

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2022 年 12 月 22 日 (22.12.2022)



(10) 国际公布号
WO 2022/261995 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02K 41/03 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2021/101535
- (22) 国际申请日: 2021 年 6 月 22 日 (22.06.2021)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
202110671361.9 2021年6月17日 (17.06.2021) CN
- (71) 申请人: 江苏大学 (JIANGSU UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。
- (72) 发明人: 周华伟 (ZHOU, Huawei); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。江光耀 (JIANG, Guangyao); 中国江苏省镇江市

京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。张多 (ZHANG, Duo); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。陶伟国 (TAO, Weiguo); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。陈前 (CHEN, Qian); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。田翔 (TIAN, Xiang); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。毛彦欣 (MAO, Yanxin); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。

- (74) 代理人: 南京智造力知识产权代理有限公司 (NANJING DOYES INTELLECTUAL PROPERTY CO., LTD.); 中国江苏省南京市江宁区芝兰路 18 号 4 幢 1202 室, Jiangsu 211100 (CN)。
- (81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG,

(54) **Title:** STEERING SUSPENSION INTEGRATED FIVE-PHASE PERMANENT-MAGNET FAULT-TOLERANT ACTUATOR AND TWO-PHASE OPEN-CIRCUIT FAULT-TOLERANT DIRECT TORQUE CONTROL METHOD THEREFOR

(54) 发明名称: 一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器及其两相开路容错直接转矩控制方法

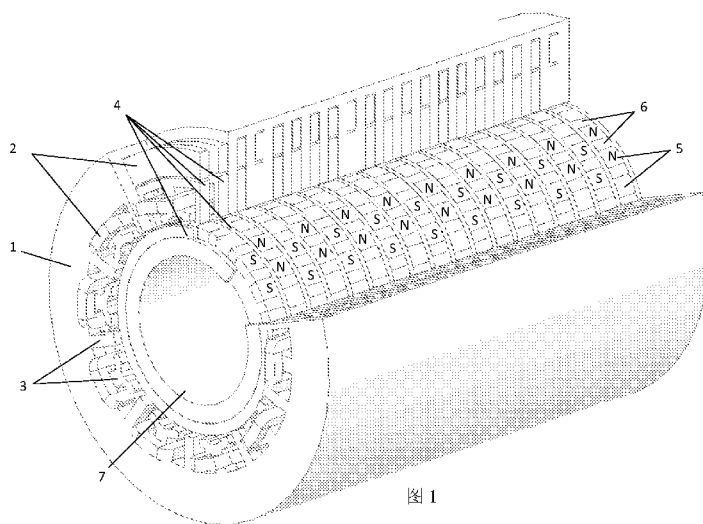


图 1

(57) **Abstract:** A steering suspension integrated five-phase permanent-magnet fault-tolerant actuator and a two-phase open-circuit fault-tolerant direct torque control method therefor, comprising: establishing a linear and rotary two-degree-of-freedom single-air-gap actuator model; first, in the case of a two-phase open-circuit fault, deriving a fault-tolerant transformation matrix for transforming variables on a two-phase stationary coordinate system onto an $\alpha\beta$ coordinate system; designing a stator flux linkage and a torque observer on the $\alpha\beta$ coordinate system on the basis of an improved integrator, and transforming the stator flux linkage and the torque observer onto a coordinate system based on stator flux linkage orientation; second, respectively calculating differences between a stator flux linkage amplitude and an observed stator flux linkage and between a torque command and an observed torque, and obtaining a voltage command by means of a PI controller; and then transforming the voltage command onto a natural coordinate system by using the fault-tolerant transformation matrix, and sending the voltage command to a voltage source inverter to control high-performance operation of the

BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, IT, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW。

- (84) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

- 一 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

actuator. Vehicle steering and suspension integrated driving is implemented, the dynamic performance thereof is improved, and more importantly, the reliability of a steering suspension system is improved.

(57) 摘要: 一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器及其两相开路容错直接转矩控制方法, 包括建立直线和旋转双自由度单气隙作动器模型; 首先, 在两相开路故障下推导出将两相静止坐标系上的变量变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上的容错变换矩阵; 在 $\alpha\beta$ 坐标系上基于改进积分器设计定子磁链和转矩观测器, 并将其变换到基于定子磁链定向的坐标系上; 其次, 将定子磁链幅值和转矩指令分别与观测出的定子磁链和转矩作差, 并经PI控制器获得电压指令; 然后, 采用容错变换矩阵该电压指令经变换到自然坐标系并送电压源逆变器控制作动器高性能运行。不但实现了车辆转向和悬架的一体化集成驱动, 提高了其动态性能, 而且更为关键的是增强了转向悬架系统的可靠性。

一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器及其两相开路容错直接转矩控制方法

技术领域

本发明涉及一种直线旋转两自由度五相永磁容错作动器及其两相开路容错直接转矩控制方法，适用于转向悬架集成系统的应用场合，属于特种电机技术领域。

背景技术

随着现代工业驱动系统发展，一方面增加了系统集成度，另一方面对驱动控制的精度要求不断提高，因此两自由度驱动在汽车转向和悬架集成系统中得到关注。两台单自由度电机通过机械传动组合机构实现两维驱动存在诸多问题，如控制精度低、系统体积大等。两自由度电机避免了中间的传动结构，能有效提高控制精度和减小系统体积，因此能更好的满足转向悬架驱动系统的要求。

直线旋转永磁作动器是一种具备直线、旋转和螺旋运动的两自由度电机。经过多年研究发展，直线旋转两自由度电机的研究取得一些阶段性成果。许多新型直线旋转两自由度电机的拓扑结构不断提出，如螺旋式结构、组合式结构和磁耦合式结构等。文献 Analysis of a double stator linear rotary permanent magnet motor with orthogonally arrayed permanent magnets (IEEE Transactions on Magnetics, 52(7): 8203104, 2016) 提出一种径向内外双定子直线旋转两自由度永磁电机，该电机动子铁芯较厚、重量较重，转矩和推力脉动较高。磁耦合式直线旋转永磁电机结构较紧凑，如文献 Analytical Magnetic Field Analysis and Prediction of Cogging Force and Torque of a Linear and Rotary Permanent Magnet Actuator (IEEE Transactions on Magnetics, 47(10):3004-3007, 2011) 中提出的结构，但这种结构漏磁较严重，转矩和推力脉动较大，没有较好的容错性能，某一相发生故障，就不能正常运行，无法满足高可靠性的场合。

当电机发生两相开路故障时，虽然仍然能输出一定大小的转矩，但转矩存在很大的波动，而且故障后的电机运行噪声、损耗都变大，导致电机性能以及使用寿命下降，甚至导致电机驱动系统永久损坏。而当电机发生两相开路故障时，容错算法的加入能够使电机基本达到故障前的稳态和动态性能，使得故障后的电机输出平滑转矩。文献中国电机工程学报 36(1): 231-239, 2016 “基于虚拟变量的六相永磁同步电机缺任意两相容错型直接转矩控制” 针对六相永磁电机两相故障，提出一种基于多个虚拟变量的容错直接转矩控制(DTC)，该方法沿用传统开关表与滞环比较器的组合，这引入了开关表制作复杂、开关频率不稳定、电机运行噪声大等缺点，同时多个虚拟变量的设置，减弱了 DTC 简洁高效的优点。目前，针对多相电机发生两相开路故障的容错方法主要思想是以 DTC 和矢量控制为基础。前者存在开关表制作复杂、开关频率不稳定、电机运行噪声大等显著缺点；后者存在转矩动态响应不佳、转矩控制精度低、

忽略控制目标的交叉耦合项、应用多个变换矩阵导致结构复杂等缺点。

本专利的目的就是设计一种用于转向悬架系统的具有容错性能的新型的旋转直线永磁作动器及其两相开路容错 DTC 策略。

发明内容

本发明的目的是提供用于转向悬架集成系统的一种直线旋转两自由度永磁容错作动器及其两相开路故障情况下的容错直接转矩控制策略。该作动器在单气隙中能够实现旋转磁场和行波磁场的解耦，进而输出转矩和推力，并克服已有直线旋转两自由度永磁电机容错性能低、转矩脉动大的缺点，有效降低永磁体用量，降低转矩脉动，减小极间漏磁、提高电机容错性能，提高电机可靠性。在作动器发生相邻或不相邻两相开路故障的情况下，采用本发明提出的容错 DTC 策略后，作动器仍然能输出平稳的转矩和推力，且故障情况下的动态性能和正常情况下相似。该作动器极大减小了传统转向悬架集成系统的体积，提高了控制精度，增强了转向悬架系统的可靠性。

本发明的永磁容错作动器的技术方案是：一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器，该作动器用于直线、旋转和螺旋运动；包括定子、动子；所述定子主要由辅助齿(35)、电枢齿(32)、容错齿(34)、直线运动部分的绕组(21)和旋转运动部分的绕组(22)构成；所述定子沿轴向上是由一对辅助齿（35）包含若干个交替的电枢齿（33）与容错齿（34）排列而成；在圆周向上是由若干个电枢齿（31）与容错齿（32）交替排列而成，在圆周方向上的电枢齿（31）端部为分裂齿结构；所述电枢齿上设置绕组，所述绕组分为直线运动部分的绕组（21）和旋转运动部分的绕组（22）；所述动子由永磁体（5）、动子齿（6）、动子轭（7）以及不导磁圆环（42）构成；所述永磁体（5）在圆周方向是瓦片状的且径向充磁、内嵌在动子齿（6）之间，沿圆周向分布的角度圆心角为 $t_c = (0.6 \sim 1) * 360^\circ / P$ ， P 为永磁体沿圆周向的极对数，在圆周向按交替极阵列排列；永磁体（5）沿轴向分布的长度为 $t_l = (0.25 \sim 0.5) * \tau$ ， τ 为轴向动子极距，在轴向相邻两永磁体的充磁方向相反，按错位交替阵列排列，错位角度为 $t_z = 180^\circ / P$ ；所述永磁体（5）与动子齿（6）在轴向上两两之间设置的气隙长度为 $t_0 = 0.5 * \tau - t_l$ ；所述气隙可采用不导磁圆环（42）填充；所述动子齿和永磁体在圆周面上是等高的；所述辅助齿（35）轴向宽度为 $t_l = (0.25 \sim 0.5) * \tau$ 。

进一步，所述直线运动部分的绕组（21）绕制成圆环状嵌入轴向上电枢齿（33）与容错齿（34）之间的定子槽底部，电枢齿相邻两槽线圈串联成一相绕组，并且在轴向的定子槽内填充不导磁圆环（41）；所述旋转运动部分的绕组（22）分别从一边端部到另一边端部绕制在圆周向电枢齿（31）上；直线运动

部分的五相绕组（21）与旋转运动部分的五相绕组（22）均采用集中式绕制。

进一步，所述电枢齿（31）极靴部分在圆周方向是分裂齿结构，该分裂齿结构还可采用多齿来降低电枢极间漏磁，然而其在轴向方向不是分裂齿结构。

进一步，永磁体（5）沿圆周向的极对数 P ，旋转运动部分的电枢绕组极对数 P_w ，沿圆周向的调制齿极数 N_r ，三者满足关系： $P_w = |N_r - P|$ ；永磁体沿轴向的极对数 P_1 ，直线运动部分的电枢绕组极对数 P_{w1} ，沿轴向的调制齿极数 N_{r1} ，三者满足关系： $P_{w1} = |N_{r1} - P_1|$ 。

本发明的一种由权利要求1所述的转向悬架一体化五相永磁容错作动器的两相开路容错直接转矩控制方法，当作动器旋转部分和直线部分的相数分别为 $m=5$ 时，可分别分为 A、B、C、D、E 五相，两相开路故障情况下的容错直接转矩控制方法包括如下步骤：

步骤1，建立转向悬架一体化五相永磁容错作动器的模型；

步骤2，转向悬架一体化五相永磁容错作动器旋转部分绕组发生两相开路故障，假设不相邻两相开路故障发生在 B 和 E 相上，根据故障前后磁动势相等原理、非故障相电流和为零的原则，求出 B 和 E 相开路故障情况下的容错电流 i_A^{BE} 、 i_B^{BE} 、 i_C^{BE} 、 i_D^{BE} 、 i_E^{BE} ，根据该容错电流分别推导出 B 和 E 相开路故障情况下的容错变换矩阵 T^{BE} ；

或步骤2，转向悬架一体化五相永磁容错作动器旋转部分绕组发生两相开路故障，假设相邻两相开路故障发生在 C 和 D 相上，根据故障前后磁动势相等原理、非故障相电流和为零的原则，求出 C 和 D 相开路故障情况下的容错电流 i_A^{CD} 、 i_B^{CD} 、 i_C^{CD} 、 i_D^{CD} 、 i_E^{CD} ；根据该容错电流分别推导 C 和 D 相开路故障情况下的容错变换矩阵 T^{CD} ；

步骤3，采用传统 Clark 变换矩阵将两相开路故障情况下定子磁链、电压和电流变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上，则 $\alpha\beta$ 坐标系上的定子磁链 ψ_α 、 ψ_β 可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + 2.5L_m - 2.5L_\theta \cos 2\theta & -2.5L_\theta \sin 2\theta \\ -2.5L_\theta \sin 2\theta & L_{ls} + 2.5L_m + 2.5L_\theta \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix},$$

式中： i_α 、 i_β 分别是定子电流在 $\alpha\beta$ 坐标系上的分； θ 为电角度； $L_m=0.2(L_d+L_q)$ ， $L_\theta=0.2(L_q-L_d)$ ， L_d 、 L_q 分别为旋转部分绕组的 d 轴和 q 轴电感； L_{ls} 为漏感； ψ_{pm} 为永磁磁链幅值；

步骤4，根据逆变器开关管状态计算出 B 相和 E 两相开路故障情况下的非故障相电压，并结合故障相电压，采用 Clark 变换矩阵将它们变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上

$$\begin{bmatrix} u'_\alpha \\ u'_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} u_A^{BE} + u_C^{BE} \cos 2a + u_D^{BE} \cos 3a + (u_B^{BE} + u_E^{BE}) \cos a \\ u_C^{BE} \sin 2a + u_D^{BE} \sin 3a + (u_B^{BE} - u_E^{BE}) \sin a \end{bmatrix};$$

或步骤4，根据逆变器开关管状态计算出 C 和 D 相开路故障情况下的非故障相电压，并结合故障相

电压, 采用 Clark 变换矩阵将它们变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上

$$\begin{bmatrix} u'_\alpha \\ u'_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} u_A^{\text{CD}} + u_B^{\text{CD}} \cos a + u_E^{\text{CD}} \cos 4a + (u_C^{\text{CD}} + u_D^{\text{CD}}) \cos 2a \\ u_B^{\text{CD}} \sin 2a + u_E^{\text{CD}} \sin 3a + (u_C^{\text{CD}} - u_D^{\text{CD}}) \sin 2a \end{bmatrix};$$

步骤 5, 采用改进型积分器设计两相开路故障情况下的定子磁链观测器。进而求出两相开路故障情况下的转矩。

步骤 6, 基于定子磁场定向原则, 采用 $T_{\alpha\beta-MT}$ 变换矩阵将 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压、电流、定子磁链变换到 MT 坐标系上。由于 MT 坐标系是基于定子磁场定向的, 将 $\alpha\beta$ 坐标系上的定子磁链观测器变换到 MT 该坐标系上, 构建的转矩观测器。

步骤 7, 通过步骤 6 构建的定子磁链观测器和转矩观测器估算出定子磁链幅值和转矩, 并将其与给定定子磁链幅值 ψ^* 和给定转矩 T^* 分别作差后, 经 PI 控制器得到 MT 坐标系上的给定电压指令 u_M^* 和 u_T^* ; 通过步骤 6 中 $T_{MT-\alpha\beta}$ 反变换矩阵将该电压指令反变换至 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压指令 u_α^* 和 u_β^* ; 然后, 采用步骤 2 中的变换矩阵 T^{BE} 或 T^{CD} 将其变换到自然坐标系上, 得到相电压指令 u_A^* 、 u_B^* 、 u_C^* 、 u_D^* 、 u_E^* ; 若 B 和 E 相发生开路故障, 则相电压指令为

$$\begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \\ u_D^* \\ u_E^* \end{bmatrix} = T^{\text{BE}} T_{MT-\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_M^* \\ u_T^* \end{bmatrix};$$

若 C 和 D 相发生开路故障, 则相电压指令为

$$\begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \\ u_D^* \\ u_E^* \end{bmatrix} = T^{\text{CD}} T_{MT-\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_M^* \\ u_T^* \end{bmatrix};$$

将该相电压指令送给电压源逆变器, 再结合基于零序电压注入的载波脉宽调制技术实现转向悬架一体化五相永磁容错作动器旋转部分在 B 和 E 相开路故障或 C 和 D 相开路故障情况下的容错无扰直接转矩控制运行。

本发明中: 当转向悬架一体化五相永磁容错作动器发生开路故障时, 假设该作动器旋转绕组发生两相开路故障, 两相开路故障可分为相邻相和不相邻相故障两种类型。假设不相邻两相故障发生在 B 相和 E 相上, 先推导不相邻的 B 相和 E 相开路后非故障相的容错电流。根据容错电流求出将两相静止坐标系

($\alpha\beta$ 坐标系) 上的变量变换到自然坐标系上的容错变换矩阵。

采用 Clark 变换矩阵将自然坐标系上的定子磁链变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上。

由于非故障相对故障相互感的存在以及故障相自身反电势的存在, 当 B 和 E 相发生开路后, 求出 B 和 E 相的电压。在此基础上, 采用 Clark 变换矩阵将自然坐标系上的相电压变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上。

在此基础上, 根据定子磁链在故障情况下的电压和电流模型, 在 $\alpha\beta$ 坐标系上采用改进的积分器设计了定子磁链观测器和转矩观测器。基于定子磁场定向原则, 将 $\alpha\beta$ 坐标系上定子磁链和转矩观测器变换到 MT 坐标系上。

通过 MT 坐标系上的定子磁链观测器与转矩观测器估算定子磁链幅值和转矩, 并将其与给定定子磁链、给定转矩分别作差后, 经 PI 控制器得到 MT 坐标系上的给定电压指令。将该电压指令反变换至 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压指令。再采用容错变换矩阵将其变换到自然坐标系上, 得到非故障相的电压指令。结合基于零序电压注入的载波脉宽调制技术 (CPWM) 实现永磁容错作动器旋转部分在 B 和 E 相开路故障后的无扰 DTC 高性能运行。

本发明的一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器及其两相开路容错直接转矩控制方法, 具有以下有益效果:

1) 本发明的永磁容错作动器实现了车辆转向和悬架系统的高度集成, 大大降低了原有集成系统的复杂性, 提高了系统控制的精度、稳态和动态性能。

2) 本发明的永磁容错作动器在一个定子上采用两套绕组实现直线和旋转电枢磁场, 且直线绕组和旋转绕组磁通路径相互垂直, 能够实现较好的直线运动和旋转运动的解耦驱动控制。

3) 本发明的永磁容错作动器的直线和旋转绕组都绕制在电枢齿相邻的槽内, 容错齿上不绕线圈, 起到了对作动器相与相之间的物理隔离、热隔离和磁路解耦的作用, 从而达到较好的容错性能, 提高了作动器的可靠性。作动器绕组均采用集中式绕制, 绕线方便且端部绕组较短, 可以有效减少绕组电阻和铜耗。

4) 本发明的永磁容错作动器的圆周向采用独特的分裂电枢齿结构, 降低了电枢极间漏磁, 降低了转矩脉动, 提高了输出转矩的能力。

5) 本发明的永磁容错作动器的动子在圆周向和轴向上的永磁体均采用交替极方式排列, 减小了永磁体用量, 从而降低了作动器的成本。在轴向永磁体与动子齿两两之间增加气隙, 降低了永磁体极间漏磁。

6) 本发明的永磁容错作动器的动子与定子之间只有一层气隙, 相比传统的双自由度的电机, 该类作动器的结构大大简化, 降低了安装的难度。

7) 本发明的容错 DTC 方法不同于传统的容错 DTC 方法, 传统的容错 DTC 采用的是通过滞环比较

器来选择开关表中的目标电压矢量。滞环比较器存在电压判别误差，导致较大的转矩或推力脉动；同时由于开关表查询和扇区判别涉及扇区的划分、三角函数和无理函数的计算，大大增加程序的复杂性；而本发明的容错 DTC 方法采用基于定子磁场定向原则和基于零序电压信号注入的 CPWM 方法，无需判别扇区和计算就能获得空间矢量脉宽调制相同的效果，节省了控制器 CPU 内存资源，有效减小了 CPU 的计算时间，同时大大抑制了转矩脉动，提高了转矩控制精度。

8) 本发明中设计了基于改进积分器的定子磁链观测器，并将其用于两相开路故障情况下的定子磁链观测，不但改善了永磁容错作动器低速运行时的定子磁链波形的正弦度，而且提高了其高速运行时定子磁链对参数的鲁棒性，进而增强了容错 DTC 运行的参数鲁棒性和抗扰性能。

9) 本发明中用于将自然坐标系中变量转换到两相静止坐标系的容错变换矩阵与 Clark 变换矩阵相乘能得到单位矩阵，也就是无论是在正常情况下还是容错情况下，都是采用 Clark 变换矩阵将在自然坐标系上采样的变量变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上，仅在容错情况下才采用容错变换矩阵将控制指令变换到自然坐标系上。因此，该策略极大的降低了故障前后控制系统结构重构的复杂性。

10) 本发明所提出的容错 DTC 方法无需考虑作动器本体是否采用容错设计方案，无需考虑作动器相绕组之间是否存在互感以及耦合情况。相比传统容错 DTC 方法，所提出的容错 DTC 方法将应用对象从特殊设计的容错永磁电机推广到普通的永磁电机，更具一般性和实用价值。

11) 本发明所提出的容错 DTC 方法是基于定子磁场定向的，转矩和定子磁链在 MT 坐标系上是解耦的，将其与容错 DTC 结合改善了故障情况下转矩和定子磁链的动态性能和控制精度，进一步降低了转矩或推力脉动，简化了容错控制器设计难度。因此，与基于转子磁场定向的矢量控制相比，具有转矩动态响应快、转矩或推力控制精度高等优点，同时也有利于实现弱磁控制；与传统 DTC 策略相比，具有转矩脉动小、转矩或推力控制精度高等优点。

12) 本发明的容错 DTC 方法从正常到容错的控制结构只需要更换从两相静止坐标系到自然坐标系的变换矩阵，其他地方不做修改。故障相的衍生电压只与 α 轴重合的非故障相的电阻、漏感、永磁体幅值有关。在恒转矩区域运行时，电机漏感值很小，几乎可以忽略不计，而电阻、永磁体幅值变化幅度较小，其引起的电压变化部分相比于非故障相的相电压，其值很小，可以忽略不计，因此这三个参数的变化不会影响本发明的容错 DTC 运行效果。

13) 本发明的转向悬架一体化五相永磁容错作动器在发生不相邻或相邻两相开路故障的情况下，采用本发明中所提出的容错 DTC 后，不但能有效抑制故障导致的转矩和推力脉动，而且能使故障情况下的动态性能和正常情况下相似，更为关键的是提高了转矩和推力控制的精度。因此，将该作动器和容错 DTC 相结合能有效提高转向悬架系统的稳态和动态性能，增强转向悬架系统的可靠性。

附图说明

图 1 为本发明实施例转向悬架一体化五相永磁容错作动器剖视图；

图 2 为本发明实施例转向悬架一体化五相永磁容错作动器正视图；

图 3 为本发明实施例转向悬架一体化五相永磁容错作动器侧视剖分图；

图 4 为本发明实施例分裂电枢齿、容错齿以及轴向定子槽不导磁材料填充物结构；

图 5 为本发明实施例转向悬架一体化五相永磁容错作动器旋转部分 B 和 E 相开路故障下容错 DTC 策略原理图；

图 6 为本发明实施例永磁容错作动器旋转部分 B 和 E 相从正常到开路故障情况下无容错 DTC 运行时的转矩波形；

图 7 为本发明实施例永磁容错作动器旋转部分 B 和 E 相从正常到开路故障情况下容错 DTC 运行时的转矩波形；

图 8 为本发明实施例永磁容错作动器旋转部分 B 和 E 相开路故障下容错 DTC 运行过程中转矩指令阶跃上升时的作动器输出转矩波形。

图中：1 为定子；2 为绕组，21 为直线运动部分的绕组，22 为旋转运动部分的绕组；3 为定子齿，31 为圆周向电枢齿，32 为圆周向容错齿，33 为轴向电枢齿，34 为轴向容错齿，35 为辅助齿；4 为不导磁材料填充物，41 为轴向定子槽内的不导磁圆环，42 为定子齿与永磁体在轴向上两两之间的不导磁圆环；5 为永磁体；6 为定子齿；7 为定子轭。

具体实施方式

下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述。

为了能够更加简单明了地说明本发明的转向悬架一体化永磁容错作动器及其两相开路容错直接转矩控制方法的特点和有益效果，下面结合一个具体的转向悬架一体化永磁容错作动器进行详细表述。

建立转向悬架一体化永磁容错作动器模型；

如图 1-4 所示为本发明的一个实施例，转向悬架一体化五相永磁容错作动器，该实施例直线运动部分采用 18 极 20 槽结构，旋转运动部分采用 21 对极 20 槽结构。所述作动器的定子沿圆周向由 10 对分裂电枢齿与容错齿交替排列而成；沿轴向由交替的 10 个电枢齿与 9 个容错齿以及位于他们两端的一对辅助齿排列而成，所述辅助齿轴向宽度为 $t_1=5.3 \text{ mm}$ ；所述轴向定子槽内除放置直线绕组外还用不导磁材料如铝或环氧树脂等材料制成的不导磁圆环填充。

所述电枢齿上设置绕组，所述绕组分为使定子发生旋转运动的绕组（简称旋转绕组）和使定子发

生直线运动的绕组（简称直线绕组）。所述直线绕组绕制成圆环状嵌入轴向的电枢齿与容错齿之间的定子槽底部，电枢齿相邻两槽线圈串联成一相绕组，所述直线绕组为集中式绕制；轴向的十个电枢齿上绕制的线圈依次为 A1 相，C1 相，E1 相，B1 相，D1 相，A2 相，C2 相，E2 相，B2 相，D2 相，而且各个线圈的绕线方向一致，将 A1、A2 相正向串联得到 A 相，其他四相利用同样方式可得。在轴向的定子槽内填充不导磁材料如铝或环氧树脂等不导磁材料制成的不导磁圆环。所述旋转绕组从一边端部到另一边端部绕制在圆周向电枢齿上，所述旋转绕组为集中式绕制，圆周向的十个电枢齿上绕制的线圈依次为 A1 相，D1 相，B1 相，E1 相，C1 相，A2 相，D2 相，B2 相，E2 相，C2 相，而且各个线圈的绕线方向一致，将 A1 和 A2 相正向串联得到 A 相，其他四相利用同样方式可得。

所述动子由永磁体、动子齿、动子轭以及不导磁环构成，所述永磁体嵌入在动子槽内。沿圆周向的永磁体极对数为 21，均为径向且同方向充磁；沿轴向的永磁体极对数为 9，在径向上的充磁方向是错位交替排列，错位角度为 $t_z=8.57^\circ$ 。永磁体沿圆周向分布的角度圆心角 $t_c=10.84^\circ$ ；沿轴向分布的长度 $t_l=8$ mm；所述永磁体与动子齿在轴向上两两之间设置的气隙长度 $t_0=2$ mm，所述气隙采用不导磁材料如铝或环氧树脂等不导磁材料制成的不导磁圆环填充；永磁体均采用径向充磁。

当转向悬架一体化五相永磁容错作动器发生开路故障时，假设该作动器旋转绕组部分发生两相开路故障，两相开路故障可分为相邻相和不相邻相故障两种类型。假设不相邻两相故障发生在 B 相和 E 相上，先推导不相邻的 B 相和 E 相开路后非故障相的容错电流。

永磁容错作动器旋转部分采用图 5 所示直接转矩控制策略，采用式(1)所示 Clark 变换矩阵将五相自然坐标系上的变量等幅值变换到 α - β 坐标系上

$$T_{Clark} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos a & \cos 2a & \cos 3a & \cos 4a \\ 0 & \sin a & \sin 2a & \sin 3a & \sin 4a \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中， $a = 2\pi/5$ 。

当作动器在正常情况下稳态运行时，假设其三维空间电流 i_x 和 i_y 已经控制为零，则 A、B、C、D、E 五相的相电流可表示为

$$\begin{cases} i_A = i_\alpha \\ i_B = i_\alpha \cos a + i_\beta \sin a \\ i_C = i_\alpha \cos 2a + i_\beta \sin 2a \\ i_D = i_\alpha \cos 3a + i_\beta \sin 3a \\ i_E = i_\alpha \cos 4a + i_\beta \sin 4a \end{cases} \quad (2)$$

式中： i_A 、 i_B 、 i_C 、 i_D 、 i_E 分别为 A、B、C、D、E 相的相电流， i_α 、 i_β 分别是定子电流在 $\alpha\beta$ 坐标系上的分量。

永磁容错作动器旋转绕组的合成磁动势MMF表示为

$$\begin{aligned} MMF &= \sum_{i=A}^E MMF_i \\ &= Ni_A + \varepsilon Ni_B + \varepsilon^2 Ni_C + \varepsilon^3 Ni_D + \varepsilon^4 Ni_E \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $\varepsilon = e^{j2\pi/5}$, N 为作动器旋转部分各相定子绕组的有效匝数。

当 B 和 E 相发生开路故障时, 其相电流为零, 故非故障相合成的磁动势为

$$\begin{aligned} MMF &= \sum_{i=A,C,D} MMF_i \\ &= Ni_A^{BE} + \varepsilon^2 Ni_C^{BE} + \varepsilon^3 Ni_D^{BE} \end{aligned} \quad (4)$$

式中: i_A^{BE} 、 i_C^{BE} 、 i_D^{BE} 分别为非故障相 A、C、D 的相容错电流。

为了保证作动器旋转部分故障后能继续无扰运行, 需要保持故障前后合成磁动势的幅值与速度相等, 即令式(3)和(4)相等。由于旋转绕组采用星形连接且中心点与直流母线中点不连接, 故非故障相电流和为零

$$i_A^{BE} + i_C^{BE} + i_D^{BE} = 0 \quad (5)$$

由以上约束条件, 求出 B 和 E 相开路容错后的相电流 i_A^{BE} 、 i_B^{BE} 、 i_C^{BE} 、 i_D^{BE} 、 i_E^{BE} 为

$$\begin{bmatrix} i_A^{BE} \\ i_B^{BE} \\ i_C^{BE} \\ i_D^{BE} \\ i_E^{BE} \end{bmatrix} = 2.235 \begin{bmatrix} 0.618 & 0 \\ 0 & 0 \\ \cos(3\pi/5) & \sin(3\pi/5) \\ \cos(-3\pi/5) & \sin(-3\pi/5) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

根据式(6)求出将 $\alpha\beta$ 坐标系上的变量变换到自然坐标系上的容错变换矩阵

$$T^{BE} = 2.235 \begin{bmatrix} 0.618 & 0 \\ 0 & 0 \\ \cos(3\pi/5) & \sin(3\pi/5) \\ \cos(-3\pi/5) & \sin(-3\pi/5) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

当 B 和 E 相发生开路故障后, 注入式(6)所示的容错电流后, 作动器旋转部分的定子磁链 ψ_A^{BE} 、 ψ_B^{BE} 、 ψ_C^{BE} 、 ψ_D^{BE} 、 ψ_E^{BE} 可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_A^{BE} & \psi_B^{BE} & \psi_C^{BE} & \psi_D^{BE} & \psi_E^{BE} \end{bmatrix} = L(\theta) \begin{bmatrix} i_A^{BE} & i_B^{BE} & i_C^{BE} & i_D^{BE} & i_E^{BE} \end{bmatrix}^T + \psi_f \quad (8)$$

$$\text{其中: } L(\theta) = \begin{bmatrix} L_A \\ L_B \\ L_C \\ L_D \\ L_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{AD} & L_{AE} \\ L_{AB} & L_{BB} & L_{BC} & L_{BD} & L_{BE} \\ L_{AC} & L_{BC} & L_{CC} & L_{CD} & L_{CE} \\ L_{AD} & L_{BD} & L_{CD} & L_{DD} & L_{DE} \\ L_{AE} & L_{BE} & L_{CE} & L_{DE} & L_{EE} \end{bmatrix} = L_{ls} I_{5 \times 5} + L_m T_{L1} - L_\theta T_{L2};$$

$$T_{L1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos a & \cos 2a & \cos 3a & \cos 4a \\ \cos a & 1 & \cos a & \cos 2a & \cos 3a \\ \cos 2a & \cos a & 1 & \cos 2a & \cos a \\ \cos 3a & \cos 2a & \cos a & 1 & \cos a \\ \cos 4a & \cos 3a & \cos 2a & \cos a & 1 \end{bmatrix};$$

$$T_{L2} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos 2(\theta+2a) & \cos 2(\theta-a) & \cos 2(\theta+a) & \cos 2(\theta-2a) \\ \cos 2(\theta+2a) & \cos 2(\theta-a) & \cos 2(\theta+a) & \cos 2(\theta-2a) & \cos 2\theta \\ \cos 2(\theta-a) & \cos 2(\theta+a) & \cos 2(\theta-2a) & \cos 2\theta & \cos 2(\theta+2a) \\ \cos 2(\theta+a) & \cos 2(\theta-2a) & \cos 2\theta & \cos 2(\theta+2a) & \cos 2(\theta-a) \\ \cos 2(\theta-2a) & \cos 2\theta & \cos 2(\theta+2a) & \cos 2(\theta-a) & \cos 2(\theta+a) \end{bmatrix};$$

$L(\theta)$ 为旋转部分绕组的电感矩阵; θ 为电角度; $L_m=0.2(L_d+L_q)$, $L_\theta=0.2(L_q-L_d)$; L_d 、 L_q 分别为旋转部分绕组的 d 轴和 q 轴电感; L_A 、 L_B 、 L_C 、 L_D 、 L_E 为 A、B、C、D 和 E 相的电感; L_{ls} 为漏感; $I_{5 \times 5}$ 为五阶单位矩阵; ψ_f 为永磁体耦合到定子侧的永磁磁链, 其可表示为 $\psi_f = \psi_{pm} [\cos \theta \cos(\theta-a) \cos(\theta-2a) \cos(\theta-3a) \cos(\theta-4a)]^T$; ψ_{pm} 为永磁磁链幅值。

由于发生两相开路故障后, 作动器旋转部分只剩两个自由度, 采用式(1)所示 Clark 矩阵将自然坐标系上的定子磁链和相电压变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上的定子磁链 ψ_α 、 ψ_β 和定子电压 u_α 、 u_β 为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + 2.5L_m - 2.5L_\theta \cos 2\theta & -2.5L_\theta \sin 2\theta \\ -2.5L_\theta \sin 2\theta & L_{ls} + 2.5L_m + 2.5L_\theta \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

由于非故障相对故障相互感的存在以及故障相自身反电势的存在, 当 B 和 E 相发生开路后, B 和 E 相电压可表示为

$$\begin{cases} u_B^{\text{BE}} = \frac{d}{dt} (L_{AB} i_A^{\text{BE}} + L_{BC} i_C^{\text{BE}} + L_{BD} i_D^{\text{BE}}) + \text{emf}_B \\ u_E^{\text{BE}} = \frac{d}{dt} (L_{AE} i_A^{\text{BE}} + L_{CE} i_C^{\text{BE}} + L_{DE} i_D^{\text{BE}}) + \text{emf}_E \end{cases} \quad (11)$$

其中: emf_B 、 emf_E 为 B 和 E 相的反电势。

根据式(6)和(11)可得

$$\begin{cases} u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} = 1.545 \frac{dm_1}{dt} + \text{emf}_B + \text{emf}_E \\ u_B^{\text{BE}} - u_E^{\text{BE}} = 4.753 \frac{dm_2}{dt} + \text{emf}_B - \text{emf}_E \end{cases} \quad (12)$$

其中: $m_1 = L_m i_\alpha - L_\theta i_\alpha \cos 2\theta - L_\theta i_\beta \sin 2\theta$, $m_2 = L_m i_\beta + L_\theta i_\beta \cos 2\theta - L_\theta i_\alpha \sin 2\theta$ 。

为估算定子磁链, 先采用电压源逆变器上桥臂开关管的状态表示非故障相的相电压, 再结合式(12), 采用 Clark 矩阵将故障状态下的相电压变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上, 可表示为

$$\begin{bmatrix} u'_\alpha \\ u'_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} u_A^{\text{BE}} + u_C^{\text{BE}} \cos 2a + u_D^{\text{BE}} \cos 3a + (u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}}) \cos a \\ u_C^{\text{BE}} \sin 2a + u_D^{\text{BE}} \sin 3a + (u_B^{\text{BE}} - u_E^{\text{BE}}) \sin a \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: $\begin{bmatrix} u_A^{\text{BE}} \\ u_C^{\text{BE}} \\ u_D^{\text{BE}} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_c \\ S_d \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} \\ u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} \\ u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} \end{bmatrix}$, S_a 、 S_c 、 S_d 为电压源逆变器 A、C、D 相上桥

臂开关管信号, 开关管导通时对应信号等于 1, 关断时对应信号为 0, U_{dc} 为直流母线电压, u_A^{BE} 、 u_B^{BE} 、

u_C^{BE} 、 u_D^{BE} 、 u_E^{BE} 分别是 B 和 E 相开路故障状态下的相电压;

当 B 和 E 相发生开路故障后, 根据式(9)、(10)和(13), 采用改进积分器构建定子磁链观测器

$$\begin{cases} \hat{\psi}_\alpha = \frac{u'_\alpha - i_\alpha R}{s + \omega_c} + \frac{\omega_c \psi_\alpha}{s + \omega_c} \\ \hat{\psi}_\beta = \frac{u'_\beta - i_\beta R}{s + \omega_c} + \frac{\omega_c \psi_\beta}{s + \omega_c} \\ |\hat{\psi}_s| = \sqrt{\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2} \end{cases} \quad (14)$$

式中: s 为微分算子, ω_c 为滤波截止频率。由此, 故障情况下的转矩可表示为

$$T_e = 2.5P(\hat{\psi}_\alpha i_\beta - \hat{\psi}_\beta i_\alpha) \quad (15)$$

在构建好定子磁链与转矩观测器之后, 基于定子磁场定向原则, 采用式(16)所示的变换矩阵将 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压、电流、定子磁链变换到 MT 坐标系上。将式(10)电压模型变换到 MT 坐标系上的电压 u_M 、 u_T , 如式(18)所示

$$T_{\alpha\beta-MT} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$T_{MT-\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} u_M \\ u_T \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_M \\ \psi_T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_s \psi_T \\ \omega_s \psi_M \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: θ_s 为定子磁链角, ω_s 为定子磁链角速度, i_M 、 i_T 、 ψ_M 、 ψ_T 分别为 MT 坐标系上的电流和定子磁链分量。

将式(15)所示的转矩变换到 MT 坐标系上, 可表示为

$$T_e = 2.5p(\psi_M i_T - \psi_T i_M) \quad (19)$$

由于 MT 坐标系是基于定子磁场定向, 将式(14)观测出的定子磁链变换到 MT 该坐标系上应满足式(20)。由此, 构建如式(20)所示的定子磁链观测器。

$$\begin{cases} \psi_M = |\hat{\psi}_s| \\ \psi_T = 0 \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)代入式(19), 作动器旋转部分的转矩观测器可设计为

$$T_e = 2.5p\psi_M i_T \quad (21)$$

将式(20)和(21)代入式(18), 得到

$$\begin{cases} U_M = Ri_M + \frac{d}{dt}\psi_M \\ U_T = \frac{RT_e}{2.5P\psi_M} + \omega_s \psi_M \end{cases} \quad (22)$$

由此根据式(22)可知, 采用两个 PI 控制器就可以实现转矩、磁链的直接解耦控制。首先, 通过如式(20)所示的定子磁链观测器与式(21)所示的转矩观测器估算定子磁链幅值和转矩, 并将其与给定转矩 T^* 、给定定子磁链 ψ_s^* 分别作差后, 经 PI 控制器得到 MT 坐标系上的给定电压指令。其次, 通过式(17)所示反变换矩阵 $T_{MT-\alpha\beta}$ 将该电压指令反变换至 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压指令。然后, 采用式(7)所示容错变换矩阵将其变换到自然坐标系上, 得到非故障相的电压指令, 故障相电压指令为 0。最后, 结合基于零序电压注入的 CPWM 实现永磁容错作动器旋转部分在 B 和 E 相开路故障后的无扰高性能运行。该容错策略不但具备 DTC 的转矩动态响应迅速、结构简单的特点, 而且能够有效抑制 B 和 E 相开路故障导致的转矩脉动, 实现 DTC 平稳运行, 更为关键的是稳态性能和矢量控制相当。

当 C 和 D 相发生开路故障后, 按照上面的推导方法可得将 $\alpha\beta$ 坐标系上的变量变换到自然坐标系上的容错变换矩阵为

$$T^{CD} = 2.235 \begin{bmatrix} 1.618 & 0 \\ \cos(4\pi/5) & \sin(4\pi/5) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \cos(-4\pi/5) & \sin(-4\pi/5) \end{bmatrix} \quad (23)$$

C 和 D 相开路故障情况下, 基于电压源逆变器上桥臂开关状态信号的非故障相电压和故障相电压在 $\alpha\beta$ 坐标系上可表示为

$$\begin{bmatrix} u'_\alpha \\ u'_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} u_A^{CD} + u_B^{CD} \cos a + u_E^{CD} \cos 4a + (u_C^{CD} + u_D^{CD}) \cos 2a \\ u_B^{CD} \sin 2a + u_E^{CD} \sin 3a + (u_C^{CD} - u_D^{CD}) \sin 2a \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中: $\begin{bmatrix} u_A^{CD} \\ u_B^{CD} \\ u_E^{CD} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_e \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} u_C^{CD} + u_D^{CD} \\ u_C^{CD} + u_D^{CD} \\ u_C^{CD} + u_D^{CD} \end{bmatrix}$; S_a 、 S_b 、 S_e 为电压源逆变器 A、B、E 上桥

臂开关管信号; $\begin{cases} u_C^{CD} + u_D^{CD} = -4.043 \frac{dm_1}{dt} + emf_C + emf_D \\ u_C^{CD} - u_D^{CD} = 2.938 \frac{dm_2}{dt} + emf_C - emf_D \end{cases}$; u_A^{CD} 、 u_B^{CD} 、 u_C^{CD} 、 u_D^{CD} 、 u_E^{CD} 分别是 C 和

D 相开路故障状态下的相电压。

当 C 和 D 相发生开路故障后, 按照上述相同的方法可推导出在 MT 坐标系上如式(20)和(21)所示的定子磁链和转矩观测器。

根据以上两种开路故障情况的分析可知, 容错运行时只需要更换如式(7)或(23)所示的容错变换矩阵, 就能实现两相开路故障情况下的无扰 DTC 运行。

同样, 当永磁容错作动器直线部分的 B 和 E 相发生开路故障或者 C 和 D 相发生开路故障时, 仅需修改上述容错方法的转矩观测器, 将其改成 MT 坐标系上的推力观测器

$$F_e = \frac{2.5\pi}{\tau} \psi_M i_T \quad (25)$$

不失一般性, 本发明以该永磁容错作动器旋转部分 B 和 E 开路故障为例, 对所提出的容错 DTC 策略的性能进行仿真分析, 其控制策略框图如图 5 所示。与正常运行时相比, 控制结构几乎不变, 因此提出的容错策略简洁高效。图 6 为 B 和 E 相在 0.2s 发生开路故障, 从正常进入开路故障情况下, 作动器旋转部分无容错运行时的转矩波形。可见, 作动器旋转部分的转矩波动明显。图 7 为 B 和 E 相从正常到开路故障情况下, 作动器旋转部分容错运行时的转矩波形。0.2s 时 B 和 E 相开路故障发生, 立即启动本发明的容错 DTC 策略。可见, 和故障情况下相比, 作动器输出转矩脉动得到明显抑制, 几乎没有脉动。图 8 为 B 和 E 相开路容错 DTC 运行过程中转矩指令阶跃下降时的作动器输出转矩波形, 响应时间约为

1ms。可见，本发明提出的容错 DTC 策略保持了 DTC 转矩响应迅速的优点。因此当电机发生两相开路故障后，采用本发明的容错 DTC 策略后，输出转矩几乎没有波动，相电流正弦度较好，同时作动器具有和正常情况下相似的动态性能。

当其它两相发生故障时，只需将自然坐标系逆时针旋转 $0.4k\pi$ ($k=0、1、2、3、4$ ；C 和 D 相故障，或 B 和 E 相故障时， $k=0$ ；D 和 E 相故障，或 C 和 A 相故障时， $k=1$ ；E 和 A 相故障，或 D 和 B 相故障时， $k=2$ ；A 和 B 相故障，或 E 和 C 相故障时， $k=3$ ；B 和 C 相故障，或 A 和 D 相故障时， $k=4$) 电角度。

综上所述，本发明的一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器及其两相开路容错 DTC 方法不但实现了作动器的旋转运动和直线运动、螺旋运动、旋转运动和直线运动的解耦，而且能保证两相开路故障情况下作动器输出转矩或推力和正常情况下一致，同时能明显抑制两相开路故障导致的转矩或推力脉动；更为关键的是，在容错运行时的动态性能和 DTC 正常情况下相似，稳态性能和矢量控制时相似，通用性强、无需复杂计算、CPU 开销小。因此，本发明在汽车、航空航天等对运行性能要求高的系统中拥有很好的应用前景。

虽然本发明已以较佳实施例公开如上，但实施例并不是用来限定本发明的。在不脱离本发明之精神和范围内，所做的任何等效变化或润饰，均属于本申请所附权利要求所限定的保护范围。

在本说明书的描述中，参考术语“一个实施例”、“一些实施例”、“示意性实施例”、“示例”、“具体示例”、或“一些示例”等的描述意指结合该实施例或示例描述的具体特征、结构、材料或者特点包含于本发明的至少一个实施例或示例中。在本说明书中，对上述术语的示意性表述不一定指的是相同的实施例或示例。而且，描述的具体特征、结构、材料或者特点可以在任何的一个或多个实施例或示例中以合适的方式结合。

尽管已经示出和描述了本发明的实施例，本领域的普通技术人员可以理解：在不脱离本发明的原理和宗旨的情况下可以对这些实施例进行多种变化、修改、替换和变型，本发明的范围由权利要求及其等同物限定。

权 利 要 求 书

1.一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器，其特征在于：该作动器用于直线、旋转和螺旋运动；包括定子、动子；所述定子主要由辅助齿(35)、电枢齿(32)、容错齿(34)、直线运动部分的绕组(21)和旋转运动部分的绕组(22)构成；所述定子在沿轴向上是由一对辅助齿（35）包含若干个交替的电枢齿（33）与容错齿（34）排列而成；在圆周向上是由若干个电枢齿（31）与容错齿（32）交替排列而成，在圆周方向上的电枢齿（31）端部为分裂齿结构；所述电枢齿上设置绕组，所述绕组分为直线运动部分的绕组（21）和旋转运动部分的绕组（22）；所述动子由永磁体（5）、动子齿（6）、动子轭（7）以及不导磁圆环（42）构成；所述永磁体（5）在圆周方向是瓦片状的且径向充磁、内嵌在动子齿（6）之间，沿圆周向分布的角度圆心角为 $t_c = (0.6 \sim 1) * 360^\circ / P$ ， P 为永磁体沿圆周向的极对数，在圆周向按交替极阵列排列；永磁体（5）沿轴向分布的长度为 $t_l = (0.25 \sim 0.5) * \tau$ ， τ 为轴向动子极距，在轴向相邻两永磁体的充磁方向相反，按错位交替阵列排列，错位角度为 $t_z = 180^\circ / P$ ；所述永磁体（5）与动子齿（6）在轴向上两两之间设置的气隙长度为 $t_0 = 0.5 * \tau - t_l$ ；所述气隙可采用不导磁圆环（42）填充；所述动子齿和永磁体在圆周面上是等高的；所述辅助齿（35）轴向宽度为 $t_l = (0.25 \sim 0.5) * \tau$ 。

2.根据权利要求1所述的一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器，其特征在于：所述直线运动部分的绕组（21）绕制成圆环状嵌入轴向上电枢齿（33）与容错齿（34）之间的定子槽底部，电枢齿相邻两槽线圈串联成一相绕组，并且在轴向的定子槽内填充不导磁圆环(41)；所述旋转运动部分的绕组(22)分别从一边端部到另一边端部绕制在圆周向电枢齿（31）上；直线运动部分的五相绕组（21）与旋转运动部分的五相绕组（22）均采用集中式绕制。

3.根据权利要求1所述的一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器，其特征在于：所述电枢齿（31）极靴部分在圆周方向是分裂齿结构，该分裂齿结构还可采用多齿来降低电枢极间漏磁，然而其在轴向方向不是分裂齿结构。

4.根据权利要求1所述的一种转向悬架一体化五相永磁容错作动器，其特征在于：永磁体（5）沿圆周向的极对数 P ，旋转运动部分的电枢绕组极对数 P_w ，沿圆周向的调制齿极数 N_r ，三者满足关系： $P_w = |N_r - P|$ ；永磁体沿轴向的极对数 P_l ，直线运动部分的电枢绕组极对数 P_{wl} ，沿轴向的调制齿极数 N_{rl} ，三者满足关系： $P_{wl} = |N_{rl} - P_l|$ 。

5.一种由权利要求1所述的转向悬架一体化五相永磁容错作动器的两相开路容错直接转矩控制方法，其特征在于，当作动器旋转部分和直线部分的相数分别为 $m=5$ 时，可分别分为 A、B、C、D、E

五相，两相开路故障情况下的容错直接转矩控制方法包括如下步骤：

步骤 1，建立转向悬架一体化五相永磁容错作动器的模型；

步骤 2，转向悬架一体化五相永磁容错作动器旋转部分绕组发生两相开路故障，假设不相邻两相开路故障发生在 B 和 E 相上，根据故障前后磁动势相等原理、非故障相电流和为零的原则，求出 B 和 E 相开路故障情况下的容错电流 i_A^{BE} 、 i_B^{BE} 、 i_C^{BE} 、 i_D^{BE} 、 i_E^{BE} ，根据该容错电流分别推导出 B 和 E 相开路故障情况下的容错变换矩阵 T^{BE}

$$T^{BE} = 2.235 \begin{bmatrix} 0.618 & 0 \\ 0 & 0 \\ \cos(3\pi/5) & \sin(3\pi/5) \\ \cos(-3\pi/5) & \sin(-3\pi/5) \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

或步骤 2，转向悬架一体化五相永磁容错作动器旋转部分绕组发生两相开路故障，假设相邻两相开路故障发生在 C 和 D 相上，根据故障前后磁动势相等原理、非故障相电流和为零的原则，求出 C 和 D 相开路故障情况下的容错电流 i_A^{CD} 、 i_B^{CD} 、 i_C^{CD} 、 i_D^{CD} 、 i_E^{CD} ；根据该容错电流分别推导 C 和 D 相开路故障情况下的容错变换矩阵 T^{CD}

$$T^{CD} = 2.235 \begin{bmatrix} 1.618 & 0 \\ \cos(4\pi/5) & \sin(4\pi/5) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \cos(-4\pi/5) & \sin(-4\pi/5) \end{bmatrix};$$

步骤 3，采用传统 Clark 变换矩阵将两相开路故障情况下定子磁链、电压和电流变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上，则 $\alpha\beta$ 坐标系上的定子磁链 ψ_α 、 ψ_β 可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + 2.5L_m - 2.5L_\theta \cos 2\theta & -2.5L_\theta \sin 2\theta \\ -2.5L_\theta \sin 2\theta & L_{ls} + 2.5L_m + 2.5L_\theta \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix},$$

式中： i_α 、 i_β 分别是定子电流在 $\alpha\beta$ 坐标系上的分； θ 为电角度； $L_m=0.2(L_d+L_q)$ ， $L_\theta=0.2(L_q-L_d)$ ， L_d 、 L_q 分别为旋转部分绕组的 d 轴和 q 轴电感； L_{ls} 为漏感； ψ_{pm} 为永磁磁链幅值；

步骤 4，根据逆变器开关管状态计算出 B 相和 E 两相开路故障情况下的非故障相电压，并结合故障相电压，采用 Clark 变换矩阵将它们变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上

$$\begin{bmatrix} u'_\alpha \\ u'_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} u_A^{BE} + u_C^{BE} \cos 2a + u_D^{BE} \cos 3a + (u_B^{BE} + u_E^{BE}) \cos a \\ u_C^{BE} \sin 2a + u_D^{BE} \sin 3a + (u_B^{BE} - u_E^{BE}) \sin a \end{bmatrix},$$

$$\text{式中: } \begin{bmatrix} u_A^{\text{BE}} \\ u_C^{\text{BE}} \\ u_D^{\text{BE}} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_c \\ S_d \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} \\ u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} \\ u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} \end{bmatrix}, \quad S_a, S_c, S_d \text{ 分别为 A、C、D 相的上桥臂功率}$$

开关管信号, 开关管导通时对应信号等于 1, 关断时对应信号为 0, U_{dc} 为直流母线电压, u_A^{BE} 、 u_B^{BE} 、 u_C^{BE} 、 u_D^{BE} 、 u_E^{BE} 分别是 B 和 E 相开路故障状态下的相电压;

或步骤 4, 根据逆变器开关管状态计算出 C 和 D 相开路故障情况下的非故障相电压, 并结合故障相电压, 采用 Clark 变换矩阵将它们变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上

$$\begin{bmatrix} u'_\alpha \\ u'_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} u_A^{\text{CD}} + u_B^{\text{CD}} \cos a + u_E^{\text{CD}} \cos 4a + (u_C^{\text{CD}} + u_D^{\text{CD}}) \cos 2a \\ u_B^{\text{CD}} \sin 2a + u_E^{\text{CD}} \sin 3a + (u_C^{\text{CD}} - u_D^{\text{CD}}) \sin 2a \end{bmatrix},$$

$$\text{式中: } \begin{bmatrix} u_A^{\text{CD}} \\ u_B^{\text{CD}} \\ u_E^{\text{CD}} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_e \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} u_C^{\text{CD}} + u_D^{\text{CD}} \\ u_C^{\text{CD}} + u_D^{\text{CD}} \\ u_C^{\text{CD}} + u_D^{\text{CD}} \end{bmatrix}, \quad S_a, S_b, S_e \text{ 为 A、B、E 相的上桥臂功率开}$$

关管开关信号, u_A^{CD} 、 u_B^{CD} 、 u_C^{CD} 、 u_D^{CD} 、 u_E^{CD} 分别是 C 和 D 相开路故障状态下的相电压;

步骤 5, 采用改进型积分器设计两相开路故障情况下的定子磁链观测器

$$\begin{cases} \hat{\psi}_\alpha = \frac{u'_\alpha - i_\alpha R}{s + \omega_c} + \frac{\omega_c \psi_\alpha}{s + \omega_c} \\ \hat{\psi}_\beta = \frac{u'_\beta - i_\beta R}{s + \omega_c} + \frac{\omega_c \psi_\beta}{s + \omega_c} \\ |\hat{\psi}_s| = \sqrt{\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2} \end{cases}$$

式中: s 为微分算子, ω_c 为滤波截止频率, 由此, 两相开路故障情况下的转矩可表示为

$$T_e = 2.5P(\hat{\psi}_\alpha i_\beta - \hat{\psi}_\beta i_\alpha)$$

步骤 6, 基于定子磁场定向原则, 采用 $T_{\alpha\beta-MT}$ 变换矩阵将 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压、电流、定子磁链变换到 MT 坐标系上

$$T_{\alpha\beta-MT} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix},$$

$$T_{MT-\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

由于 MT 坐标系是基于定子磁场定向的, 将 $\alpha\beta$ 坐标系上的定子磁链观测器变换到 MT 该坐标系上, 其可表示为

$$\begin{cases} \psi_M = |\hat{\psi}_s|; \\ \psi_T = 0 \end{cases};$$

由此, 构建的转矩观测器为

$$T_e = 2.5p\psi_M i_T;$$

式中: i_T 为 MT 坐标系上的电流分量。

步骤 7, 通过步骤 6 构建的定子磁链观测器和转矩观测器估算出定子磁链幅值和转矩, 并将其与给定定子磁链幅值 ψ^* 和给定转矩 T^* 分别作差后, 经 PI 控制器得到 MT 坐标系上的给定电压指令 u_M^* 和 u_T^* ; 通过步骤 6 中 $T_{MT-\alpha\beta}$ 反变换矩阵将该电压指令反变换至 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压指令 u_α^* 和 u_β^* ; 然后, 采用步骤 2 中的变换矩阵 T^{BE} 或 T^{CD} 将其变换到自然坐标系上, 得到相电压指令 u_A^* 、 u_B^* 、 u_C^* 、 u_D^* 、 u_E^* ; 若 B 和 E 相发生开路故障, 则相电压指令为

$$\begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \\ u_D^* \\ u_E^* \end{bmatrix} = T^{BE} T_{MT-\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_M^* \\ u_T^* \end{bmatrix};$$

若 C 和 D 相发生开路故障, 则相电压指令为

$$\begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \\ u_D^* \\ u_E^* \end{bmatrix} = T^{CD} T_{MT-\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_M^* \\ u_T^* \end{bmatrix};$$

将该相电压指令送给电压源逆变器, 再结合基于零序电压注入的载波脉宽调制技术实现转向悬架一体化五相永磁容错作动器旋转部分在 B 和 E 相开路故障或 C 和 D 相开路故障情况下的容错无扰直接转矩控制运行。

6. 由权利要求 5 所述的转向悬架一体化五相永磁容错作动器两相开路容错直接转矩控制方法, 其特征在于, 所述步骤 2 的具体过程为:

步骤 2.1, 根据故障前后磁动势相等原理、非故障相电流和为零的原则求出 B 和 E 相开路故障情况下的容错电流 i_A^{BE} 、 i_B^{BE} 、 i_C^{BE} 、 i_D^{BE} 、 i_E^{BE}

$$\begin{bmatrix} i_A^{BE} \\ i_B^{BE} \\ i_C^{BE} \\ i_D^{BE} \\ i_E^{BE} \end{bmatrix} = 2.235 \begin{bmatrix} 0.618 & 0 \\ 0 & 0 \\ \cos(3\pi/5) & \sin(3\pi/5) \\ \cos(-3\pi/5) & \sin(-3\pi/5) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix};$$

或步骤 2.1, 根据故障前后磁动势相等原理、非故障相电流和为零的原则求出 C 和 D 相开路故障情况下的容错电流 i_A^{CD} 、 i_B^{CD} 、 i_C^{CD} 、 i_D^{CD} 、 i_E^{CD}

$$\begin{bmatrix} i_A^{CD} \\ i_B^{CD} \\ i_C^{CD} \\ i_D^{CD} \\ i_E^{CD} \end{bmatrix} = 2.235 \begin{bmatrix} 1.618\cos 0 & 0 \\ \cos(4\pi/5) & \sin(4\pi/5) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \cos(-4\pi/5) & \sin(-4\pi/5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix};$$

步骤 2.2, 根据非故障相的容错电流推导出将 $\alpha\beta$ 坐标系上的变量变换到自然坐标系上的变换矩阵。

7.由权利要求 5 所述的转向悬架一体化五相永磁容错作动器两相开路容错直接转矩控制方法, 其特征在于, 所述步骤 3 的具体过程为:

步骤 3.1, 将自然坐标系上的变量变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上的 Clark 变换矩阵为

$$T_{Clark} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos a & \cos 2a & \cos 3a & \cos 4a \\ 0 & \sin a & \sin 2a & \sin 3a & \sin 4a \end{bmatrix};$$

步骤 3.2, 当 B 和 E 相发生开路故障时, 作动器旋转部分的定子磁链 ψ_A^{BE} 、 ψ_B^{BE} 、 ψ_C^{BE} 、 ψ_D^{BE} 、 ψ_E^{BE} 可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_A^{BE} & \psi_B^{BE} & \psi_C^{BE} & \psi_D^{BE} & \psi_E^{BE} \end{bmatrix} = \mathbf{L}(\theta) \begin{bmatrix} i_A^{BE} & i_B^{BE} & i_C^{BE} & i_D^{BE} & i_E^{BE} \end{bmatrix}^T + \boldsymbol{\psi}_f$$

其中: $\mathbf{L}(\theta)$ 为旋转部分绕组的电感矩阵; $\boldsymbol{\psi}_f$ 为永磁体耦合到定子侧的永磁磁链, 表示为

$$\boldsymbol{\psi}_f = \psi_{pm} [\cos \theta \quad \cos(\theta - a) \quad \cos(\theta - 2a) \quad \cos(\theta - 3a) \quad \cos(\theta - 4a)]^T;$$

步骤 3.3, 采用 Clark 变换矩阵将两相开路故障情况下自然坐标系上的定子磁链变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上。

8.由权利要求 5 所述的转向悬架一体化五相永磁容错作动器两相开路容错直接转矩控制方法, 其特征在于, 所述步骤 4 的具体过程为:

步骤 4.1, 当 B 和 E 相发生开路故障后, 非故障相对故障相互感以及故障相的反电势仍然存在。因此, 故障相的相电压为

$$\begin{cases} u_B^{\text{BE}} = \frac{d}{dt}(L_{AB}i_A^{\text{BE}} + L_{BC}i_C^{\text{BE}} + L_{BD}i_D^{\text{BE}}) + \text{emf}_B \\ u_E^{\text{BE}} = \frac{d}{dt}(L_{AE}i_A^{\text{BE}} + L_{CE}i_C^{\text{BE}} + L_{DE}i_D^{\text{BE}}) + \text{emf}_E \end{cases},$$

其中: emf_B 、 emf_E 为 B 和 E 相的反电势, L_{AB} 、 L_{BC} 、 L_{BD} 、 L_{AE} 、 L_{CE} 、 L_{DE} 分别为相互感;

步骤 4.2, 在 B 和 E 相故障情况下, 它们的相电压之间的关系为

$$\begin{cases} u_B^{\text{BE}} + u_E^{\text{BE}} = 1.545 \frac{dm_1}{dt} + \text{emf}_B + \text{emf}_E \\ u_B^{\text{BE}} - u_E^{\text{BE}} = 4.753 \frac{dm_2}{dt} + \text{emf}_B - \text{emf}_E \end{cases},$$

其中: $m_1 = L_m i_\alpha - L_\theta i_\alpha \cos 2\theta - L_\theta i_\beta \sin 2\theta$, $m_2 = L_m i_\beta + L_\theta i_\beta \cos 2\theta - L_\theta i_\alpha \sin 2\theta$;

或步骤 4.1, 当 C 和 D 相发生开路故障后, 非故障相对故障相互感以及故障相的反电势仍然存在, 因此, 故障相的相电压为

$$\begin{cases} u_C^{\text{CD}} = \frac{d}{dt}(L_{AC}i_A^{\text{CD}} + L_{BC}i_B^{\text{CD}} + L_{CE}i_E^{\text{CD}}) + \text{emf}_C \\ u_D^{\text{CD}} = \frac{d}{dt}(L_{AD}i_A^{\text{CD}} + L_{BD}i_B^{\text{CD}} + L_{DE}i_E^{\text{CD}}) + \text{emf}_D \end{cases},$$

其中: emf_C 、 emf_D 为 C 和 D 相的反电势, L_{AC} 、 L_{BC} 、 L_{CE} 、 L_{AD} 、 L_{BD} 、 L_{DE} 分别为相互感;

或步骤 4.2, 在 C 和 D 相故障情况下, 它们的相电压之间的关系为

$$\begin{cases} u_C^{\text{CD}} + u_D^{\text{CD}} = -4.043 \frac{dm_1}{dt} + \text{emf}_C + \text{emf}_D \\ u_C^{\text{CD}} - u_D^{\text{CD}} = 2.938 \frac{dm_2}{dt} + \text{emf}_C - \text{emf}_D \end{cases}.$$

步骤 4.3, 根据电压源逆变器开关状态计算出两相开路故障情况下的非故障相电压, 并结合计算出的故障相电压, 采用 Clark 变换矩阵将它们变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上。

9.由权利要求 5 所述的转向悬架一体化五相永磁容错作动器两相开路容错直接转矩控制方法, 其特征在于, 当转向悬架一体化五相永磁容错作动器直线部分绕组发生相邻或不相邻两相开路故障时, 仅需将推力观测器 $F_e = \frac{2.5\pi}{\tau} \psi_M i_T$ 代替步骤 6 中的转矩观测器, 本发明的容错直接转矩控制方法就能满足作动器在直线部分两相开路故障情况下的高性能运行。

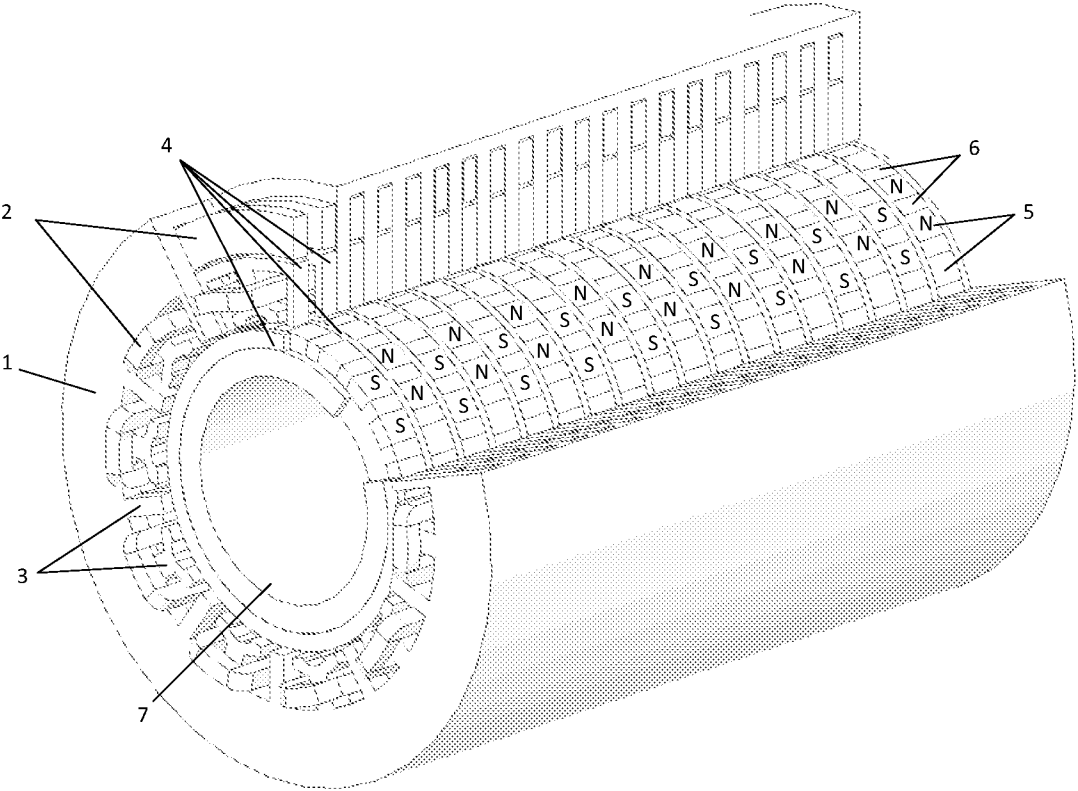


图 1

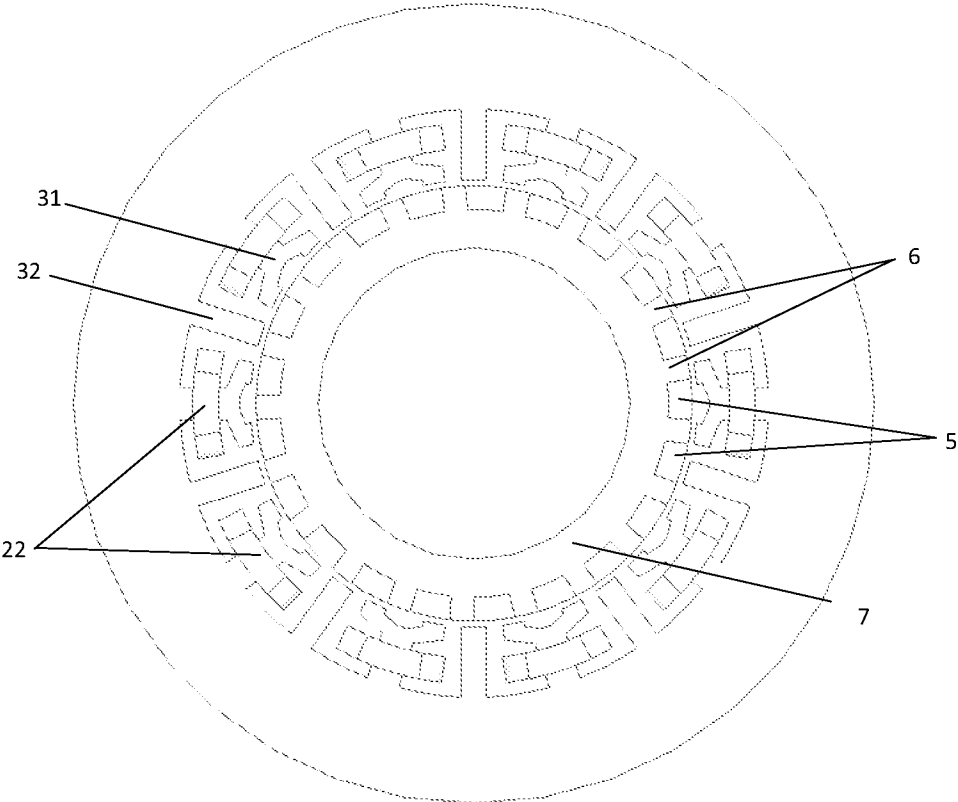


图 2

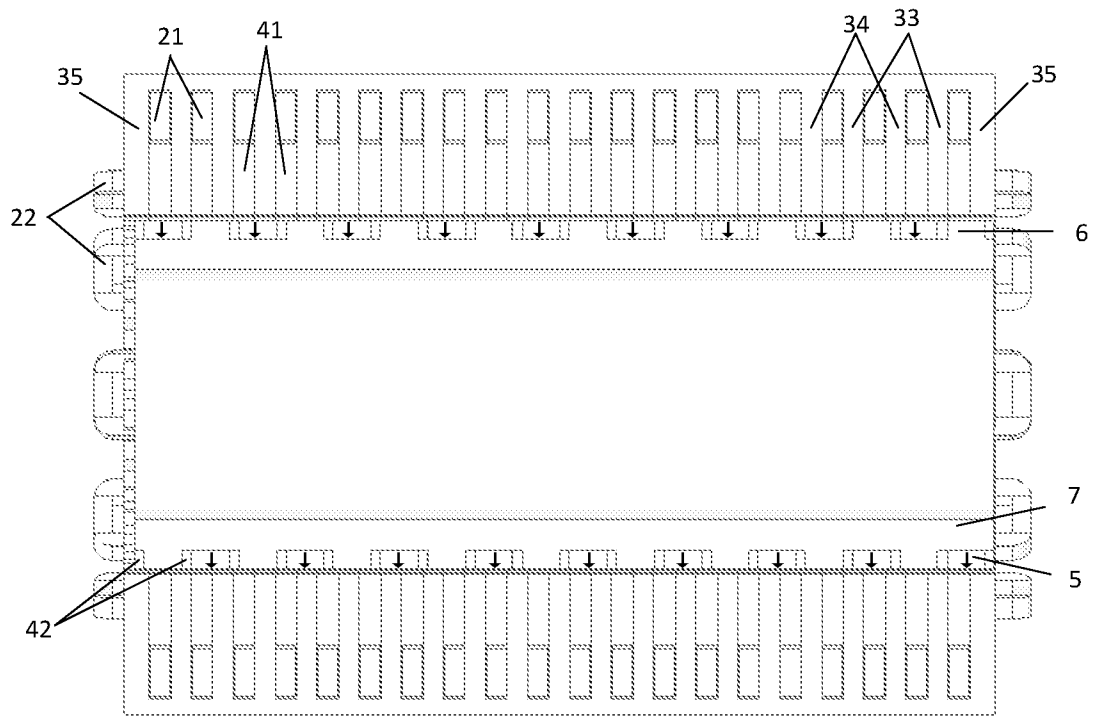


图 3

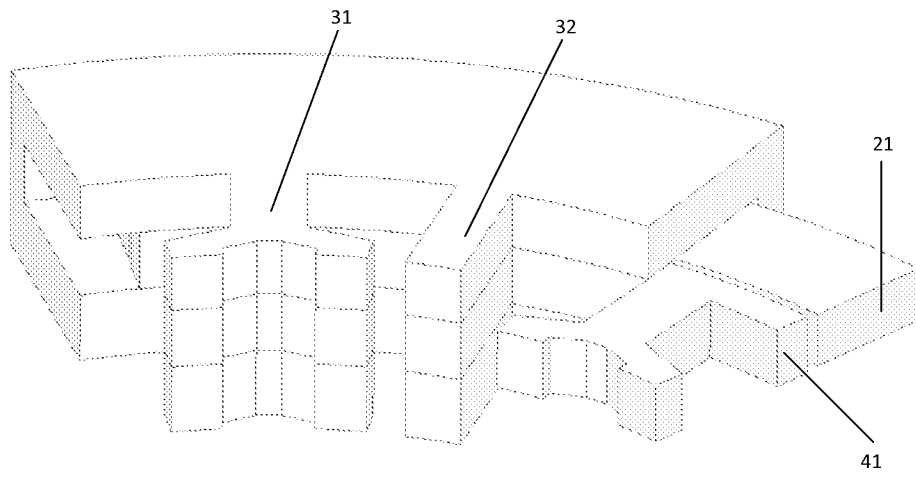


图 4

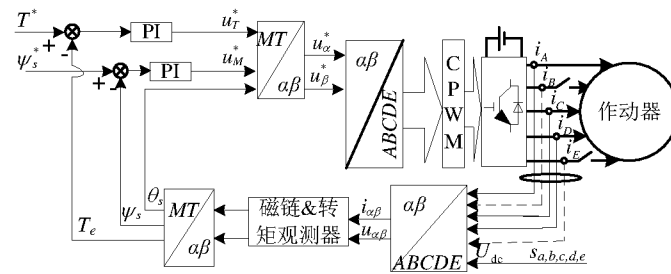


图 5

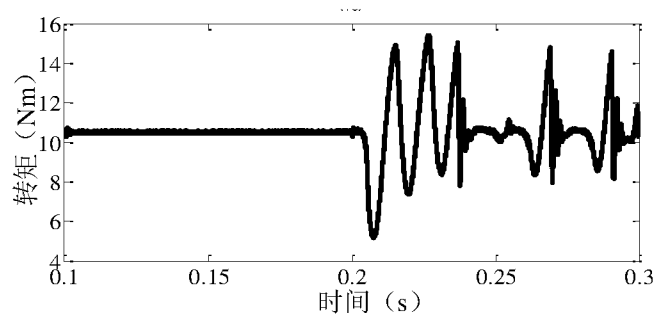


图 6

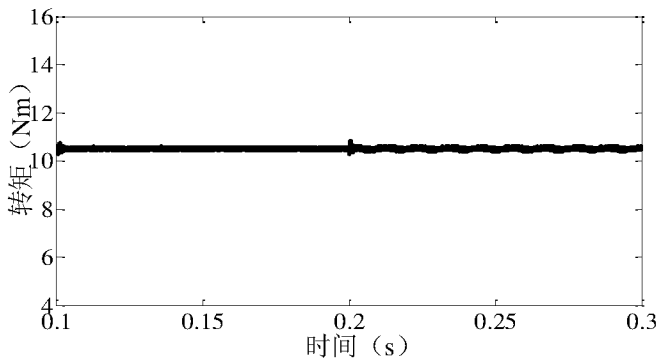


图 7

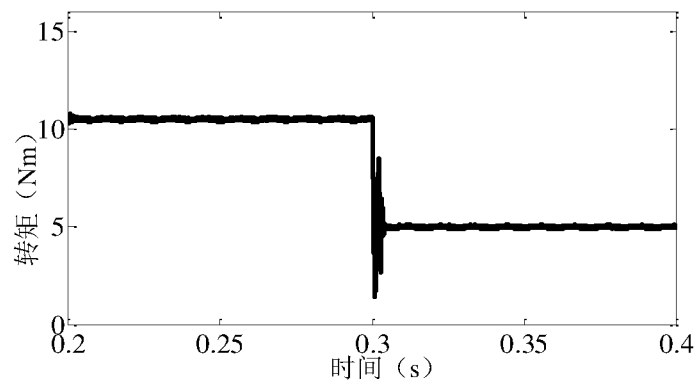


图 8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2021/101535

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02K 41/03(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02K; H02P

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNPAT, CNKI, WPI, EPODOC: 直线, 旋转, 容错, 定子, 转子, 动子, 永磁, 电枢, 绕组, 直接转矩, 开路, 故障, stator, rotor, linear, rotary, winding, magnetic, actuator, permanent, open, fault

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 110182013 A (JIANGSU UNIVERSITY) 30 August 2019 (2019-08-30) description, paragraphs 35-41, and figures 1-9	1-9
A	CN 112436776 A (JIANGSU UNIVERSITY) 02 March 2021 (2021-03-02) entire document	1-9
A	CN 111597737 A (TIANJIN UNIVERSITY) 28 August 2020 (2020-08-28) entire document	1-9
A	CN 211151791 U (ZHENGZHOU UNIVERSITY et al.) 31 July 2020 (2020-07-31) entire document	1-9
A	CN 110912468 A (SHENYANG UNIVERSITY OF TECHNOLOGY) 24 March 2020 (2020-03-24) entire document	1-9
A	CN 104883027 A (LANZHOU UNIVERSITY OF TECHNOLOGY) 02 September 2015 (2015-09-02) entire document	1-9
A	US 2008238220 A1 (GENERAL ELECTRIC COMPANY) 02 October 2008 (2008-10-02) entire document	1-9



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

16 February 2022

Date of mailing of the international search report

25 February 2022

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/
CN)No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District, Beijing
100088, China

Facsimile No. (86-10)62019451

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2021/101535

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	110182013	A	30 August 2019	WO	2020232740	A1	26 November 2020
				GB	2587964	A	14 April 2021
CN	112436776	A	02 March 2021	None			
CN	111597737	A	28 August 2020	None			
CN	211151791	U	31 July 2020	None			
CN	110912468	A	24 March 2020	None			
CN	104883027	A	02 September 2015	None			
US	2008238220	A1	02 October 2008	US	7605504	B2	20 October 2009

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2021/101535

A. 主题的分类 H02K 41/03 (2006.01) i 按照国际专利分类 (IPC) 或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类																										
B. 检索领域 检索的最低限度文献 (标明分类系统和分类号) H02K; H02P 包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献 在国际检索时查阅的电子数据库 (数据库的名称, 和使用的检索词 (如使用)) CNPAT, CNKI, WPI, EPDOC: 直线, 旋转, 容错, 定子, 转子, 动子, 永磁, 电枢, 绕组, 直接转矩, 开路, 故障, stator, rotor, linear, rotary, winding, magnetic, actuator, permanent, open, fault																										
C. 相关文件 <table border="1"> <thead> <tr> <th>类 型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>CN 110182013 A (江苏大学) 2019年8月30日 (2019 - 08 - 30) 说明书第35-41段, 附图1-9</td> <td>1-9</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 112436776 A (江苏大学) 2021年3月2日 (2021 - 03 - 02) 全文</td> <td>1-9</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 111597737 A (天津大学) 2020年8月28日 (2020 - 08 - 28) 全文</td> <td>1-9</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 211151791 U (郑州大学 等) 2020年7月31日 (2020 - 07 - 31) 全文</td> <td>1-9</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 110912468 A (沈阳工业大学) 2020年3月24日 (2020 - 03 - 24) 全文</td> <td>1-9</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 104883027 A (兰州理工大学) 2015年9月2日 (2015 - 09 - 02) 全文</td> <td>1-9</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2008238220 A1 (GENERAL ELECTRIC COMPANY) 2008年10月2日 (2008 - 10 - 02) 全文</td> <td>1-9</td> </tr> </tbody> </table>			类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	A	CN 110182013 A (江苏大学) 2019年8月30日 (2019 - 08 - 30) 说明书第35-41段, 附图1-9	1-9	A	CN 112436776 A (江苏大学) 2021年3月2日 (2021 - 03 - 02) 全文	1-9	A	CN 111597737 A (天津大学) 2020年8月28日 (2020 - 08 - 28) 全文	1-9	A	CN 211151791 U (郑州大学 等) 2020年7月31日 (2020 - 07 - 31) 全文	1-9	A	CN 110912468 A (沈阳工业大学) 2020年3月24日 (2020 - 03 - 24) 全文	1-9	A	CN 104883027 A (兰州理工大学) 2015年9月2日 (2015 - 09 - 02) 全文	1-9	A	US 2008238220 A1 (GENERAL ELECTRIC COMPANY) 2008年10月2日 (2008 - 10 - 02) 全文	1-9
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																								
A	CN 110182013 A (江苏大学) 2019年8月30日 (2019 - 08 - 30) 说明书第35-41段, 附图1-9	1-9																								
A	CN 112436776 A (江苏大学) 2021年3月2日 (2021 - 03 - 02) 全文	1-9																								
A	CN 111597737 A (天津大学) 2020年8月28日 (2020 - 08 - 28) 全文	1-9																								
A	CN 211151791 U (郑州大学 等) 2020年7月31日 (2020 - 07 - 31) 全文	1-9																								
A	CN 110912468 A (沈阳工业大学) 2020年3月24日 (2020 - 03 - 24) 全文	1-9																								
A	CN 104883027 A (兰州理工大学) 2015年9月2日 (2015 - 09 - 02) 全文	1-9																								
A	US 2008238220 A1 (GENERAL ELECTRIC COMPANY) 2008年10月2日 (2008 - 10 - 02) 全文	1-9																								
☐ 其余文件在C栏的续页中列出。 ☒ 见同族专利附件。																										
<table border="0"> <tr> <td> * 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 </td> <td> “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件 </td> </tr> </table>			* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件																						
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件																									
国际检索实际完成的日期		国际检索报告邮寄日期																								
2022年2月16日		2022年2月25日																								
ISA/CN的名称和邮寄地址		授权官员																								
中国国家知识产权局 (ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088 传真号 (86-10)62019451		李炜 电话号码 86-(10)-53961492																								

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2021/101535

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	110182013	A	2019年8月30日	WO	2020232740	A1	2020年11月26日
				GB	2587964	A	2021年4月14日
CN	112436776	A	2021年3月2日	无			
CN	111597737	A	2020年8月28日	无			
CN	211151791	U	2020年7月31日	无			
CN	110912468	A	2020年3月24日	无			
CN	104883027	A	2015年9月2日	无			
US	2008238220	A1	2008年10月2日	US	7605504	B2	2009年10月20日