

车用模块化转向电机开路故障下容错性能研究

唐跃¹, 李善禹¹, 谢颖¹, 柴凤², 蔡蔚¹, 高俊山³

(1. 哈尔滨理工大学 电气与工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080; 2. 哈尔滨工业大学 电气工程及其自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 3. 哈尔滨理工大学 荣成学院, 山东 荣成 264300)

摘要:针对车用转向电机对高容错性与高电磁性能的技术要求,提出一种单元绕组模块间兼具电气隔离与良好磁隔离特性的模块化转向电机拓扑,可确保电机在轻故障工况下仍维持较高的输出功率与运行性能。首先,阐述该模块化电机的容错机理,划分绕组开路故障的主要类型;其次,解析绕组开路相数对电机输出转矩的影响机制,揭示故障导致转矩脉动变大的内在原因,并通过有限元予以验证;再次,针对典型开路故障类型,提出针对性容错控制策略,推导得到容错电流表达式,该电流可有效抑制转矩中占较大的谐波分量,大幅降低转矩脉动;最后,搭建模块化转向电机实验平台,对所提容错控制策略的有效性与可行性进行实验验证。结果表明,所提拓扑与控制策略可显著提升电机故障工况下的运行稳定性,为车用转向电机的容错设计提供理论与实验支撑。

关键词:永磁同步电机;车用转向电机;模块化电机;开路故障;容错策略;转矩特性;转矩脉动抑制

DOI:10.15938/j.emc.2026.02.007

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2026)02-0073-14

Research on fault-tolerant performance of vehicle-mounted modular steering motors under open-circuit fault conditions

TANG Yue¹, LI Shanyu¹, XIE Ying¹, CHAI Feng², CAI Wei¹, GAO Junshan³

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

3. Rongcheng College, Harbin University of Science and Technology, Rongcheng 264300, China)

Abstract:To meet the technical requirements of high fault tolerance and excellent electromagnetic performance for automotive steering motors, a modular steering motor topology with both electrical isolation and favorable magnetic isolation characteristics between unit winding modules was proposed. This topology can ensure that the motor maintains high output power and operational performance even under light fault conditions. First, the fault-tolerant mechanism of the modular motor was elaborated, and the main types of winding open-circuit faults were classified. Second, the influence mechanism of the number of open-circuited phases on the motor output torque was analyzed, the internal cause of increased torque ripple induced by faults was revealed, and verification was conducted via the finite element method (FEM). Third, aiming at typical open-circuit fault types, a targeted fault-tolerant control strategy was

收稿日期: 2025-09-13

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(52377045); 中国博士后科学基金面上项目(2024MD753931)

作者简介: 唐跃(1987—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为车用高容错性驱动电机系统及其关键技术;

李善禹(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为高容错性能永磁电机设计;

谢颖(1974—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机多物理场耦合协同与设计优化;

柴凤(1973—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为车用驱动电机系统及其关键技术;

蔡蔚(1959—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源车用驱动电机及其控制技术;

高俊山(1962—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电机智能控制技术。

通信作者: 唐跃

proposed, and the fault-tolerant current expression was derived. The derived current can effectively suppress the dominant harmonic components in the torque and significantly reduce torque ripple. Finally, an experimental platform for the modular steering motor was established to verify effectiveness and feasibility of the proposed fault-tolerant control strategy through experiments. The results demonstrate that the proposed topology and control strategy can significantly improve the operational stability of the motor under fault conditions, and provide theoretical and experimental support for the fault-tolerant design of automotive steering motors.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; vehicle-mounted steering motor; modular motor; open-circuit fault; fault-tolerant strategy; torque characteristics; torque ripple suppression

0 引言

国家“十四五”规划明确将新能源汽车列为战略性新兴产业,提出聚焦新能源汽车等领域,推动产业创新升级的发展目标。作为新能源汽车的核心系统之一,转向系统的优劣直接影响汽车驾驶的操纵性、安全性以及舒适性。国家市场监督管理总局于2021年发布《汽车转向系 基本要求》一文对转向系统做出更明确的要求^[1],体现我国对汽车转向系统的安全性、节能性、冗余性的要求愈来愈高。

在汽车转向系统的演进历程中,依据动力来源的不同,主要划分为四类:纯人工转向系统、液压助力转向系统、电液助力转向系统、电动助力转向系统以及线控转向系统^[2]。在这四类转向系统中,电动助力转向系统应用最为广泛。然而,随着汽车的智能化、集成化水平提高,电动助力转向系统逐渐暴露出机械传动结构体积庞大、与自动驾驶系统兼容性不足等局限性。线控转向系统则克服上述不足,摒弃了传统机械连接装置,转而采用电子控制单元将驾驶员的操纵指令直接传递至转向电机,通过将线控转向系统与主动安全防护机制相结合,可显著提升车辆在行驶过程中对潜在风险的响应速度与处理效能^[3]。然而,现阶段的线控转向系统过度依赖电子器件,一旦关键部件发生故障,便可能导致系统整体失效。为此,采用双冗余控制系统对转向电机进行交互管理,两套系统相互独立、并行运行,可有效提升系统的整体可靠性。在这一背景下,由于模块化转向电机对多控制系统具备更优的适配能力,深入研究其结构与容错控制策略,具有重要的理论价值与工程意义,合理的电机与控制器设计可提高系统容错性能。

容错电机系统主要分为两类:备份式和非备份式。备份式电机系统容错性能最好,常应用于可靠

性要求高的场合,但存在体积大、功率密度低、成本高的缺点,并且多机协同运行时需要精确的控制,否则会产生转矩脉动和机械震动^[4-5]。非备份式电机系统根据电机结构和控制电路拓扑可分为多相容错电机系统和模块化容错电机系统,在正常运行和轻故障运行时均能保持较高的功率密度。多相永磁容错电机与传统三相永磁电机相比转矩脉动小、损耗低且故障发生时具有较好的容错性能,目前的研究多集中在四、五、六相三种类型^[6-8]。但是多相电机随着定子相数的增多,需要的电力电子器件越多,控制系统设计难度增大,增加了硬件体积和成本。限制了多相电机在汽车转向系统中的应用。模块化永磁同步电机将整机进行模块化处理,各模块由单独的控制单元进行控制,既减小了控制电路体积又兼顾了电机容错性,同时合理的定子模块化设计在一定程度上能抑制电机损耗,提高效率^[9]。

多单元绕组模块化电机根据本体构型可分为两大类:轴向模块化和周向模块化^[10-11]。文献[12-13]提出一种轴裂相整数槽集中绕组永磁容错电机,该电机转子结构一致,定子各相绕组沿轴向的独立分布,实现了相间电、磁、热隔离还兼具大电感的特点,有效抑制了短路电流,提升了电机运行的可靠性。此外,该电机结构方便对故障模块的更换,节约了维护成本。美国 Protean 公司开发了一种多单元模块化轮毂电机系统。该电机由 8 个单元电机构成,各单元电机为 8 极 9 槽,分别由独立的控制器进行驱动控制,在电机运行过程中,8 个单元电机协同输出功率,如果某一单元电机发生故障,其余单元仍可维持系统持续运行,从而显著提升了电机系统的容错性与运行可靠性^[14]。

开路故障是车用转向永磁同步电机常见的绕组电气故障,通常是由绝缘老化及制造缺陷引发。开路故障将导致故障相绕组电流为 0,为维持输出转

矩,剩余健康绕组需产生全部电磁转矩,其电流矢量幅值必然增大。若无容错控制重构电流策略,将使铜耗呈平方倍增长,绕组温升急剧增加,加速绝缘热老化,引发永磁体的不可逆退磁,最终导致电机转矩能力永久性下降,严重威胁转向系统的功能安全与行车安全^[15]。

模块化转向电机在开路故障状态下的电磁性能同时受到电机本体结构和控制策略的影响^[16-17]。电机定子绕组发生开路故障后,剩余健康绕组沿圆周方向的空间分布不再具有对称性,导致电机气隙磁密畸变,转矩脉动大幅增加。为此很多学者采用向健康绕组注入谐波电流的方法,优化电机开路故障后的转矩输出性能^[18-20],该类策略虽能达到预期目的,但目前的研究大多从抑制效果来给出抑制方法,并未揭示产生转矩脉动的底层原因。文献[21]降低电机转矩脉动的思路,对解决电机开路故障有借鉴性,该团队分析了不对称磁动势对电磁转矩的影响,推导出容错电流,实现转矩脉动的遏制。若剩余健康绕组注入不合适的容错电流,将会引起阶次较小幅值较大的谐波转矩,无法实现对开路故障引起的转矩脉动的抑制。文献[22]分析双三相电机发生开路故障后反电势谐波对输出转矩的影响,提出了谐波转矩相互抵消和谐波转矩相位调整2种方法,均实现了转矩脉动的降低。这种通过降低谐波转矩占比实现电机输出性能提高的方法可用于容错电流的确定。此外,还有一些学者提出了基于磁动势不变的容错策略也可以满足电机在发生故障后的短时运行的需要^[23-24]。

本文的模块化转向电机具有高绕组利用率、高容错性能的特点,该模块化转向电机转子结构不变,定子绕组做模块化处理,整机由2个子模块组成,每个模块相当于一个独立的三相子电机。电机各绕组模块集中分布在一个180°机械角度扇形的区域内,从而减少了模块间的磁耦合。绕组采用双层分数槽集中绕组,不同相绕组在空间上无重叠,相间耦合电感小,削弱了故障相的影响范围^[25]。该模块化转向电机相较于备份式设计去除了冗余结构,在正常运行时功率密度高,同时电机发生开路故障后,通过提高剩余健康绕组利用率,仍可维持较高的功率密度。此外,为消除中性点的约束,控制电路采用“三相四桥臂”拓扑结构。

本文重点研究绕组开路故障对模块化转向电机输出转矩的影响及改善运行性能的容错方法。本文首先根据模块化转向电机的几种主要的故障类型,

分析不同开路故障位置及故障绕组数量对转矩性能的影响,探究导致转矩脉动增加的谐波转矩产生机理,并推导出开路故障下容错电流的解析表达式;最后分别通过解析分析、有限元仿真和实验验证对所提出的容错方法进行验证。本文中的控制策略只推导出容错控制电流的表达式,至于控制上的具体实现方法以及故障检测与定位不做研究。

1 模块化转向电机系统故障类型与容错机理

研究所基于的模块化转向电机为8P12S,采用双层分数槽集中绕组,定子绕组由2个模块组成,转子整机共有且不进行模块化处理,每个绕组模块在空间上占180°机械角度,并由单独的控制单元控制,使车用转向电机兼具高功率密度和良好电气隔离的特性^[4]。同时,为了摆脱中性点的限制,每个控制单元采用三相四桥臂的拓扑结构。模块化转向电机系统如图1所示。

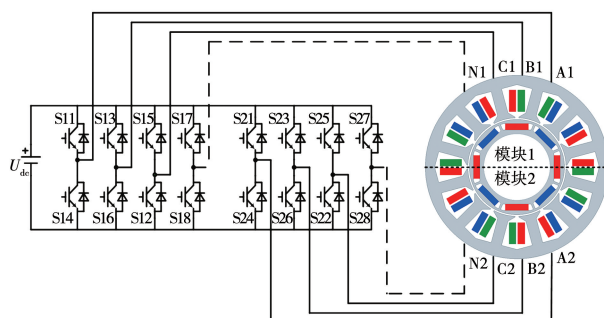


图1 模块化转向电机系统

Fig.1 Modular steering motor system

模块化转向电机在正常运行时,各模块协同工作,能有效提升电机绕组与控制器的利用率。一旦发生故障,系统可根据故障严重程度,决定容错运行或切除故障模块,显著增强系统的可靠性。由于各模块的独立控制,其控制策略相较于传统多相电机也更为简化^[26]。

模块化转向电机系统常见的开路故障主要分为三类:单模块开路故障、单相绕组开路故障以及两模块各有一相绕组开路故障,其他故障类型可在这3种故障的基础上衍生出来,通过控制电路转化为这3种故障。单模块开路故障关注电机模块间的电磁隔离能力;单相绕组开路与两模块各有一相绕组开路则关注模块化转向电机模块内部的容错能力。模块化转向电机4种工况下绕组的空间分布如图2所示。

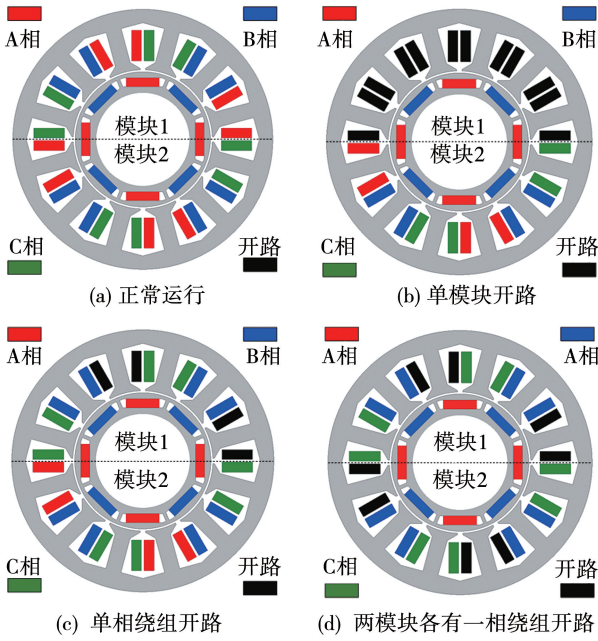


图 2 模块化转向电机 4 种工况下的绕组空间分布

Fig.2 Winding spatial distribution of modular steering motor under four operating conditions

模块化转向电机模块内发生两相开路时,模块内剩余的一相健康绕组产生的是脉振磁场而非旋转磁场,此时可将整个故障模块切除,合理的模块化设计可使健康模块不受故障模块的影响,使电机故障后仍能以适合的功率运行。图 2(b)以模块 1 的三相绕组均开路为例,展示电机模块 2 单独运行时,工作绕组分布情况。由于电机由 2 个模块组成,所以模块 1 开路(即模块 2 单独运行),其本身就是一种容错策略。

模块化转向电机发生单相绕组开路故障时,故障模块中剩余两相健康绕组仍然可通过冗余桥臂产生旋转磁场,在剩余两相健康绕组中通入电角度相差 60° 的容错电流可以有效地降低转矩脉动,改善电机的输出性能,考虑到电机温升问题,容错电流的幅值不变。3.1 节将重点分析该容错策略提升电机输出性能的底层原因。图 2(c)以模块 1 的 A1 相绕组开路为例,展示故障相绕组与健康绕组在电机周向方向空间排布情况。

除上述 2 种典型的情况外,模块化转向电机还存在 2 个模块各有一相绕组开路的情况,当模块 1 中的 A1 相绕组与模块 2 中的 A2 相绕组开路时,整机剩余健康绕组沿电机圆周方向对称分布。在两模块内的 B1C1、B2C2 健康绕组同样通入幅值不变,电

角度相差 60° 的容错电流同样可以降低模块化转向电机的转矩脉动,提升输出性能。为方便阅读,表 1 预先展示模块化转向电机的 3 种故障类型及对应的容错策略。

表 1 模块化转向电机开路故障类型及容错策略
Table 1 Modular steering motor open-circuit fault types and fault-tolerant strategies

故障类型	故障相数	容错策略
单模块开路	3	单模块运行策略 (1 个中性点)
单相绕组开路	1	基于谐波转矩抑制的容错策略 (2 个中性点)
两模块各有一相绕组开路	2	基于谐波转矩抑制的容错策略 (2 个中性点)

2 模块化转向电机开路故障下转矩性能分析

2.1 单模块开路故障

模块化转向电机转矩性能主要通过平均转矩和转矩脉动体现,转矩脉动主要由谐波转矩和齿槽转矩决定,齿槽转矩与永磁电机自身的结构有关,在电机设计方案确定后齿槽转矩不再变化。故本节将重点研究开路故障对谐波转矩的影响,进而提出抑制转矩脉动的容错策略。

模块化转向电机正常运行时,在 A、B、C 三相绕组中通入下式所示的电流:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega t); \\ i_B &= I_m \cos(\omega t - 2\pi/3); \\ i_C &= I_m \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

输出转矩为

$$\begin{aligned} T_{\text{normal}} &= \frac{1}{\Omega} \sum_{j=0}^2 i_j \left\{ \sum_{k=1,3,5,\dots} E_k \cos \left[k \left(\omega t - \frac{2}{3} j\pi \right) \right] \right\} = \\ &= \frac{1}{\Omega} \sum_{j=0}^2 \left\{ I_m \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} j\pi + \gamma \right) \times \right. \\ &\quad \left. \sum_{k=1,3,5,\dots} E_k \cos \left[k \left(\omega t - \frac{2}{3} j\pi \right) \right] \right\} = \\ &= \frac{3}{2\Omega} \left[I_m E_1 \cos \gamma + \sum_{n=6\pi} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) + \right. \\ &\quad \left. \sum_{n=6\pi} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma) \right]. \end{aligned} \quad (2)$$

式中: I_m 为电流幅值, A; Ω 为机械角速度, rad/s; $i_j (j=0,1,2)$ 为 A、B、C 三相电流瞬时值; E_k 为空载反电动势 k 次谐波幅值, V; γ 为内功率因数角, rad。

空载反电动势的 $3k(k=1,3,5,\dots)$ 次谐波对转矩没有任何影响,既不会贡献平均转矩也不会引起转矩脉动;空载反电动势的 $6z \pm 1(z=1,2,3,\dots)$ 次谐波将会产生 $6z$ 次谐波转矩。

当模块化转向电机模块内两相绕组发生开路故障,仅剩余一相健康绕组时,该相绕组产生脉振磁动势,而非旋转磁动势,单相绕组产生转矩如下式所示,输出谐波转矩含量很大,不满足车用转向电机运行平稳性要求,即

$$T_{\text{fault}} = \frac{1}{4\Omega} \sum_{k=1,3,5,\dots} I_m E_k \{ \cos[(k-1)\omega t - \gamma] + \cos[(k+1)\omega t + \gamma] \}. \quad (3)$$

切除故障模块可有效改善电机输出性能。以模块1开路,模块2单独运行为例,模块化转向电机总的输出转矩为

$$T_{\text{FT1}} = \frac{1}{2} T_{\text{normal}} = \frac{3}{4\Omega} [I_m E_1 \cos \gamma + \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) + \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma)]. \quad (4)$$

模块化转向电机正常运行时,平均转矩为 $4.34 \text{ N} \cdot \text{m}$,转矩脉动为 5.30% ;模块1切除,模块2单独运行时,平均转矩为 $2.17 \text{ N} \cdot \text{m}$,约为电机额定运行时的一半,转矩脉动为 8.14% ,电机转矩波形如图3所示。

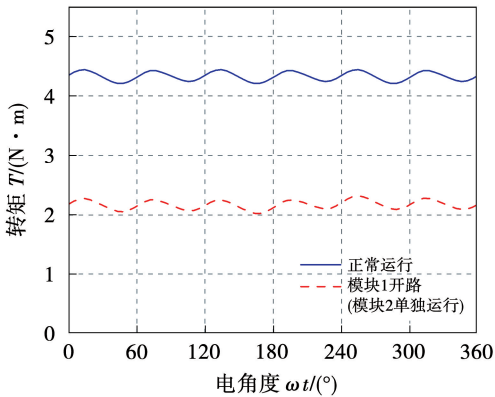


图3 单模块开路转矩波形

Fig.3 Single-module open-circuit torque waveform

模块化转向电机输出转矩各次谐波含量如图4所示,正常运行时转矩直流分量 T_0 为 $4.33 \text{ N} \cdot \text{m}$,二次谐波转矩 T_2 约为0;模块2单独运行时, T_0 为 $2.17 \text{ N} \cdot \text{m}$, T_2 约为 $0.03 \text{ N} \cdot \text{m}$,转矩直流分量约为

正常运行时的一半,与解析分析一致;二次谐波转矩略有增加,这是由于剩余健康绕组集中分布在一侧,导致气隙磁密畸变造成的。

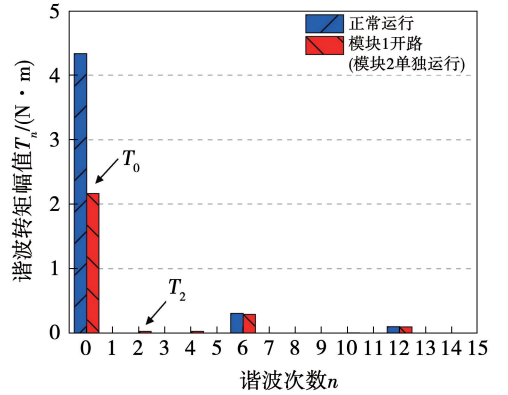


图4 单模块开路转矩谐波含量

Fig.4 Single-module open-circuit torque harmonic content

2.2 单相绕组开路故障

除上述的单模块开路故障外,单相绕组开路故障在模块化转向电机的各类开路故障中更为普遍,约占所有开路故障的 70% [26]。故障发生后,电机的三相合成磁动势的空间分布不再具备理想的正弦对称性,导致输出转矩中会出现额外的高次谐波分量,使得转矩脉动幅度增大,严重影响模块化转向电机运行的稳定性与可靠性。

为方便分析故障工况下输出转矩中各次谐波转矩的占比,模块化转向电机空载反电动势波形如图5所示,各次谐波含量如图6所示。其中基波反电动势在所有谐波分量中占比最高,对电机输出转矩的影响也最为显著,其幅值约为 36.17 V 。

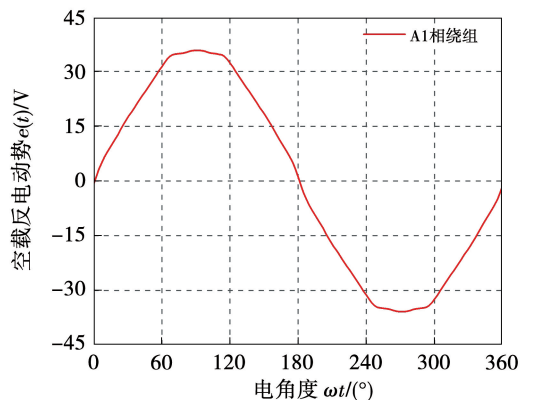


图5 空载反电动势波形

Fig.5 No-load back EMF waveform

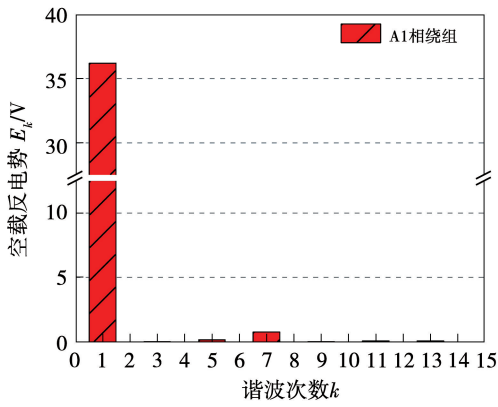


图6 空载反电动势谐波含量

Fig.6 No-load back EMF harmonic content

基于模块化转向电机的结构特点与磁路不饱和的假设,各绕组模块产生的电磁转矩可视为相互独立且满足线性叠加原理。现以模块1发生特定的“A1相绕组开路”故障为例进行具体分析。在此故障状态下,模块1因其绕组结构失衡,输出转矩将产生特定次数的脉动分量;而模块2作为健康模块,仍输出幅值恒定的额定转矩。故障模块1在此工况下的输出转矩如下:

$$T_{\text{fault}} = \frac{1}{\Omega} \sum_{j=0}^2 \left\{ x_j \frac{I_m}{2} \cos(\omega t - \frac{2}{3}j\pi + \gamma) \times \sum_{k=1,3,5,\dots} E_k \cos[k(\omega t - \frac{2}{3}j\pi)] \right\} =$$

$$\frac{1}{2\Omega} \left\{ I_m E_1 \cos\gamma - \frac{1}{2} I_m E_1 \cos(2\omega t + \gamma) - \right.$$

$$\frac{1}{2} \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n-1)\omega t - \gamma] -$$

$$\frac{1}{2} \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n+1)\omega t + \gamma] +$$

$$\sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) -$$

$$\frac{1}{2} \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos[(n-2)\omega t - \gamma] +$$

$$\sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma) -$$

$$\left. \frac{1}{2} \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos[(n+2)\omega t + \gamma] \right\} \quad (5)$$

式中 x_j 为开路系数,故障相取0,非故障相取1。

基于线性叠加原理,将故障模块1与健康模块2的输出转矩相加,即可得到模块化转向电机在此故障工况下的总输出转矩为

$$T_{\text{total}} = T_{\text{fault}} + \frac{1}{2} T_{\text{normal}} =$$

$$\frac{1}{4\Omega} \left\{ 5I_m E_1 \cos\gamma - I_m E_1 \cos(2\omega t + \gamma) - \right.$$

$$\sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n-1)\omega t - \gamma] -$$

$$\sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n+1)\omega t + \gamma] +$$

$$5 \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) -$$

$$\sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos[(n-2)\omega t - \gamma] +$$

$$5 \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma) -$$

$$\left. \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos[(n+2)\omega t + \gamma] \right\} \quad (6)$$

故障模块的输出转矩中,除了含有 $6z$ ($z=1,2,3,\dots$) 次谐波外,还含有 $3k$ ($k=1,3,5,\dots$) 次谐波反电动势引起的 $3k \pm 1$ 次谐波转矩; $6z+1$ 次谐波反电动势引起的 $6z+2$ 次谐波转矩; $6z-1$ 次谐波反电动势引起的 $6z-2$ 次谐波转矩;由基波反电动势引起的二次谐波转矩占比最大;转矩直流分量相较于正常工况下降 $1/6$ 。

模块化转向电机 A1 相绕组开路时,输出转矩波形如图7所示。此时平均转矩约为 $3.62 \text{ N} \cdot \text{m}$,转矩脉动为 53.57% ,输出转矩波形畸变程度高,各次谐波转矩含量如图8所示。故障运行时,转矩直流分量 T_0 为 $3.61 \text{ N} \cdot \text{m}$,相较于正常运行降低约 $1/6$,与解析分析一致;二次谐波转矩 T_2 约为 $0.73 \text{ N} \cdot \text{m}$ 且新出现的各次谐波中占比最大,是导致转矩脉动大幅增加的主要因素。

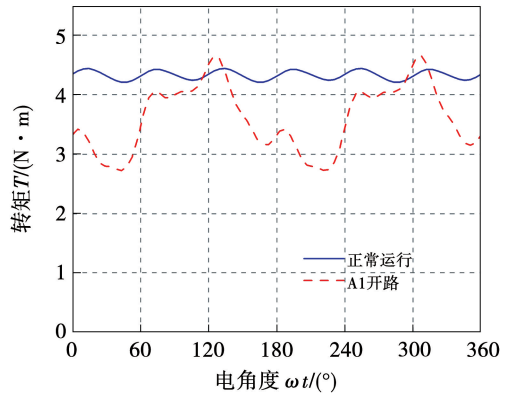


图7 A1 开路输出转矩波形

Fig.7 Output torque waveform of motor under phase A1 open-circuit

2.3 两模块各有一相绕组开路故障

除上述2种开路故障外,还存在模块化转向电机2个模块各有一相绕组开路的情况。本节以

A1A2 相绕组开路为例,仍然假设电机磁路不饱和,此时模块化转向电机中不再有健康模块,总的输出转矩为 2 个故障模块线性叠加。故障运行时总的输出转矩如下:

$$T_{\text{total}} = 2T_{\text{fault}} = \frac{2}{\Omega} \sum_{j=0}^2 \left\{ x_j \frac{I_m}{2} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}j\pi + \gamma\right) \times \right. \\ \left. \sum_{k=1,3,5,\dots} E_k \cos\left[k\left(\omega t - \frac{2}{3}j\pi\right)\right] \right\} = \\ \frac{1}{\Omega} \left\{ I_m E_1 \cos\gamma - \frac{1}{2} I_m E_1 \cos(2\omega t + \gamma) - \right. \\ \frac{1}{2} \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n-1)\omega t - \gamma] - \\ \frac{1}{2} \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n+1)\omega t + \gamma] + \\ \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) - \\ \frac{1}{2} \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos[(n-2)\omega t - \gamma] + \\ \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma) - \\ \left. \frac{1}{2} \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos[(n+2)\omega t + \gamma] \right\}。 \quad (7)$$

与 2.2 节式(6)结论一致,占比最大谐波转矩依然为基波反电动势引起的二次谐波转矩 T_2 ;转矩直流分量 T_0 约为正常工况下的 2/3 倍。

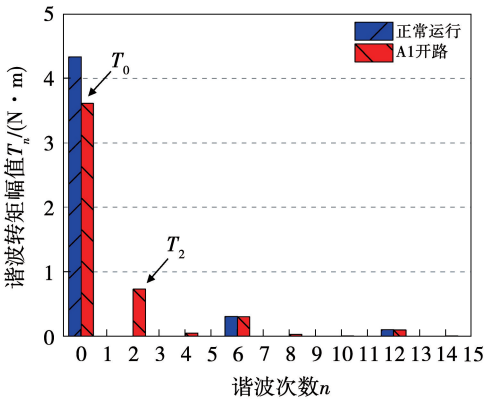


图 8 A1 开路输出转矩谐波含量

Fig. 8 A1 open-circuit output torque harmonic content

A1A2 相绕组开路后,模块化转向电机输出转矩输出波形如图 9 所示,平均转矩约为 $2.90 \text{ N} \cdot \text{m}$,转矩脉动为 110.41%,输出转矩波形畸变程度高。输出转矩各次谐波含量如图 10 所示,A1A2 相绕组开路时, T_0 为 $2.90 \text{ N} \cdot \text{m}$ 约为正常工况下的 2/3 倍, T_2 约为 $1.45 \text{ N} \cdot \text{m}$ 且在各次谐波中占比最大,与解析分析一致。

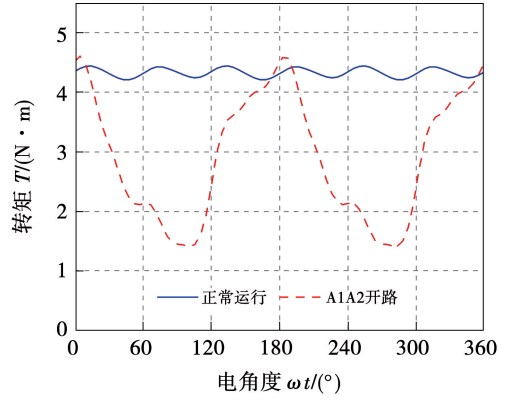


图 9 A1A2 相开路输出转矩波形

Fig. 9 A1A2 open-circuit output torque waveform

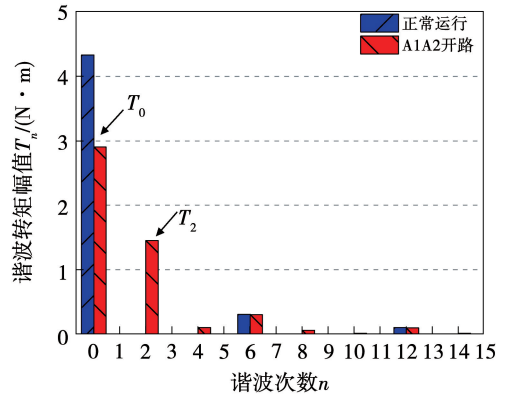


图 10 A1A2 相开路输出转矩谐波含量

Fig. 10 A1A2 open-circuit output torque harmonic content

3 基于谐波转矩抑制的容错策略

3.1 单相绕组开路后容错

模块化转向电机发生单相开路故障后(以模块 1 的 A1 相绕组开路为例),应立即切除故障绕组,以防止故障影响范围的扩大。但是这将导致电机工作绕组数量减少、气隙磁密畸变,进而导致平均转矩下降,转矩脉动变大。在健康绕组中注入合适的容错电流,可以提高气隙磁密的正弦度,有效降低谐波转矩的含量,进而降低电机的转矩脉动,提高电机的输出性能。考虑到容错电流幅值增加会引起绕组温升增大,故容错电流幅值保持与正常工况时的一致,仅相位发生改变。

由式(6)及图 8 可知,模块化转向电机单相开路故障对输出转矩的影响主要体现在基波反电动势引起的二次谐波转矩上,为消除该次谐波转矩,在剩

余两相健康绕组中注入的容错电流如下:

$$\left. \begin{aligned} i_{B1}^* &= \frac{I_m}{2} \cos(\omega t - \alpha); \\ i_{C1}^* &= \frac{I_m}{2} \cos(\omega t + \beta) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

由于 B1、C1 相绕组在空间上关于 A1 相绕组轴线对称,所以 $\alpha = \beta$,模块化转向电机容错运行时的输出转矩为

$$T_{\text{control}} = \frac{1}{\Omega} \sum_{j=0}^2 \left\{ \left| c_j \right| \frac{I_m}{2} \cos(\omega t + c_j \alpha + \gamma) \times \sum_{k=1,3,5,\dots} E_k \cos[k(\omega t - \frac{2}{3}j\pi)] \right\} \quad (9)$$

式中 c_j 为容错系数,故障相取 0,非故障相分别取 1 和 -1。

式(9)展开后,基波反电动势引起的谐波转矩分量为

$$T' = -\frac{1}{2\Omega} I_m E_1 \left[\cos\gamma \cdot \sin\left(\frac{5}{6}\pi + \alpha\right) + \cos(2\omega t + \gamma) \cdot \sin\left(\frac{5}{6}\pi - \alpha\right) \right] \quad (10)$$

为了消除输出转矩中由基波反电动势引起的占比较大的二次谐波转矩,只需满足下式的条件即可:

$$\left. \begin{aligned} \sin\left(\frac{5}{6}\pi - \alpha\right) &= 0; \\ 0 &\leq \alpha \leq 2\pi. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

解得容错电流表达式如下:

$$\left. \begin{aligned} i_{B1}^* &= \frac{I_m}{2} \cos(\omega t - 5\pi/6); \\ i_{C1}^* &= \frac{I_m}{2} \cos(\omega t + 5\pi/6) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

模块化转向电机容错运行时模块 1 的输出转矩为

$$\begin{aligned} T_{\text{control}} &= \frac{1}{\Omega} \sum_{j=0}^2 \left\{ \left| c_j \right| \frac{I_m}{2} \cos(\omega t + c_j \frac{5}{6}\pi + \gamma) \times \sum_{k=1,3,5,\dots} E_k \cos[k(\omega t - \frac{2}{3}j\pi)] \right\} = \\ &\frac{\sqrt{3}}{4\Omega} \left\{ I_m E_1 \cos\gamma - \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n-1)\omega t - \gamma] - \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n+1)\omega t + \gamma] + \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) + \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma) \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

基于谐波转矩抑制的容错策略消除了基波反电动势引起的二次谐波转矩和 $6z+1$ 次谐波反电动势引起的 $6z+2$ 次谐波转矩, $6z-1$ 次谐波反电动势引起的 $6z-2$ 次谐波转矩;同时, $6z \pm 1$ 次谐波反电动势引起的 $6z$ 次谐波转矩占比减少;与正常运行相比,虽然转矩直流分量略有下降,但整机的转矩性能明显提高,容错运行时总的输出转矩如下式所示,转矩直流分量约为正常工况的 0.79 倍,基波反电动势引起的二次谐波转矩降为 0,即

$$\begin{aligned} T_{\text{FT2}} &= T_{\text{control}} + \frac{1}{2} T_{\text{normal}} = \\ &\frac{1}{4\Omega} \left\{ (3 + \sqrt{3}) I_m E_1 \cos\gamma - \sqrt{3} \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n-1)\omega t - \gamma] - \sqrt{3} \sum_{n=3k} I_m E_n \cos[(n+1)\omega t + \gamma] + (3 + \sqrt{3}) \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) + (3 + \sqrt{3}) \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma) \right\} \quad (14) \end{aligned}$$

模块化转向电机正常运行时,平均转矩为 $4.34 \text{ N} \cdot \text{m}$,转矩脉动为 5.30%,2 个模块转矩各贡献 $2.17 \text{ N} \cdot \text{m}$,转矩分配比为 1:1;容错运行时,平均转矩约为 $3.43 \text{ N} \cdot \text{m}$,约为正常运行时的 0.79 倍,转矩脉动为 6.71%,其中模块 2 正常运行,贡献转矩为 $2.17 \text{ N} \cdot \text{m}$,模块 1 贡献转矩为总的输出转矩与模块 2 输出转矩之差,约为 $1.26 \text{ N} \cdot \text{m}$,故障模块和健康模块转矩之比约为 1:1.732。两模块间输出转矩数值关系如表 2 所示,输出转矩波形如图 11 所示。

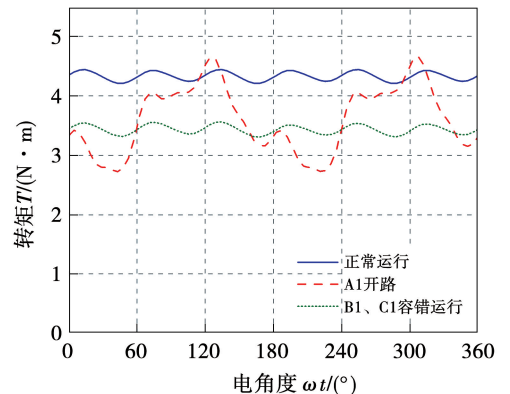


图 11 A1 相开路容错运行输出转矩波形

Fig. 11 A1 open-circuit fault-tolerant operation output torque waveform

表 2 模块化转向电机转矩分配比

Table 2 Torque distribution ratio of modular motor

运行工况	正常运行	容错运行
总转矩/(N·m)	4.34	3.43
模块 1 输出转矩/(N·m)	2.17	1.26
模块 2 输出转矩/(N·m)	2.17	2.17
转矩分配比	1:1	1:1.732

模块化转向电机正常运行时输出谐波转矩含量如图 12 所示,转矩直流分量 T_0 为 $4.33\text{ N}\cdot\text{m}$,二次谐波转矩 T_2 为 0;模块 1 剩余健康绕组采用基于谐波转矩抑制的容错策略后, T_0 为 $3.43\text{ N}\cdot\text{m}$ 约为正常运行时的 0.79 倍, T_2 约为 $0.01\text{ N}\cdot\text{m}$,与解析分析结果一致。

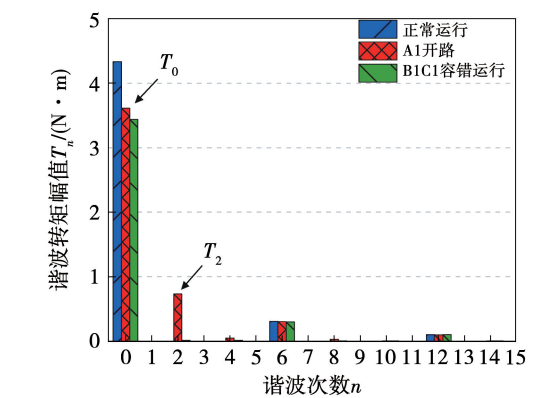


图 12 A1 相开路容错运行输出转矩谐波含量

Fig. 12 A1 open-circuit fault-tolerant operation output torque harmonic content

3.2 两模块各有一相绕组开路后容错

模块化转向电机发生 2 个模块内各有一相绕组发生开路故障后(以 A1A2 相绕组开路为例),采用 3.1 节提出的容错策略,输出转矩如下:

$$\begin{aligned} T_{\text{FT3}} &= 2T_{\text{control}} = \\ & \frac{2}{\Omega} \sum_{j=0}^2 \left\{ \left| c_j \right| \frac{I_m}{2} \cos\left(\omega t + c_j \frac{5}{6}\pi + \gamma\right) \times \right. \\ & \left. \sum_{k=1,3,5,\dots} E_k \cos\left[k\left(\omega t - \frac{2}{3}j\pi\right)\right] \right\} = \\ & \frac{\sqrt{3}}{2\Omega} \left\{ I_m E_1 \cos\gamma - \right. \\ & \sum_{n=3k} I_m E_n \cos\left[(n-1)\omega t - \gamma\right] - \\ & \sum_{n=3k} I_m E_n \cos\left[(n+1)\omega t + \gamma\right] + \\ & \sum_{n=6z} I_m E_{n-1} \cos(n\omega t + \gamma) + \\ & \left. \sum_{n=6z} I_m E_{n+1} \cos(n\omega t - \gamma) \right\}. \end{aligned} \tag{15}$$

分析发现,容错运行时转矩直流分量 T_0 约为正常工况的 0.577 倍;基波反电势引起的二次谐波转矩 T_2 为 0。

模块化转向电机容错运行时平均转矩约为 $2.48\text{ N}\cdot\text{m}$,约为正常运行时的 57%,转矩脉动为 9.28%,两模块转矩之比约为 1:1。两模块间转矩关系如表 3 所示,输出转矩波形如图 13 所示。

表 3 模块化转向电机转矩分配比

Table 3 Torque distribution ratio of modular motor

运行工况	正常运行	容错运行
总转矩/(N·m)	4.34	2.48
模块 1 输出转矩/(N·m)	2.17	1.24
模块 2 输出转矩/(N·m)	2.17	1.24
转矩分配比	1:1	1:1

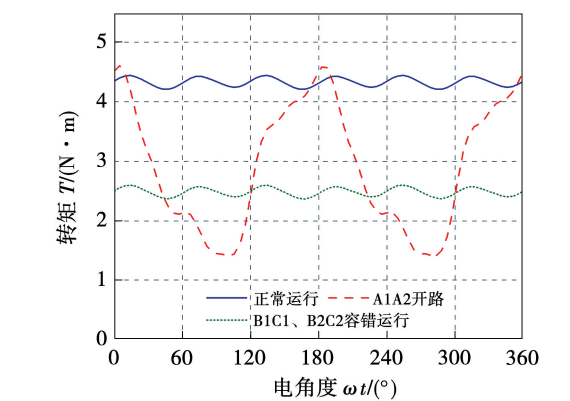


图 13 A1A2 开路容错运行输出转矩波形

Fig. 13 A1A2 open-circuit fault-tolerant operation output torque waveform

模块化转向电机输出谐波转矩含量如图 14 所示,两模块剩余健康绕组采用容错策略后,转矩直流分量 T_0 为 $2.49\text{ N}\cdot\text{m}$ 约为正常运行时的 0.574 倍,二次谐波转矩 T_2 约为 0,与解析结果一致。

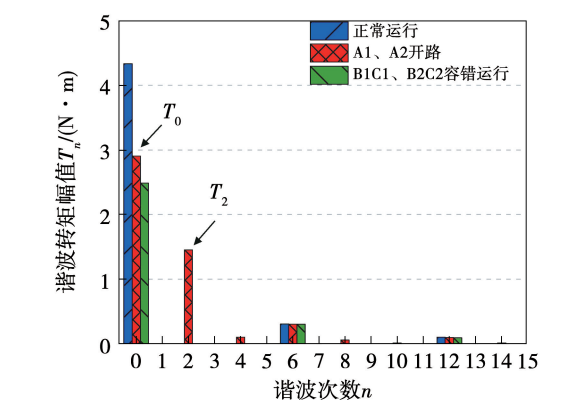


图 14 A1A2 开路容错运行输出转矩谐波含量

Fig. 14 A1A2 open-circuit fault-tolerant operation output torque harmonic content

针对单模块开路故障、单相绕组开路故障以及两模块各有一相绕组开路故障的解析法与有限元的各次谐波转矩含量进行分析,结果如表4所示。其中 T_0 、 T_2 解析法与有限元结果比较吻合,但是 T_6 较大,主要原因有以下几点:

- 1)8P12S 电机齿槽转矩与 T_6 具有相同的波长;
- 2)有限元获得的谐波转矩是通过输出总的输出转矩与齿槽转矩做差得出的;
- 3)8P12S 电机定子三相绕组交替排列,不同相绕组间磁耦合较大且齿槽转矩大,所以 T_6 误差较大。

表4 模块化转向电机转矩分量对比

Table 4 Comparison of torque components of modular steering motor

运行工况	$T_0/(N \cdot m)$		$T_2/(N \cdot m)$		$T_6/(N \cdot m)$	
	解析	有限元	解析	有限元	解析	有限元
正常运行	4.43	4.33	—	5.87×10^{-5}	0.11	0.31
单模块开路	2.22	2.16	—	0.03	0.06	0.29
A1 开路	3.69	3.61	0.74	0.73	0.10	0.30
模块1 容错	3.49	3.43	8.11×10^{-4}	0.01	0.09	0.30
A1A2 开路	2.95	2.90	1.48	1.45	0.08	0.31
两模块分 别容错	2.56	2.49	1.76×10^{-3}	0	0.07	0.31

4 实验验证

前文介绍了模块化转向电机3种经典的开路故障及其容错策略,本章将在理论分析的基础上,搭建模块化转向电机容错系统实验平台,对3种工况下的输出性能进行分析。图15展示的为模块化转向电机的定子实物图,模块化转向电机实验平台如图16所示。实验样机的主要参数如表5所示,2个模块由2个独立的控制器控制,控制器采用“三相四桥臂”的拓扑结构。

表5 样机主要参数

Table 5 Main parameters of prototype

参数	数值	参数	数值
定子外径/mm	112	极槽配合	8P12S
定子内径/mm	60	额定功率/W	250
转子内径/mm	26	额定转速/(r/min)	500
气隙长度/mm	1	额定转矩/(N·m)	3
铁心长度/mm	35	额定电流/A	2.5

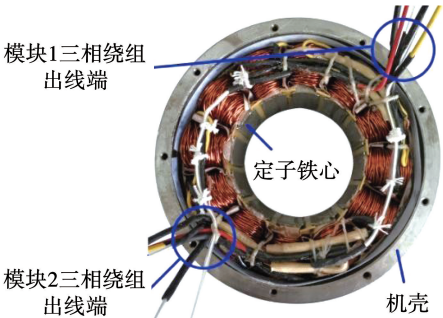


图15 定子实物图
Fig. 15 Stator photograph

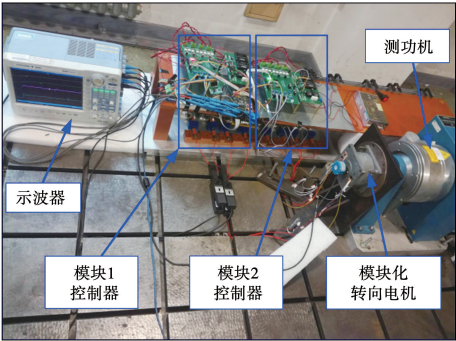


图16 样机实验平台
Fig. 16 Prototype test platform

4.1 正常运行实验

模块化转向电机正常运行时,模块1和模块2均通入下式所示正常三相电流,转速设定为500 r/min,测得输出转矩约为3 N·m,即:

$$\left. \begin{aligned} i_{A1} &= i_{A2} = \frac{I_m}{2} \cos(\omega t); \\ i_{B1} &= i_{B2} = \frac{I_m}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \\ i_{C1} &= i_{C2} = \frac{I_m}{2} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

电机稳态运行后,电流波形如图17所示。

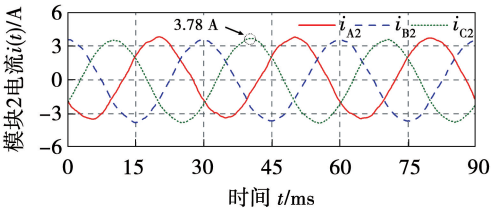
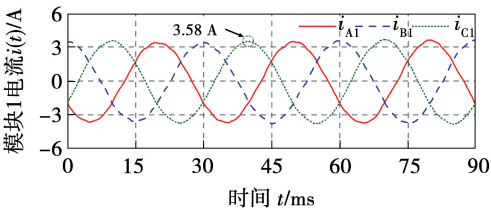


图17 正常运行电流波形

Fig. 17 Normal operation current waveform

4.2 单模块开路实验

模块化转向电机单模块开路时,模块 2 内通入式(1)所示的正常三相电流,转速设为 500 r/min,此时测得输出转矩约为 1.5 N·m,电机负载能力减半,与解析分析结果一致。实测电流波形如图 18 所示,有限元与实验转矩对比如图 19 所示,有限元结果与实验结果一致。

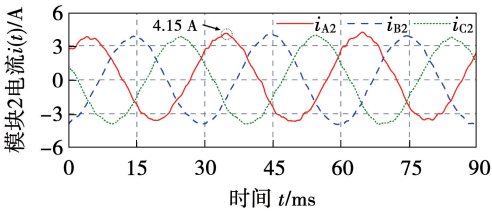


图 18 模块 2 实测电流

Fig. 18 Measured current of module 2

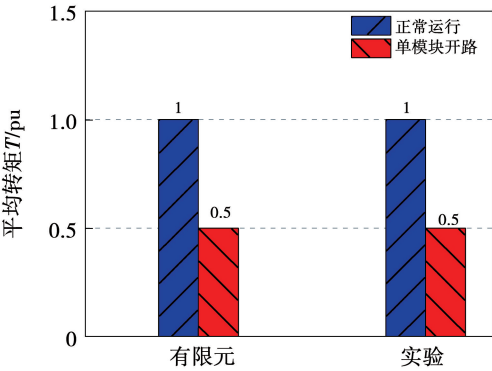


图 19 单模块开路转矩对比

Fig. 19 Torque comparison with single module open circuit

由实验结果可以看出,模块化容错电机的输出转矩与工作模块数量呈线性关系,故障模块对健康模块的转矩影响可以忽略。

4.3 单相绕组开路后容错实验

模块化转向电机发生开路故障后,模块 1 采用 3.1 节提出的基于谐波转矩抑制容错策略,将中性点与冗余桥臂相连,在剩余健康绕组中通入下式所示的电角度相差 60°容错电流,模块 2 正常运行,转速设定为 500 r/min,即:

$$\left. \begin{aligned} i_{B1}^* &= \frac{I_m}{2} \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}); \\ i_{C1}^* &= \frac{I_m}{2} \cos(\omega t + \frac{5\pi}{6}). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

实验测得容错电流 3 个电周期的波形如图 20 所示。输出转矩约为 2.366 N·m。有限元与实验转矩对比如图 21 所示,二者吻合较好。

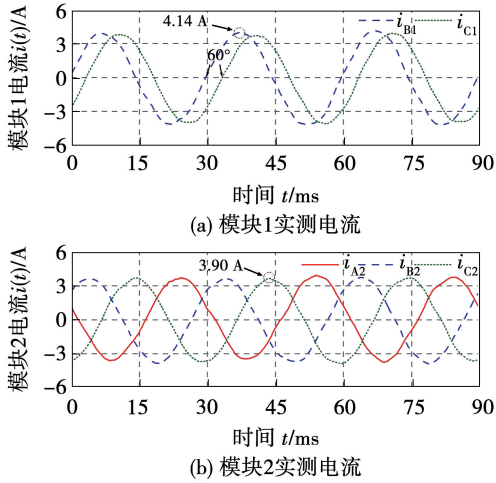


图 20 A1 相开路容错运行实测电流波形

Fig. 20 A1 open-circuit fault-tolerant operation measured current waveform

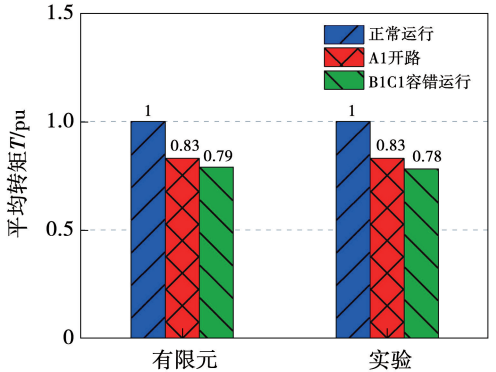


图 21 A1 相开路转矩对比

Fig. 21 Torque comparison under A1 open-circuit condition

4.4 两模块各有一相绕组开路后容错实验

模块化转向电机 A1A2 发生开路故障后,采用 3.2 节的容错策略,在两模块的剩余健康绕组中均通入式(17)的容错电流,转速设定为 500 r/min。实验测得容错电流 3 个电周期的波形如图 22 所示。输出转矩约为 1.732 N·m。有限元与实验转矩对比如图 23 所示,二者吻合较好。

模块化转向电机在 3 种实验工况下,各模块输出转矩如表 6 所示。模块间转矩分配比与有限元分析结果较为吻合,证明了针对模块化转向电机 3 种

开路故障所提出容错策略的可行性。

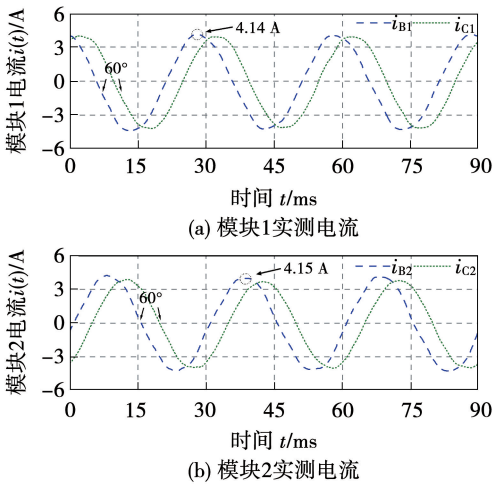


图 22 A1A2 相开路容错运行实测电流波形
Fig. 22 A1A2 open-circuit fault-tolerant operation measured current waveform

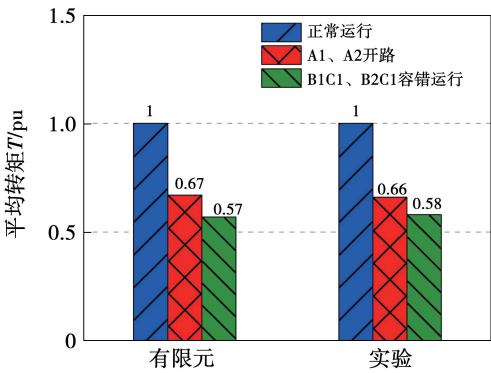


图 23 A1A2 相开路转矩对比
Fig. 23 Torque comparison under A1A2 open-circuit conditions

表 6 样机模块间转矩分配比

Table 6 Torque distribution ratio between modules of the prototype

运行工况	正常 运行	单模块 开路	A1 开路 后容错	A1A2 开路 后容错
总转矩/(N·m)	3	1.5	2.366	1.732
模块1 输出转矩/(N·m)	1.5	0	0.866	0.866
模块2 输出转矩/(N·m)	1.5	1.5	1.5	0.866
转矩分配比	1:1	—	1:1.732	1:1

5 模块化转向电机的研究展望

针对模块化转向电机绕组开路故障工况下的容

错控制策略开展了系统性研究,并取得了阶段性成果。然而,在以下方面仍需进一步深入探索:

1) 研究针对模块化转向电机本体绕组开路故障已提出了相应的容错控制策略。然而,在工程实际中,驱动系统的功率开关器件开路^[27]或短路故障亦频繁发生,且存在与电机本体故障并发的可能性。因此需开展模块化转向电机-驱动器同时故障下的容错策略研究,以提升模块化转向电机系统整体可靠性。

2) 为满足车用模块化转向电机高可靠性的工程需求,亟需攻克匝间短路故障的在线诊断与快速定位方法^[28]。主要研究方向有:利用 d-q 轴电流谐波频谱特征提取故障信息;设计基于扩展磁动势观测器;开发基于多相绕组磁动势空间不对称度的实时特征量。最终建立融合多种故障特征的实时诊断与隔离策略,实现故障模块的快速辨识与系统重构。

6 结 论

本文为使模块化转向电机兼顾输出性能与容错能力,对模块化转向电机 3 种典型的开路故障进行研究,详细分析了故障绕组对输出转矩的影响机理,针对不同的开路故障类型,给出相应的容错策略,并探究容错电流对转矩的改善效果,最后通过实验对容错策略的有效性进行验证,得出主要结论如下:

1) 采用双层分数槽集中绕组的模块化转向电机,其模块间仍具有较好的电磁隔离能力。单模块开路时平均转矩约为正常运行时的一半,证明工作模块数和输出转矩呈线性关系,转矩脉动基本不变,证明故障模块对健康模块的输出没有影响。

2) 模块化转向电机单相绕组开路与两模块各有一相绕组开路时,会导致较大的转矩脉动,该转矩脉动主要是基波反电动势引起的二次谐波转矩导致的。本文提出的基于谐波转矩抑制的容错策略可以消除占比最大的二次谐波转矩,从而实现显著抑制开路故障引起的转矩脉动。

3) 实验验证方面,模块化转向电机在 3 种故障工况下,分别采用本文提出的容错策略,实验测得电机的容错转矩与正常运行时的数量关系、模块间转矩分配关系均与解析分析、仿真结果吻合较好,证明了本文提出的容错策略在改善电机开路故障下转矩

性能的有效性。

参 考 文 献:

- [1] 中华人民共和国工业和信息化部. 汽车转向系 基本要求:GB 17675-2021[S]. 北京: 中国标准出版社, 2021: 1-28.
- [2] 魏萱, 黄鹤, 杨澜, 等. 线控转向系统线性自抗扰控制器的群智能优化[J]. 浙江大学学报(工学版), 2026, 60(3): 1.
WEI Xuan, HUANG He, YANG Lan, et al. Swarm intelligence optimization of linear active disturbance rejection controller for steer-by-wire system [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2026, 60(3): 1.
- [3] 李劲松. 汽车智能控制技术[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2022.
- [4] TANG Yue, CHAI Feng, XIE Ying, et al. Design of a modular in-wheel motor with high fault-tolerant performance and low MMF space harmonic[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6574.
- [5] TANG Yue, CAI William, CHAI Feng, et al. Investigation of fault-tolerant performance and inductance in a modular permanent magnet in-wheel motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2023, 59(11): 1.
- [6] KAI Ma, SUN Yanchao, GAO Yufei, et al. Design and optimization of high-speed five-phase fault-tolerant permanent magnet motor for aerospace applications[C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), November 5-8, 2023, Zhuhai, China. 2023: 253-257.
- [7] NIGUCHI Noboru, HIRATA K N, TAKAHARA Kazuaki, et al. Proposal of a new coil arrangement for a four-phase switched reluctance motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 1.
- [8] WON Hoyun, HONG Yangki, PLATT Jonathan, et al. Six-phase fractional-slot concentrated winding ferrite spoke-type permanent magnet synchronous motor for electric truck[C]//2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), May 17-20, 2021, Hartford, CT, USA. 2021: 1-6.
- [9] ZHU Xuhui, ZHAO Meiling, CAO Libing, et al. Harmonic loss reduction of fractional slot concentrated winding permanent-magnet vernier motor with different stator-modular designs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 61(1): 55.
- [10] TANG Yue, CHAI Feng, CHEN Lei. Investigation of open-circuit fault-tolerant strategy in a modular permanent-magnet synchronous in-wheel motor based on electromagnetic-thermal analysis [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1085.
- [11] GENG Lina, CHAI Feng, PEI Yulong, et al. An axial split phase permanent magnet synchronous motor with wide constant power speed range and high efficiency range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(4): 4019.
- [12] 柴凤, 耿丽娜, 裴宇龙. 轴裂相整数槽集中绕组永磁容错电机及其匝间短路故障抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(13): 5203.
CHAI Feng, GENG Lina, PEI Yulong. Axial split phase integral slot concentrated winding permanent magnet fault tolerant motors and its investigation of interturn short circuit faults suppression [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(13): 5203.
- [13] GENG Lina, CHAI Feng, PEI Yulong. Mitigation of interturn short circuit fault based on axial split phase permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(4): 2578.
- [14] IFEDI C J, MECROW B C, WIDMER J D, et al. A high torque density, direct drive in-wheel motor for electric vehicles[C]//6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), March 27-29, 2012, Bristol, United Kingdom. 2012: B24.
- [15] TANG Yue, CAI William, XIE Ying, et al. Improvement of electromagnetic-thermal characteristics in a modular in-wheel motor under open-circuit faults and asymmetric working winding operations based on fault-tolerant strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(10): 15780.
- [16] CHIKONDRA B, MUDULI U R, BEHERA R K. Fault-tolerant DTC technique for five-phase three-level NPC inverter-fed induction motor drive with an open-phase fault[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 29-October 3, 2019, Baltimore, MD, USA. 2019: 5281.
- [17] CHENG Yongqi, DONG Weiguang, GAO Fengyang, et al. Open-circuit fault diagnosis of traction inverter based on compressed sensing theory[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(1): 52.
- [18] ZHOU Zhanqing, YANG Huibin. Enhancing six-phase PMSMs performance recovery post open-circuit fault via specific harmonic injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(12): 17803.
- [19] LIU Guohai, LIN Zhipeng, ZHAO Wenxiang, et al. Third harmonic current injection in fault-tolerant five-phase permanent-magnet motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6970.
- [20] PEI Xiaqing, CUI Peijuan, WANG Chunyi, et al. Torque performance optimization of permanent magnet motor with open circuit fault based on BQGA and current harmonic injection[C]//2022 9th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEFA), November 4-6, 2022, Zhuhai, China. 2022: 912-915.
- [21] CHEN Chao, SUN Xiaoyong, ZHU Ziqiang, et al. Torque ripple suppression with compensation control method for permanent

magnet synchronous motor with asymmetric magnetomotive force [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(3): 1547.

[22] ZOU Jibin, LIU Chengsi, XU Yongxiang, et al. Open-circuit fault-tolerant control for dual three-phase PMSM with minimum torque ripple considering phase back EMF harmonics[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 1508.

[23] LIU Guohai, QU Li, ZHAO Wenxiang, et al. Comparison of two SVPWM control strategies of five-phase fault-tolerant permanent-magnet motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6621.

[24] GUZMAN Hugo, DURAN Mario J, BARRERO Federico, et al. Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 606.

[25] TANG Yue, CHEN Lei, CHAI Feng, et al. Thermal modeling and analysis of active and end windings of enclosed permanent magnet synchronous in-wheel motor based on multi-block method [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(1): 85.

[26] VERKROOST Lynn, DAMME J V, BOZALAKOV Dimitar V, et al. Simultaneous DC-link and stator current ripple reduction with interleaved carriers in multiphase controlled integrated modular motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 5616.

[27] 杜嘉晨, 樊启高, 黄文涛. 基于混合逻辑动态模型的 PMSM 系统开路故障诊断方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(8): 100.

DU Jiachen, FAN Qigao, HUANG Wentao. Open-circuit fault diagnosis for PMSM system based on mixed logical dynamic model [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(8): 100.

[28] 吴振宇, 王慧, 胡存刚, 等. 基于多路漏磁信号阵列的无刷直流电机匝间短路故障诊断[J]. 电工技术学报, 2025, 40(4): 1105.

WU Zhenyu, WANG Hui, HU Cungang, et al. Turn-to-turn short circuit fault diagnosis of brushless DC motor based on multiple magnetic flux leakage signal arrays[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(4): 1105.

(编辑:刘琳琳)