

基于 SiC MOSFET 的水下高速电机转矩脉动抑制研究

翟理, 汪洋, 胡利民, 赵旭东, 向世克

(中国船舶重工集团公司第705研究所昆明分部, 云南昆明 650101)

摘要: 水下航行器高速电机具有高速、大功率、多挡位可调等特点, 为了减小水下航行器有限空间内的高速无刷直流电机(BLDCM)转矩脉动, 分析了水下航行器高速电机对高开关频率的需求, 对 BLDCM 转矩脉动进行了数学分析, 得到 BLDCM 的转矩脉动与开关频率及占空比等的关系。利用 SiC MOSFET 开关频率高的特点来提高逆变器开关频率, 从而降低高速电机转矩脉动, 同时 SiC MOSFET 又有开关损耗小的优点, 与使用绝缘栅双极型晶体管(IGBT)相比, SiC MOSFET 在提高开关频率的同时可以减少开关损耗。最后通过仿真和试验验证了 SiC MOSFET 在较高开关频率时对高速 BLDCM 转矩脉动抑制的效果, 为宽禁带半导体器件在水下航行器高速 BLDCM 的应用提供参考。

关键词: 无刷直流电机; SiC MOSFET; 转矩脉动; 开关频率

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)03-0072-09

doi: 10.12177/emca.2023.011

Research on Torque Ripple Suppression of Underwater High-Speed Motor Based on SiC MOSFET

ZHAI Li, WANG Yang, HU Limin, ZHAO Xudong, XIANG Shike

(Kunming Branch, The 705 Research Institute of China Shipbuilding Industry Corporation, Kunming 650101, China)

Abstract: The high-speed motor of underwater vehicle has the characteristics of high-speed, high-power and multi-gear adjustable, etc. In order to reduce the torque ripple of high-speed brushless direct current motor (BLDCM) in the limited space of underwater vehicle, the demand for high switching frequency of high-speed motor of underwater vehicle is analyzed. The torque ripple of BLDCM is analyzed mathematically, so the relationship between torque ripple and switching frequency and duty ratio of BLDCM is obtained. The high switching frequency of SiC MOSFET is used to improve the switching frequency of inverter and reduce the torque ripple of high-speed motor. At the same time, SiC MOSFET has the advantage of low switching loss. Therefore, compared with insulated gate bipolar transistor (IGBT), SiC MOSFET can reduce the system efficiency caused by switching loss while improving the switching frequency. Finally, the effect of SiC MOSFET on torque ripple suppression of high-speed BLDCM at higher switching frequency is verified by simulation and experiment, which provides a reference for the application of wide-bandgap semiconductor devices in high-speed BLDCM of underwater vehicles.

Key words: brushless direct current motor (BLDCM); SiC MOSFET; torque ripple; switching frequency

收稿日期: 2022-11-21; 收到修改稿日期: 2023-01-16

作者简介: 翟理(1995—), 男, 硕士, 硕士研究生, 研究方向为特种电机控制技术。

汪洋(1983—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为特种电机控制技术。

胡利民(1971—), 男, 硕士, 研究员, 研究方向为水下特种能源与电力技术。

0 引言

无刷直流电机(BLDCM)具有高功率密度、调速范围宽、调速性能好等优点,已广泛应用于航空、航天、航海各领域^[1],BLDCM 具有较大的转矩脉动,影响其控制性能^[2-3],同时带来噪声等问题,限制了其应用。因此,如何抑制 BLDCM 的转矩脉动成为了国内外学者研究的目标。电机转矩脉动抑制主要包括电机本体设计优化及控制方法优化两个方面,近年来采用控制方法对转矩脉动进行抑制越来越得到重视,文献[4-5]提出了重叠换向法和电流采样相结合,改善电机换相过程中的转矩脉动,文献[6-7]提出调节母线电压来抑制 BLDCM 转矩脉动,文献[8-9]通过改变脉宽调制(PWM)方式抑制转矩脉动。然而国内外学者在开关频率对转矩脉动影响方面的研究较少,贺虎成等^[10]等研究了开关频率对 BLDCM 的影响,但开关频率仅提升到了 15 kHz。胡怡婷等^[11]研究了 PWM 频率对高速无刷电机转矩的影响,但电机对象功率较小,且文献[10-11]未研究开关频率提升对系统的其他影响。

随着宽禁带半导体的发展,以 SiC MOSFET 为代表的新一代半导体在高频大功率应用中展现出巨大优势, SiC MOSFET 具有开关速度快、开关频率高、开关损耗低、功率等级高等优点^[12]。SiC MOSFET 适用于高频高压的应用场景,本文将 SiC MOSFET 应用于高速电机功率模块,通过提高逆变器开关频率,研究 SiC MOSFET 在高开关频率下对高速电机转矩脉动抑制的效果,并通过 Simulink 仿真和 20 kW BLDCM 试验,分析不同开关频率对转矩脉动的影响。

1 SiC MOSFET 优势

目前在商业化硅基电力电子器件应用中,最典型的两种器件就是 IGBT 和 MOSFET。IGBT 适用于大功率应用场合,其开关频率一般为 5 ~ 10 kHz。MOSFET 适用于高频应用场合,但是其功率等级较低,一般应用在几个 kW 的功率场合。这两种 Si 基功率器件目前均难以胜任较高功率和较高开关频率的应用需求。

随着电力电子器件技术的不断完善,以 SiC MOSFET 为代表的宽禁带半导体逐渐问世, SiC 器

件拥有高达 3.26 eV 的禁带宽度,远大于 Si 的 1.1 eV,同时还拥有高击穿场强和高热导率,这意味着 SiC 可以适用于高温高压的工作环境,同时还拥有极高的开关速度和较小的开关损耗,可以同时应用在高频大功率需求的场合。图 1 为三种半导体器件功率频率乘积图^[13]。

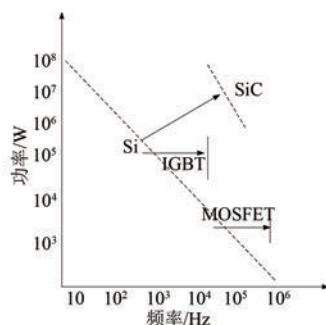


图 1 三种功率器件功率频率乘积

传统水下航行器大功率高速电机使用的 Si 基功率器件开关频率为 10 kHz 左右。若电机极对数 p 为 3,电机额定功率为 70 kW 以上。若电机转速为 10 000 r/min,则基频 $f = \frac{np}{60}$,此时基频 $f = 500$ Hz,换相频率 $f_i = 6f = 3\,000$ Hz,此时使用开关频率 10 kHz 的 IGBT,则一个换相周期内斩波次数只有 3.3 次,在转速更高后会造成更大的转矩脉动。IGBT 对开关频率的提高有限,因此使用 SiC MOSFET 提高开关频率,同时 SiC MOSFET 具有开关损耗小的优点,使用 SiC MOSFET 可以一定程度上减小开关频率升高带来的效率降低问题,还可以对滤波电路、散热模块进行小型化设计,充分利用有限的航行器内部空间。

2 转矩分析

2.1 导通运行区转矩脉动

本文中采用的 PWM 调制模式为双极性调制模式,因此在下面的分析中对双极性调制模式下 BLDCM 转矩脉动进行分析。

图 2 为星形 3 相 6 状态 BLDCM 电路拓扑。

假设三相完全对称,不计涡流和磁滞损耗,三相绕组的电压平衡方程为

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + q \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} +$$

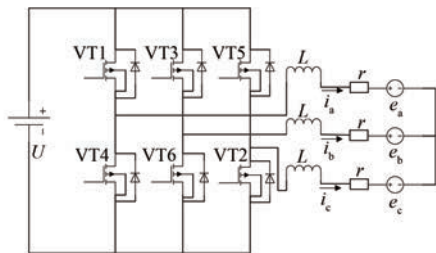


图2 BLDPM 电路拓扑

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + u_N \quad (1)$$

式中: U_a, U_b, U_c 为三相电压; i_a, i_b, i_c 为三相电流; e_a, e_b, e_c 为反电动势; L, r 为绕组自感及电阻; q 为微分算子; u_N 为中性点电压。

双极性调制模式如图3所示。

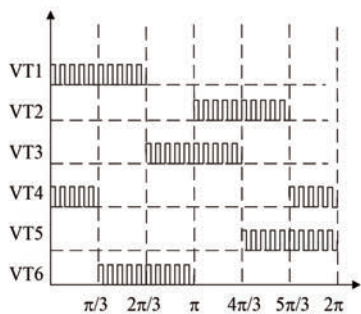


图3 PWM 双极性调制

PWM 调制时一个周期 T 内相电流变化波形如图4所示, 当 PWM=ON 时相电流从初始值 I_0 上升至 I_1 , 当 PWM=OFF 时相电流从 I_1 下降到 I_0 , 其中 D 为 PWM 占空比。

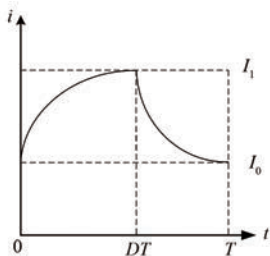


图4 一个PWM周期相电流波形

当 PWM 状态为 ON 时, 假设此时 VT1 和 VT6 导通, 电流导通路径如图5所示。

此时开关管 VT1 和 VT6 导通, 电流流经 A 相

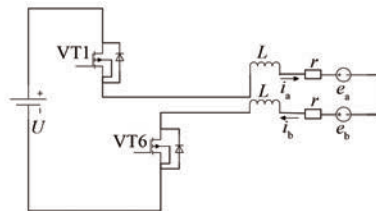


图5 PWM=ON 时导通路径

和 B 相, 设此时电机反电动势幅值 $e_a = E, e_b = -E$, 电压方程为

$$\begin{cases} U = u_a = ri_a + L \frac{di_a}{dt} + u_N + E \\ 0 = u_b = ri_b + L \frac{di_b}{dt} + u_N - E \\ i_a(0) = I_0 \\ i_b(0) = -I_0 \\ \frac{di_a}{dt} = -\frac{di_b}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

式中: U 为直流供电电压; $i_a(0)$ 为 A 相初始相电流值。

当 PWM 调制频率足够高时, 载波周期远小于电机绕组的电气时间常数 L/R , 可忽略绕组 R 的影响^[14], 解上述方程可得:

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_b}{dt} = \frac{U - 2E}{2L} \quad (3)$$

当开关频率较高时, 相电流上升和下降时间极短, 可视相电流上升沿、下降沿呈线性变化。则一个 PWM 周期内开通完成时, 相电流为

$$i_a(\text{ON}) = -i_b(\text{ON}) = \frac{U - 2E}{2L}DT + I_0 \quad (4)$$

式中: D 为占空比; T 为 PWM 周期。

PWM 状态为 OFF 时, 电流导通路径如图6所示。

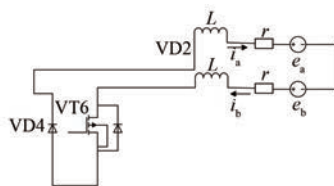


图6 PWM=OFF 时导通路径

此时 VT1 关断, VT6 导通, VD4 续流导通, 电机反电动势 $e_a = E, e_b = -E$, 此时电压方程为

$$\begin{cases} 0 = u_a = r i_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N \\ 0 = u_b = r i_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N \\ i_a + i_b = 0 \\ i_a(\text{ON}) = -i_b(\text{ON}) = \frac{U - 2E}{2L}DT + I_0 \end{cases} \quad (5)$$

忽略绕组影响,解上述方程可得:

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_b}{dt} = -\frac{E}{L} \quad (6)$$

则一个 PWM 周期结束时,相电流值为

$$\begin{aligned} i_a = -i_b = i_a(\text{ON}) - \frac{E}{L}(1 - DT) = \\ \frac{DTU - 2ET}{2L} + I_0 \end{aligned} \quad (7)$$

则一个 PWM 周期内相电流均值为

$$\begin{aligned} I_{av} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{U - 2E}{2L}t + I_0 \right) dt + \\ \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{UDT - 2Et}{2L} + I_0 \right) dt = \\ \frac{(2D - D^2)U - 2E}{4Lf} + I_0 \end{aligned} \quad (8)$$

式中: f 为 PWM 调制频率, $f = 1/T$ 。

电机的相电流脉动:

$$i_{rip} = \frac{i_a(\text{ON}) - I_0}{I_{av}} = \frac{2D(U - 2E)}{(2D - D^2)U - 2E + 4LfI_0} \quad (9)$$

由式(9)可知, BLDCM 电流脉动由占空比、反电动势、供电电压以及开关频率共同决定,并且随着开关频率增大而降低。

根据电机理论,开关管 VT1 和 VT6 导通的一个 PWM 周期内电机平均电磁转矩为

$$\begin{aligned} T_{av} = \frac{e_a i_a + e_b i_b}{\omega} = \\ \frac{2EU(2D - D^2) - 4E^2 + 8ElfI_0}{4L\omega f} \end{aligned} \quad (10)$$

式中: ω 为电机机械角速度。

电机在一个 PWM 周期的初始电磁转矩为

$$T_0 = \frac{2EI_0}{\omega} \quad (11)$$

因此可得电机导通运行区转矩脉动为

$$T_{rip} = T_{av} - T_0 = \frac{E}{2Lf\omega} (2DU - D^2U - 2E) \quad (12)$$

由式(12)可知, BLDCM 导通运行区电磁转矩脉动由占空比、供电电压、开关频率共同决定,并且和开关频率成反比例关系。因此,可提高开关频率以抑制电流脉动和转矩脉动,提高电机性能。

2.2 换相转矩脉动

当导通开关管从 VT1、VT2 导通换为 VT3、VT2 相导通时,换相 PWM 导通电路图如图 7 所示。

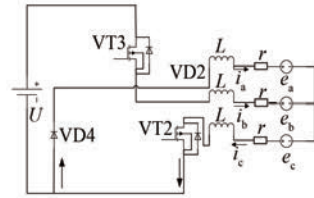


图 7 换相 PWM=ON 导通电路图

此时 C 相进行 PWM 调制, A 相切换为 B 相, 由于切换初期 A 相仍有电流存在, 通过 VT4 二极管进行续流, VT2 进行 PWM 调制, 电机反电动势 $e_a = e_b = -e_c = E$, 电压方程为

$$\begin{cases} 0 = u_a = r i_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N \\ U = u_b = r i_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N \\ 0 = u_c = r i_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N \\ i_a + i_b + i_c = 0 \\ i_c(0) = I_0 \\ i_a(0) = -i_b(0) = 0 \end{cases} \quad (13)$$

C 相此时为非换相相, 忽略绕组的影响, 解得 C 相的相电流变化率为

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{4E - U}{3L} \quad (14)$$

C 相一个 PWM 周期内开通完成时相电流如下所示:

$$i_c(\text{ON}) = \frac{4E - U}{3L}DT + I_0 \quad (15)$$

换相时 C 相 PWM 为 OFF 时电路图如图 8 所示。

此时电机反电动势 $e_a = e_b = -e_c = E$, 电压方程为

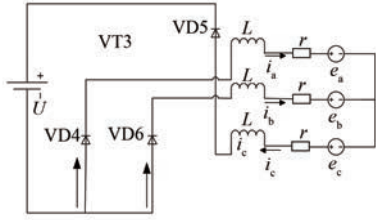


图8 换相 PWM=OFF 电路图

$$\begin{cases} 0 = u_a = r i_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N \\ 0 = u_b = r i_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N \\ U = u_c = r i_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N \\ i_a + i_b + i_c = 0 \\ i_a = -i_b = 0 \\ i_c(\text{ON}) = \frac{4E - U}{3L}DT + I_0 \end{cases} \quad (16)$$

忽略绕组影响,解得 C 相电流变化率为

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{4E + 2U}{3L} \quad (17)$$

则在 A 相关断、B 相未开始换相时,一个 PWM 周期结束,C 相电流值为

$$i_c(\text{OFF}) = \frac{4E - U}{3L}DT + \frac{4E + 2U}{3L}(1 - D)T + I_0 \quad (18)$$

则一个换相 PWM 周期内 C 相的相电流平均值为

$$\begin{aligned} I_{av} &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{4E - U}{3L}t + I_0 \right) dt + \int_{DT}^T \left(\frac{4E + 2U}{3L}t + \frac{4E - U}{3L}DT + I_0 \right) dt \right] = \\ &= \frac{U(2 - 2D - D^2) + E(12 - 8D)}{6Lf} + I_0 \quad (19) \end{aligned}$$

式中: $f = 1/T$ 。

换相电流脉动为

$$I_{rip} = \frac{I_c(\text{ON}) - I_0}{I_{av}} = \frac{2D(4E - U)}{(2 - 2D - D^2)U + 12E + 6I_0Lf} \quad (20)$$

换相平均电磁转矩为

$$T_{av} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega}$$

$$= \frac{-EU(2 - 2D - D^2) - 12E^2 + 6LfEI_0}{6Lf\omega} \quad (21)$$

电磁转矩脉动为

$$T_{rip} = T_{av} - \frac{EI_0}{\omega} = \frac{-UE}{3Lf\omega}(2 - 2D - D^2) - \frac{E}{3Lf\omega}(12E - 8ED^2) \quad (22)$$

由式(21)可知,换相转矩脉动与占空比、供电电压、开关频率有关,并且与开关频率成反比关系,因此可以通过提高开关频率减小转矩脉动。

3 仿真与试验对比

3.1 开关频率对转矩脉动影响仿真

在 Simulink 环境下进行 BLDCM 双闭环控制系统仿真试验,电机定子每相电阻为 0.1Ω ,定子总自感为 0.1 mH ,定子每相绕组互感为 0.01 mH ,直流供电电压 260 V 。由于转矩均值均为 $-2 \text{ N}\cdot\text{m}$,直接用转矩波形波峰和波谷差值表示转矩脉动。图 9 为开关频率 12.5 kHz 时 BLDCM 相电流波形,此时相电流脉动为 22.9% ,图 10 为 12.5 kHz 时 BLDCM 转矩波形,此时转矩脉动为 $3.146 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

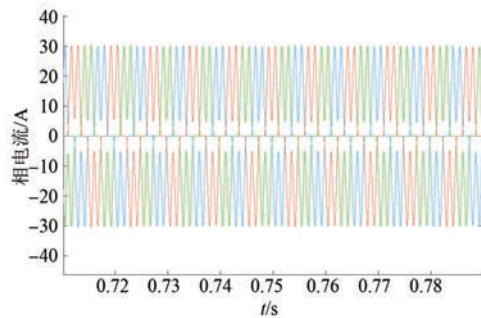


图9 12.5 kHz 相电流波形

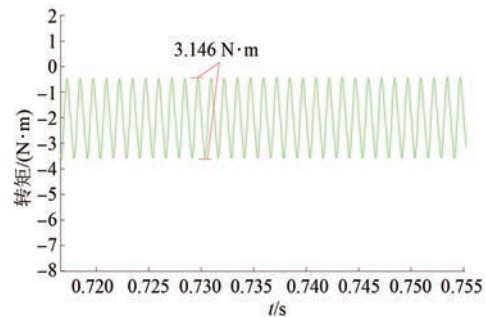


图10 12.5 kHz 转矩波形

图 11 为开关频率 20.0 kHz 时 BLDCM 相电流波形,此时相电流脉动为 20.4%,图 12 为 20.0 kHz 时 BLDCM 转矩波形,此时转矩脉动为 0.886 N·m。

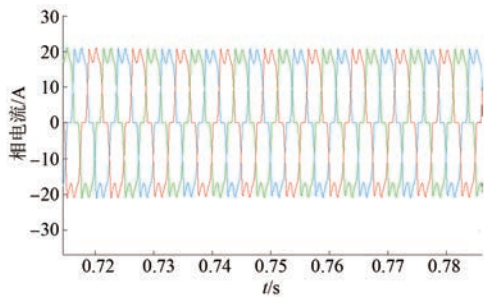


图 11 20.0 kHz 相电流波形

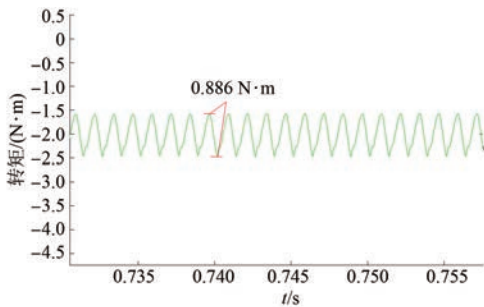


图 12 20.0 kHz 转矩波形

图 13 为开关频率 30.0 kHz 时 BLDCM 相电流波形,此时相电流脉动为 12.4%,图 14 为 30.0 kHz 时 BLDCM 转矩波形,此时转矩脉动为 0.795 N·m。

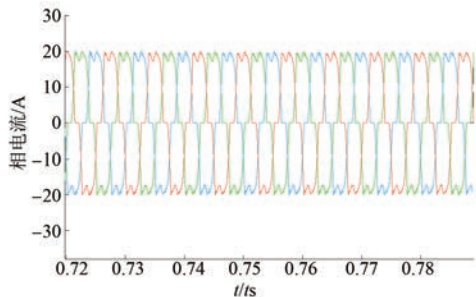


图 13 30.0 kHz 相电流波形

表 1 为不同开关频率下 BLDCM 相电流脉动和转矩脉动仿真对比,可见开关频率升高后,相电流脉动和转矩脉动均减小。

表 1 不同开关频率脉动仿真对比

开关频率/kHz	12.5	20.0	30.0
相电流脉动/%	22.9	20.4	12.4
转矩脉动/(N·m)	3.146	0.886	0.795

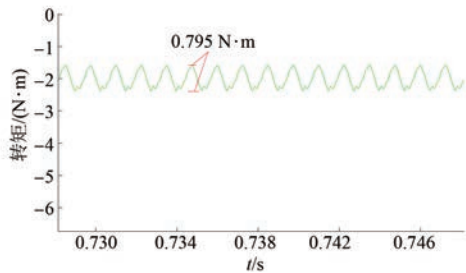


图 14 30.0 kHz 转矩波形

3.2 占空比对转矩脉动影响试验

本文在仿真的基础上进行了样机功率试验,高速 BLDCM 样机额定功率 70 kW 以上,极对数为 3,额定转速 20 000 r/min,控制策略为带 Hall 传感器的方波控制。试验选用功率器件选用某公司的 SiC MOSFET 最高耐压为 1 200 V,最大电流 600 A。试验中为了保证开关频率提高以后试验安全,选择在 20 kW 左右进行试验,试验时通过控制水力测功机水门大小施加特定的扭矩,使电机在特定转速下的特定工作点工作。在固定直流供电电压 232 V 条件下分别在开关频率 12.5、20.0、30.0 kHz 以及占空比 50%、70%、90% 下进行试验验证。母线电流脉的动计算方式为(最大值-最小值)/均值,其中最大值和最小值可在图 15、图 17、图 19 中测出,母线电流均值则通过电机运行过程中直流电源显示的电流数值得到。在占空比<100 计算相电流脉动时,用相电流波形第一个波峰和波谷的差值来计算相电流脉动,计算时为了简便,用波峰值代替相电流均值,此时:相电流脉动=(波峰-波谷)/波峰。

图 15 为开关频率 12.5 kHz、占空比 50% 条件下母线电流波形,母线电流均值为 27 A,电流最大为 144.29 A,最小为-77.59 A,脉动为 822%,此时电机转速为 6 433 r/min。

图 16 为开关频率 12.5 kHz、占空比 50% 条件下相电流波形,脉动为 52%。

图 17 为开关频率 12.5 kHz、占空比 70% 条件下母线电流波形,母线电流均值为 57 A,电流最大为 208 A,最小为-57.9 A,脉动为 466%,此时电机转速为 8 800 r/min。

图 18 为开关频率 12.5 kHz、占空比 70% 条件下相电流波形,脉动为 35%。

图 19 为开关频率 12.5 kHz、占空比 90% 条件

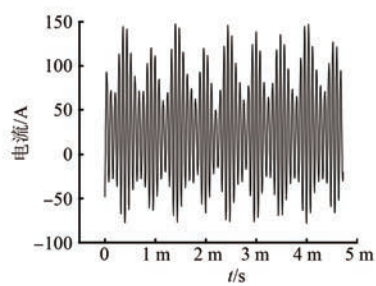


图 15 12.5 kHz、50% 占空比母线电流

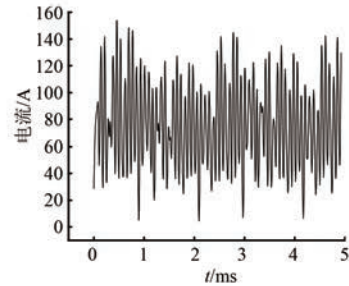


图 19 12.5 kHz、90% 占空比母线电流

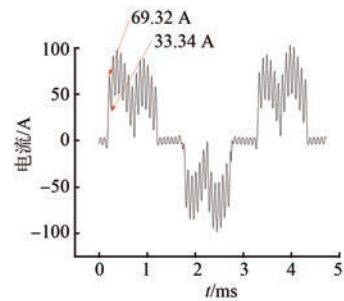


图 16 12.5 kHz、50% 占空比相电流

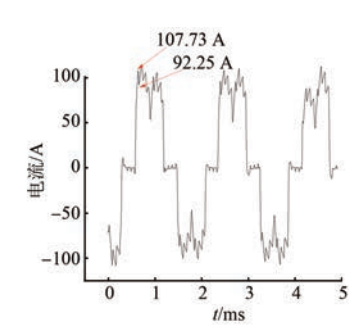


图 20 12.5 kHz、90% 占空比相电流

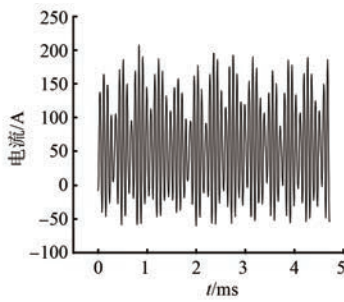


图 17 12.5 kHz、70% 占空比母线电流

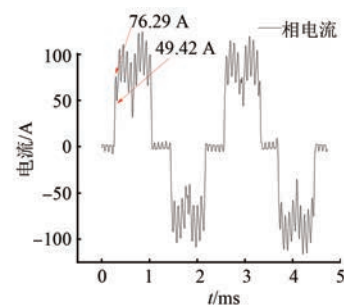


图 18 12.5 kHz、70% 占空比相电流

下母线电流波形, 母线电流均值为 76, 电流最大为 153.28 A, 最小为 5.09 A, 脉动为 195%, 此时电机转速为 11 233 r/min。

图 20 为开关频率 12.5 kHz、占空比 90% 条件下相电流波形, 脉动为 14.4%。

可见随着 PWM 占空比逐渐升高, 相电流脉动和母线脉动均呈减小趋势, 这与数学分析以及仿真结果均是相符的。

3.3 开关频率对转矩脉动影响试验

图 21 为开关频率 20.0 kHz、占空比 50% 条件下母线电流波形, 母线电流均值为 27 A, 电流最大为 86.5 A, 最小为 -13.8 A, 脉动为 371%。

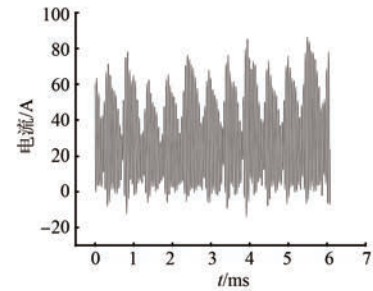


图 21 20.0 kHz、50% 占空比母线电流

图 22 为开关频率 20.0 kHz、占空比 50% 条件下相电流波形, 脉动为 33%。

图 23 为开关频率 30.0 kHz、占空比 50% 条件下母线电流波形, 母线电流均值为 27 A, 电流最大为 45.55 A, 最小为 10.55 A, 脉动 129%。

图 24 为开关频率 30.0 kHz、占空比 50% 条件下相电流波形, 脉动为 14%。

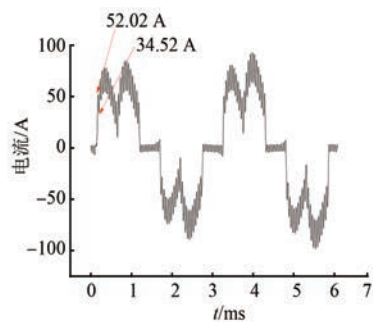


图 22 20.0 kHz、50% 占空比相电流

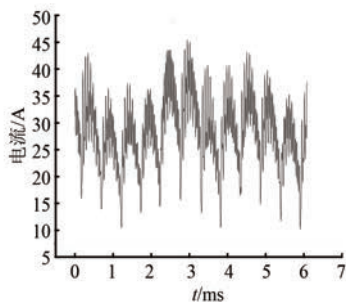


图 23 30.0 kHz、50% 占空比母线电流

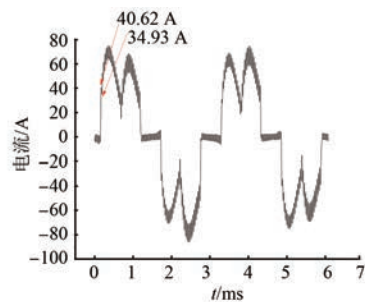


图 24 30.0 kHz、50% 占空比相电流

由以上试验结果波形结果可见,母线电流脉动和相电流脉动均随着开关频率的升高而降低,这与数学分析和仿真结果是相符的。

表 2~表 4 为 SiC MOSFET 逆变器开关频率分别为在不同开关频率,占空比分别为 50%、70%、90% 时的相电流脉动和母线电流脉动值对比,开关频率 40.0 kHz 以上时,相电流第一个波峰和波谷的差距很小,未予以统计。从 2~表 4 表中试验结果可见,开关频率不变,占空比升高可以减小 BLDCM 相电流脉动和母线电流脉动,占空比一定时,提高逆变器开关频率可以大幅减小相电流脉动和转矩脉动。

表 2 50% 占空比下各开关频率电流脉动

频率/kHz	12.5	20.0	30.0	40.0
相电流脉动/%	52	33	14	6
母线电流脉动/%	822	371	129	117

表 3 70% 占空比下各开关频率电流脉动

频率/kHz	12.5	20.0	30.0	40.0
相电流脉动/%	35	14	5	-
母线电流脉动/%	466	245	125	115

表 4 90% 占空比下各开关频率电流脉动

频率/kHz	12.5	20.0	30.0	40.0
相电流脉动/%	14.40	13.70	0.87	-
母线电流脉动/%	195	181	84.7	112

表 5 为 90% 占空比下不同开关频率时的电机效率对比。

表 5 90% 占空比下不同关频率时的电机全系统效率

频率/kHz	12.5	20.0	30.0	40.0
输入电压/V	232	232	232	232
输入电流/A	76	76	76	73
输出功率/kW	14.2	14.2	14.0	13.3
效率/%	80.5	80.5	79.4	75.4

从表 5 中结果可见,随着开关频率升高,电机效率逐渐降低,因此开关频率升高可以减小电机的电流脉动。在本例中,开关频率从 12.5 kHz 增加到 20.0 kHz 时,逆变器开关损耗增大,由于开关频率提升,电机本体损耗降低,此时电机系统效率保持不变,当开关频率上升到 30.0 kHz 以上时,由于逆变器开关损耗增加比重大于电机本体损耗降低的比重,所以整个系统效率会降低。

4 结 语

本文研究水下有限空间内大功率高速 BLDCM 电流脉动问题,利用 SiC MOSFET 开关频率高、开关损耗小的优势,开展在较高开关频率下 SiC MOSFET 对高速电机电流脉动的抑制研究。仿真和试验结果表明,使用 SiC MOSFET 功率器件将逆变器开关频率提高后,电机相电流脉动和母线电流脉动均有大幅度减小,但是随着开关频

率提高到一定程度后,整个系统效率会下降,在实际应用中根据应用需求综合选用合适的开关频率。

【参考文献】

- [1] 朱焜秋,郝正杰,潘伟,等. 无轴承无刷直流电机的研究、应用及发展趋势[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21): 4428.
- [2] 汤继强,王营许,周新秀. 磁悬浮反作用飞轮无刷直流电机转矩脉动抑制策略[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(7): 1377.
- [3] 朱俊杰,刘浩然,蒋峰,等. 无刷直流电机转矩脉动抑制系统的新型拓扑研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(17): 4060.
- [4] NI YY, CHEN H, HE Q, et al. Three closed-loop control of a position sensorless brushless DC motor system[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(4): 62.
- [5] GU C, WANG X L, SHI X Q, et al. A PLL based novel commutation correction strategy for high-speed brushless DC motor sensorless drive system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(5): 3752.
- [6] ZHANG X F, LU Z Y. A new BLDC motor drives method based on BUCK converter for torque ripple reduction [C] // 2006 IEEE 5th International Conference on Power Electronics and Motion Control, 2006.
- [7] CHEN W, XIA C L, XUE M. A torque ripple suppression circuit for Brushless DC motors based on power DC/DC converters [C] // 2008 IEEE 3rd International Conference on Industrial Electronics and Applications, 2008.
- [8] 周美兰,高肇明,吴晓刚,等. 五种 PWM 方式对直流无刷电机系统换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(7): 15.
- [9] 张相军,陈伯时. 无刷直流电机控制系统中 PWM 调制方式对换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报, 2003, 7(2): 87.
- [10] 贺虎成,刘卫国,郎宝华. 开关频率对无刷直流电动机转矩脉动的影响分析[J]. 微电机, 2008(7): 1.
- [11] 胡怡婷,赵朝会,吉洪智,等. PWM 频率对高速无刷直流电动机转矩脉动影响分析[J]. 上海电机学院学报, 2019, 22(6): 337.
- [12] WEN Y, YANG Y, GAO Y. Active gate driver for improving current sharing performance of paralleled high-power SiC MOSFET modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1491.
- [13] 盛况,郭清,张军明等. 碳化硅电力电子器件在电力系统的应用展望[J]. 中国电机工程学报. 2012, 32(30): 1.
- [14] 张晓峰. 基于 BUCK 变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2005, 9: 74.

【主要栏目】

- | | | |
|--------------|-----------|-------------|
| · 控制与应用技术 | · 研究与设计 | · 故障诊断与保护 |
| · 新能源发电与局域电网 | · 新能源汽车技术 | · 发电机组及其控制 |
| · 测试技术与测控系统 | · 材料与工艺 | · 电机生产及质量管理 |
| · 电力电子变流器技术 | · 智能制造 | · 节能应用 |
| · 实用技术成果 | | |