

基于SiC MOSFET的两电平交流 伺服驱动器主回路损耗研究

分析了交流伺服驱动器主回路在双极性SPWM调制下的损耗组成,并推导了两电平交流伺服驱动器主回路的损耗计算方法。基于推导的损耗算法,对比分析了SiC MOSFET、Si MOSFET和Si IGBT三种功率器件用于交流伺服驱动器主回路时的损耗情况,得出采用SiC MOSFET的交流伺服驱动器主回路损耗更小,在功率器件技术指标和工作温度等条件一致的情况下,采用SiC MOSFET搭建主回路的交流伺服驱动器体积可以做得更小。上述分析计算结果通过仿真和实验进行了进一步验证。

王东文 袁 刚 宋 词 王志飞/冶金自动化研究设计院

0 引言

永磁同步电动机(PMSM)因其功率效率高、结构简单和功率因数高等优点,在交通运输、航空航天和工程装备等领域获得了广泛应用。功率器件是电动机驱动系统的关键部分之一。目前, Si功率器件结构设计制作工艺不断发展进步,已经接近其理论极限,依靠Si器件继续完善提高PMSM驱动系统性能潜力有限。相比于硅材料, SiC具有较小内阻和介电常数,使得SiC MOSFET功率器件具有更小的通态损耗、开断损耗和更高的结温等优点^[1]。理论分析表明,以SiC MOSFET为基础功率器件的逆变器能显著提高PMSM驱动系统的效率,并提高系统的功率密度。已有国外学者研制了母线电压为600 V、功率为60 kW的电动机驱动系统,对比发现,采用SiC MOSFET的电动机驱动系统效率提高了2%^[2]。三菱电动机已研发出转速8 800 r/min、功率11 kW的SiC MOSFET电动机驱动器,功

率密度达到了10 W/cm³, SiC电动机驱动器的体积相比原先减小了一半多^[3-4]。

本文详细分析推导了两电平交流伺服驱动器主回路的损耗计算方法,基于推导的损耗算法,对比分析了SiC MOSFET、Si MOSFET和Si IGBT三种功率器件用于交流伺服驱动器主回路时的损耗情况,得出采用SiC MOSFET的交流伺服驱动器主回路损耗更小,在功率器件技术指标和工作温度等条件一致的情况下,采用SiC MOSFET搭建主回路的交流伺服驱动器体积可以做得更小。基于自建的低压交流永磁同步电动机驱动系统的实验平台,对不同的实际工作条件下的主回路损耗进行了测试及对比研究,验证了SiC MOSFET应用在低压交流永磁同步电动机驱动系统上的应用优势。

1 损耗分析及计算

交流伺服驱动器中的主回路主要组成部分为逆变电路,逆变器采用180°导电型的三相全桥逆变电路,可以实现由直流电到交流电的变换。主回路的损耗由逆变电路三个桥臂的6个功率管和6个续流二极管在开关过程和导通状态产生的功耗组成。由于交流永磁同步电动机的定子为阻感性负载,因此,实际电动机的工作相电流的相位滞后其相电压 φ , φ 由电动机的定子电阻和定子电感确定, $\varphi = \arctan \omega L/R$ 。

图1为逆变器一相工作波形,从图中可以看出,单个功率模块只负责正半周波(或负半周波)电流流过。本文通过



王东文/高级工程师

关键词/Keywords

碳化硅·
两电平·
伺服驱动器·
主回路·
损耗·

计算主回路输出电流一个正弦波周期内功率管、续流二极管导通损耗和开关损耗的平均值之和来分析主回路的损耗情况。主回路的总损耗可近似为单个功率器件和续流二极管损耗之和的6倍。

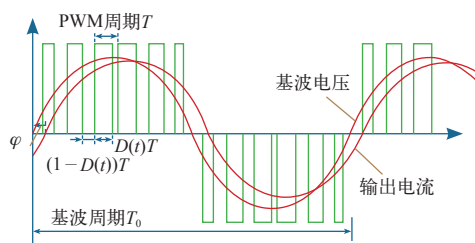


图1 逆变器某相导通波形

1.1 功率管的导通损耗

导通损耗主要取决于器件流过的电流及其导通压降。因为一个功率模块平均只在半个周期内有电流流过，只需要计算半个周期内的损耗，所以单个功率管的导通损耗^[5]为

$$P_{QC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{on}(t) i_C(t) D(t) dt \quad (1)$$

式中， V_{on} 为导通压降； i_C 为导通电流； $D(t)$ 为占空比， V_{on} 与 i_C 是非线性关系， V_{on} 与 i_C 的典型曲线如图2所示，可用直线近似模拟 V_{on} 与 i_C 之间的关系如下

$$V_{on} = V_{on0} + r_{0x} i_C(t) \quad (2)$$

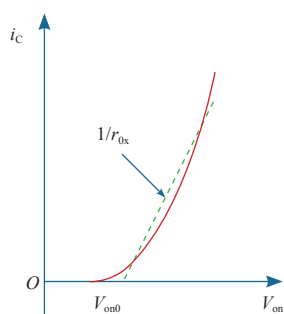


图2 V_{on} 与 i_C 典型曲线

电流的时域表达式为

$$i_C(t) = I_{CP} \sin(\omega t + \varphi) \quad (3)$$

式中， r_{0x} 为功率管通态等效电阻，可由数据手册中 V_{on} 与 i_C 的曲线获得； V_{on0} 为阈值电压； I_{CP} 为峰值电流。

占空比因采用不同的调制方式，故计算方式有所不同。使用双极性PWM调制方式时，占空比

表达式为

$$D(t) = \frac{1 + M \sin(\omega t + \varphi)}{2} \quad (4)$$

式中， M 为调制系数； φ 为电压电流的相位差。

将式(2)~式(4)代入式(1)，计算简化后可得双极性SPWM调制时主回路一个桥臂功率管的导通损耗，即

$$P_{QC} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M \cos \varphi}{8} \right) V_{on0} I_{CP} + \left(\frac{1}{8} - \frac{M \cos \varphi}{3\pi} \right) r_{0x} I_{CP}^2 \quad (5)$$

1.2 功率二极管导通损耗

功率二极管导通损耗的计算方法可参照功率管导通损耗的计算方法。当采用双极性SPWM调制时，在一个PWM周期中，功率二极管续流导通的时间为

$$D(t) = \frac{1 - M \sin(\omega t + \varphi)}{2} \quad (6)$$

参照逆变电路一个桥臂功率管导通损耗的计算方法，可推导出功率二极管的导通损耗计算方法为

$$P_{DC} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos \varphi}{8} \right) V_{F0} I_{CP} + \left(\frac{1}{8} - \frac{M \cos \varphi}{3\pi} \right) r_{0y} I_{CP}^2 \quad (7)$$

式中， V_{F0} 为功率二极管导通的阈值电压； r_{0y} 为功率二极管通态等效电阻，可由产品手册提供的 $V_F - i_C$ 曲线获得。

1.3 功率管的开关损耗

当主回路逆变器的开关频率为 f_{SW0} 、调制波的频率为 f 时，在一个调制波周期内单个功率器件开通和关断的次数均为 $f_{SW} = f_{SW0}/f$ ，因此可得单个功率管在一个调制波周期内的开关损耗为

$$P_{QSW} = \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{f_{SW}} (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \quad (8)$$

式中， $E_{SW(on)}$ 为功率管开通一次的损耗； $E_{SW(off)}$ 为功率管关断一次的损耗，一般情况下， $E_{SW(on)}$ 和 $E_{SW(off)}$ 的值可以由功率管的产品手册查得，文献[6]提供了一种在额定工况下对功率管的开关损耗作折线近似的方法，即

$$P_{QSW} = \frac{1}{\pi} f_{SW} (E_{SW(on)p} + E_{SW(off)p}) \times \frac{I_{CP}}{I_{CN}} \times \frac{V_{DC}}{V_{CEN}} \quad (9)$$

式中, I_{CN} 为额定工作电流; V_{CEN} 为额定工作电压; V_{DC} 为逆变电路直流母线电压; $E_{SW(on)p}$ 为在额定电流 I_{CN} 和额定电压 V_{CEN} 时功率管开通一次损失的能量; $E_{SW(off)p}$ 为在额定电流 I_{CN} 和额定电压 V_{CEN} 时功率管关断一次损失的能量。

1.4 功率二极管的开关损耗

对于功率二极管, 其开通损耗可以忽略不计, 仅计算其关断损耗, 二极管的关断损耗计算式为

$$P_{DSW} = \frac{1}{\pi} f_{SW} E_{Diode(off)p} \times \frac{I_{CP}}{I_{CN}} \times \frac{V_{DC}}{V_{CEN}} \quad (10)$$

式中, $E_{Diode(off)p}$ 为在额定电流 I_{CN} 和额定电压 V_{CEN} 时二极管关断一次损失的能量。

1.5 主回路逆变器的总损耗

逆变电路的总损耗由所有组成逆变电路的6个功率管和6个功率二极管的总损耗组成, 由前文计算结果可以得出在一个调制波周期内逆变器的总损耗为

$$P_{total} = 6(P_{CON} + P_{SW}) = 6(P_{QC} + P_{QSW} + P_{DC} + P_{DSW}) \quad (11)$$

1.6 损耗参数提取

损耗计算所需要损耗参数可以通过功率器件参考手册所提供的特性曲线获得。图3为C2M0025120D

型SiC MOSFET模块的输出特性曲线和开关损耗曲线。由于在实际应用中功率模块的工作温度比较高, 仿真中的特性曲线选取在器件结温 $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的数据, 同时对各曲线作相应的线性化调整, 即可推导出计算所需的参数。

以C2M0025120D模块为例, 对于输出特性曲线, 在实际工作区域的电流 $I_{DS} = 20\text{ A}$ 到额定点70 A这段区间内作线性折算, 直线的斜率即为SiC MOSFET的通达电阻 r_{0x} , 而直线与Y轴的交点即为SiC MOSFET管压降 V_{on0} 。 E_{on} 、 E_{off} 分别为SiC MOSFET在 $V_{DS} = 600\text{ V}$ 、 $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的一次开关能量损耗, 同理可得到续流二极管的 V_{F0} 、 r_{0y} 和 E_{off} 。

本着MOSFET电流等级和导通电阻相近的原则, 本文选取了IPW65R041CFD作为对比对象。同时本着Si IGBT的电压等级和电流等级相近原则, 本文选取了IHW40N120R3作为对比对象。下表列出了三种功率器件的损耗参数。

由功率管导通损耗计算式(5)可以看出: 功率器件参数中, 与损耗相关的是导通阈值电压和通态电阻, 而SiC MOSFET 功率器件导通阈值电压为0, 并且通态电阻和SiC MOSFET的通态损耗更小。从表中的数据可以看出SiC MOSFET的一次开

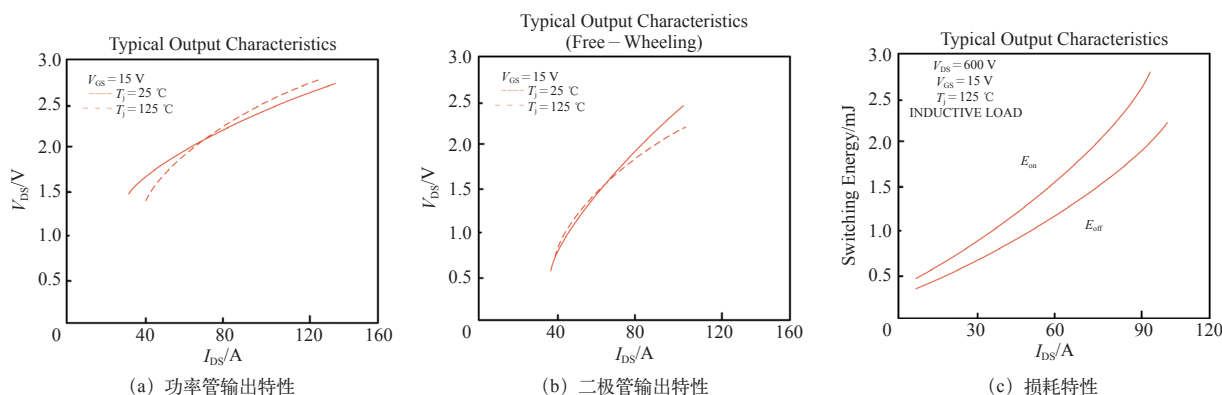


图3 C2M0025120D模块输出特性曲线和损耗曲线

表 三种功率模块的损耗参数

功率器件	电压等级 /V	电流等级 /A	导通阈值电压 V_{on0}/V	通态电阻 $r_{0x}/m\Omega$	二极管导通电压 V_{F0}/V	二极管导通电阻 $r_{0y}/m\Omega$	开通损耗 E_{on}/mJ	关断损耗 E_{off}/mJ	二极管关断损耗 E_{off}/mJ
IGBT	1 200	80	0.81	24	0.6	28.5	2.05	2.2	1.9
Si MOSFET	650	68.5	0	22	0.8	26	1.3	0.9	1.1
SiC MOSFET	1200	90	0	18	0.71	24	1.1	1	1

关损耗远小于IGBT。因此理论计算SiC MOSFET在主回路中的损耗更优。

2 仿真与实验

2.1 系统仿真模型

以永磁同步伺服系统为例，其仿真系统如图4所示^[7]。由式(5)~式(9)可知主回路损耗与负载电流、功率因数和调制比等相关，这些可直接在仿真过程中获得，损耗计算模块根据上文推导

的公式计算主回路的损耗。

2.2 实验结果

为了验证仿真结果，搭建伺服驱动实验平台，实验测试系统示意图如图5所示。主回路分别采用上述三种类型的功率模块及PWM控制方式。实验首先测定空载时主回路本身热损耗、开关电源等杂散损耗。对不同负载（即不同电流）和不同开关频率主回路的损耗变化情况进行测试，利用高准确度功率仪可测得驱动主回路的输入和输

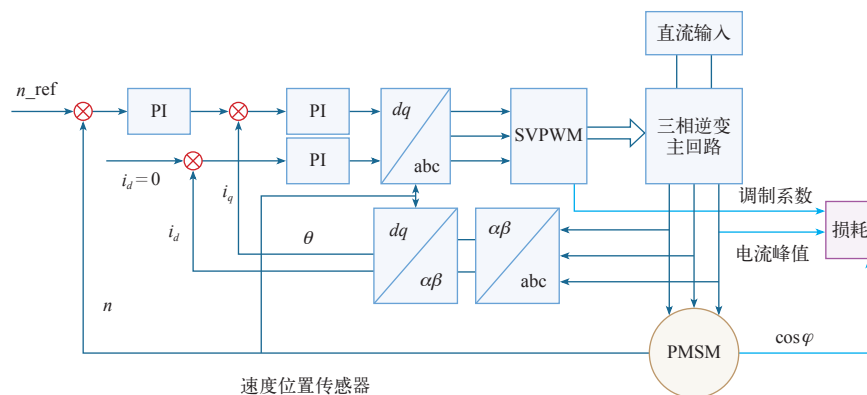


图4 仿真系统框图

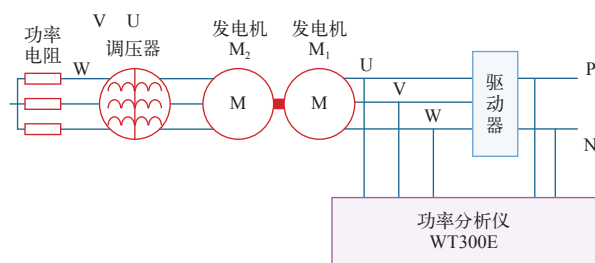
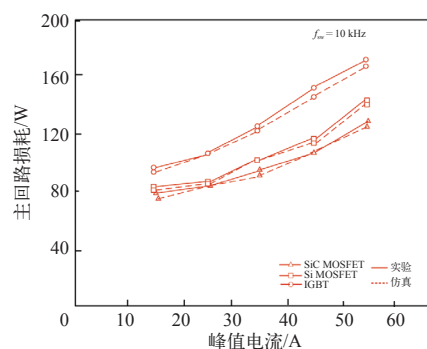


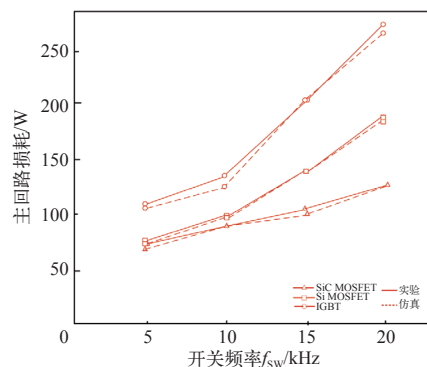
图5 实验测试系统示意图

出功率。

当开关频率10 kHz时，在不同负载条件下，三种功率器件仿真结果与实验测量结果如图6a所示。当峰值电流为35 A时，在不同开关频率下，三种功率器件的仿真值和实验测量值如图6b所示。从仿真值和实验结果的对比曲线来看，本文的损耗计算方法和实际情况较为吻合。实验测量和仿真结果会受到很多因素的影响。例如，通过器件手册特性曲线得到的模块参数会受特性曲线准确度的影响，特性曲线的线性化也会影响仿真结果，另



(a) 开关频率10 kHz，三种功率器件在不同负载条件下损耗对比



(b) 峰值电流35 A，三种功率器件在不同开关频率下损耗对比

图6 三种功率模块实验及仿真结果对比曲线

外，涡流损耗、寄生的损耗没有计算在内。

对于三种功率器件的损耗特性, 由图6可以得出以下结论:

1) 同开关频率下, SiC MOSFET (C2M00025 120D) 功率模块的主回路损耗总是最小的, 随着电流增大 (负载功率增大), 损耗都有不同程度的增大, 损耗增加的部分主要在通态损耗。因为 SiC 器件相比于 Si 器件具有更高的结温, 而且在相同频率下, SiC 器件热损耗更小, 而散热器的尺寸越大, 功率器件的温升越小, 故基于 SiC MOSFET 设计的驱动器可以采用尺寸更小、质量更轻的散热器。因此, 驱动器的效率和功率密度是三种功率器件中最高的, 很适合在一些特殊的环境中使用。

2) 在不同开关频率下, SiC MOSFET功率模块的主回路损耗总是最小的。随着开关频率的提升, 主回路损耗均有不同程度的增加, 损耗增加的部分主要在开关损耗, 而SiC MOSFET模块损耗增长最为缓慢。由式(9)可以看出, 开关损耗与开关频率近似正比关系, 这与结果曲线较为符合。基于SiC MOSFET设计的驱动系统可以在更高的开关频率下工作, 有利于提升系统的效率。

3 结束语

本文提出了损耗计算方法,分析及实验验证表明该方法具有较好的准确性。基于三种功率器件主回路的实验和仿真表明,采用SiC MOSFET器件会明显降低驱动器的损耗,提高驱动系统的效率。同时也有利于缩小驱动器的体积,从而提高低压伺服驱动器的功率密度。随着开关频率的提升, SiC MOSFET驱动器的优势更加明显。在电动

机驱动器中, SiC MOSFET具有很好的应用前景。

参考文献

- [1] 张波, 邓小川, 张有润, 等. 宽禁带半导体 SiC 功率器件发展现状及展望 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2009, 4 (2): 111-118.
- [2] 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.
- [3] Sarnago H, Lucia O, Mediano A, et al. Improved operation of SiC-BJT-based series resonant inverter with optimized base drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (10): 5097-5101.
- [4] 聂新. 碳化硅功率器件在永磁同步电机驱动器中的应用研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015.
- [5] 袁立强, 赵争鸣, 宋高升, 等. 电力半导体器件原理与应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [6] Takashi Kojimna Yasushi Yaunada, Mauro Ciappa, Marco Chiavrwini, et al. A novel electro-thermal simulation approach of power IGBT modules for automotive traction applications [C]. Proceeding of 2004 International Symnposium on Power Semiconductor Devices & ICs. Kitakyushu, 2004.
- [7] 黄碧霞, 陈阳生. 一种三相逆变器损耗分析方法 [J]. 微电机, 2009, 42 (9): 49-52.

(收稿日期: 2017-12-11) **EA**

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告