 17;No. 83(03):126-132 (in Chinese).
- Ahmed M H, Wang M Y, Shenzad M A, 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.
- Wang Y F, Yang L, Meng Z, 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: IEEE, 2017: 1-6.
- Bonislowski M, Houlb M. Averaged inverter loss estimation algorithm [C]// 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Karlsruhe: IEEE, 2016: 1-9.
- Cavalcanti M C, Da Siliva 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. New York: IEEE, 2003, 3: 1912-1917.
- 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: IEEE, 2015: 000743-000748.

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(07): 1011-1018.

Zou G Y, Zhao Z M, Yuan L Q, et al. IGBT modual loss in dual PWM converter[J]. Journal of Tsinghua University(Natural Science), 2013, 53(07): 1011-1018(in Chinese).


Cheng Z P, Peng H, Chen J M. More accurate miller capacitor modeling for SiC switching characteristic prediction in high frequency applications [C]// 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), Singapore: IEEE, 2019: 1-6.

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.

[15] 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 K, Shi Y, Su J W, 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).

**作者简介:**

	<b>第一作者: 陈魁昊</b> (1996), 男, 硕士研究生, 研究方向:电机控制及其损耗, E-mail: 946500774@qq.com。
	<b>第二作者(通信作者): 刘旭</b> (1984), 男, 博士, 教授, 研究方向: 电机设计及其控制, E-mail: liuxu@hebut.edu.cn。
陈魁昊	<b>注:</b> 第二作者为通信作者。