

(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:

— 包括国际检索报告 (条约第21条(3))。

(57) 摘要: 一种电驱动系统永磁同步电机矢量弱磁控制系统, 该系统由电流闭环调节模块、调制比偏差计算模块、电流特征点设定模块、电流补偿矢量角度计算模块、电流补偿矢量幅值计算模块、电流补偿矢量计算模块和电流指令修正模块等组成。该弱磁控制系统以电机三相短路电流为弱磁调节的终点, 在发生电压饱和时, 均能使电机控制系统退出饱和; 电机端部由于存在逆变器通过动力电池母线供电, 其端部电压不会低至零, 存在较大余量用于应对异常因素; 通过引入dq电流同时修正, 可以将抗电压饱和的压力分摊到dq电流, 而该余量可以用于应对如电机转子磁链变化避免因单轴电流调节过多而导致输出转矩偏差过大, 在保证驱动系统安全的同时, 尽可能减小弱磁控制环节对驱动系统输出转矩的影响。

一种电驱动系统永磁同步电机矢量弱磁控制系统

技术领域

本发明属于永磁同步电机控制领域，尤其涉及一种电驱动系统永磁同步电机矢量弱磁控制系统。

背景技术

在车用内嵌式永磁同步电机（IPMSM）控制系统中，由于实际应用场景中被控对象——IPMSM 不可避免地出现变化而使得控制程序中预先固化的控制参数失效，导致电机高速运行弱磁不足引起电压饱和，危及电机驱动系统的稳定性。

IPMSM 具有功率密度大，运行范围宽和效率高的特点而被广泛用于电动汽车的驱动电机，其转矩方程为：

$$T_e = 1.5P_n(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (1)$$

其中， T_e 为电机的电磁转矩； P_n 为电机磁极对数； φ_f 为转子永磁体磁通； i_q 为 q 轴电流， i_d 为 d 轴电流； L_d 为 d 轴电感； L_q 为 q 轴电感；在 IPMSM 正常驱动过程中， $T_e > 0, i_q > 0, i_d > 0, L_d < L_q$ 。

由上式可以看出，转矩与电流成正相关，但不同的 dq 轴电流组合会对应不同的转矩，每个固定的电流幅值下都会有一组特定的 dq 电流组合使电机在该电流下能输出最大的转矩。由于磁场饱和，在电流大于某个范围后 dq 轴电感 L_d 、 L_q 随着电流的变化而变化，变化范围最大可达 200%之多。这些参数的变化使得在线求解每个电流下的最优 dq 电流组合变得十分困难甚至不可行。因此在车用电机控制中，一般通过实验的方法测试标定得到每个转矩对应的最优电流组合。全转矩范围内的所有这样的电流组合连成的线叫做 IPMSM 的最大转矩电流比（MTPA）曲线。

此外，车用 IPMSM 的运行依赖由逆变器将动力电池的母线转换为三相交流电，这就意味着电机端电压受到直流母线的约束，IPMSM 的电压方程为：

$$V_d = i_d R_s + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (2)$$

$$V_q = i_q R_s + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega(\varphi_f + L_d i_d)$$

其中， V_d 为电机 d 轴电压， V_q 为电机 q 轴电压； R_s 为定子电阻， ω 为电机的电角速度；在高速稳态下，电机端电压 V_s 的幅值近似为：

$$|V_s| = \omega \sqrt{(L_q i_q)^2 + (\varphi_f + L_d i_d)^2} \quad (3)$$

当电机转速升高时，电机端电压升高，当期超过母线电压能提供的交流电压幅值时就需要进行弱磁控制，而当前母线下能提供的最大交流电压就即为电压限制 V_{s_lmt} ，电压限制的表达式一般为：

$$V_{s\_lmt} = V_{dc} \cdot MI_{max} / \sqrt{3}$$

其中， V_{dc} 为母线电压， MI_{max} 为电机控制系统最大调制比（maximum modulation index），其取值一般为 1 附近，最大为 1.1027。

为了获得既能满足转矩方程，又能满足电压限制的电流组合，仍然通过实验的手段标定获取不同母线和转速下每个转矩对应的 dq 电流组合；而后将这些数据制成表格存储在数字控制芯片中，在电机实时运行时通过查表将不同转速和母线电压下的转矩指令转换成对应的 dq 电流指令。

上述过程能正常工作的前提是，通过对样机实验标定获取的电流组合能够适用于同款每一台电机；而在实际应用中，有以下几个方面会造成这种假设不再成立：

- 1.电机在批量生产时工艺、物料不可避免的会导致电机的一致性；
- 2.电机的旋变偏移量产生偏差时会导致控制上磁场定向偏差进而导致电机中的实际 dq 电流与期望的电流指令不一致，即使在电流调节器正常工作的情况下；
- 3.环境温度的变化会对永磁体磁链产生影响，在温度降低时，会使 φ_f 升高，导致标定得到的 dq 电流指令不再满足电压限制。

因此，为了增强电驱动控制系统的高速运行区域的鲁棒性，一般都会加入弱磁控制环节。

针对电机控制弱磁问题，发明专利 CN101855825B 提出了一种较为代表性的解决方案，即根据电流调节器输出的电压与电压限制作差，得到电压偏差，将该偏差经过比例积分环节（PI）得到 I_d 电流修正量叠加在 d 轴电流给定上，并对该修正量做了上限为 0 的限幅，从而加深弱磁，达到弱磁控制的目的，如图 1 所示。根据式（3），当 $(\varphi_f + L_d i_d) > 0$ 时，加大负向的 i_d ，可以降低输出电压，即此种方案是有效的。但是当 $(\varphi_f + L_d i_d) < 0$ 时，继续增加负向的 i_d ，则会使得 V_q 反向增大导致输出电压进一步升高，反而会致使电压饱和现象更为严重。因此，使用该方法时必须要保证 $(\varphi_f + L_d i_d) > 0$ ；但是，在车用电机控制中，如果加入此限制，那么电机在高速区域的磁阻转矩就没有被充分利用，牺牲了电机的性能。

采用上述方案中在电压饱和时降低 i_d 的做法，能够加深弱磁场使电机退出电压饱和状态，但是该方法对输出转矩的影响较大，因为仅仅靠修正 i_d ，需要较大的 i_d 修正量 dq 电流组合发生较大变化大以至对输出转矩造成较大影响。文献（T.M. Jahns, “Flux Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive”, IEEE Trans. on Ind. Appl.,

vol. IA-23, no.4, pp. 55-63, 1987) 提出了一种在弱磁区降低 i_q 的方法, 但是仅仅调节单个电流同样面临 2 中提到的对输出转矩造成较大影响的问题; 暂未发现较好的现有技术能够很好的即能够有效的应对电压饱和问题, 又尽可能小的对输出转矩造成影响。

发明内容

本发明的目的在于针对现有技术的不足, 提供一种电驱动系统永磁同步电机矢量弱磁控制系统。本发明为了增强电驱动控制系统的高速运行区域的鲁棒性, 加入弱磁控制环节。

本发明的目的是通过以下技术方案来实现的: 一种电驱动系统永磁同步电机矢量弱磁控制系统, 由电流闭环调节模块、调制比偏差计算模块、电流特征点设定模块、电流补偿矢量角度计算模块、电流补偿矢量幅值计算模块、电流补偿矢量计算模块和电流指令修正模块组成;

所述电流闭环调节模块将电流指令修正模块修正后的 dq 电流指令 $\hat{i}_{dref}$ 、 $\hat{i}_{qref}$ 输入比例积分控制器得到 dq 电压指令 v_{dref} 、 v_{dref} ;

所述调制比偏差计算模块对电流闭环调节模块输出的 dq 电压指令 v_{dref} 、 v_{dref} 进行如下处理得到期望的调制比 MI_{ref} :

$$MI_{ref} = \frac{\sqrt{3(v_{dref}^2 + v_{qref}^2)}}{V_{dc}}$$

其中, V_{dc} 为母线电压; 再将电机控制系统最大调制比 MI_{max} 与期望的调制比 MI_{ref} 作差得到 ΔMI_0 , 最后经过低通滤波器得到调制比偏差 ΔMI :

所述电流特征点设定模块设定电机三相端部短路时的 d 轴母线电流 i_{d_sc} 为:

$$i_{d\_sc} = -\frac{\varphi_f}{L_d}$$

其中, φ_f 为转子永磁体磁通, L_d 为 d 轴电感;

所述电流补偿矢量幅值计算模块以调制比偏差计算模块的输出调制比偏差 ΔMI 为输入, 进行如下比例积分调节, 得到电流矢量补偿幅值 $|\Delta i|$:

$$|\Delta i| = \frac{k_p s + k_i}{s} \Delta MI$$

其中, k_p 为比例积分控制器的比例系数, k_i 为比例积分控制器的积分系数;

所述电流补偿矢量角度计算模块计算当前运行点 (i_{dref}, i_{qref}) 到 $(i_{d\_sc}, 0)$ 的电流补偿矢量角度 θ :

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{-i_{dref} i_{d\_sc}}{i_{d\_sc} \sqrt{i_{dref}^2 + i_{qref}^2}}\right)$$

所述电流补偿矢量计算模块根据电流补偿矢量幅值计算模块输出的电流矢量补偿幅值 $|\Delta i|$ 和电流补偿矢量角度计算输出的电流补偿矢量角度 θ ，计算 dq 轴补偿分量 Δi_{dref} 、 Δi_{qref} 如下：

$$\begin{aligned}\Delta i_{qref} &= -|\Delta i| \sin \theta \\ \Delta i_{dref} &= |\Delta i| \cos \theta\end{aligned}$$

所述电流指令修正模块将电流补偿矢量计算模块的输出 Δi_{dref} 、 Δi_{qref} 与原始 dq 电流指令 i_{dref} 、 i_{qref} 进行叠加得到修正后的 dq 电流指令 $\hat{i}_{dref}$ 、 $\hat{i}_{qref}$ ：

$$\begin{aligned}\hat{i}_{dref} &= i_{dref} + \Delta i_{dref} \\ \hat{i}_{qref} &= i_{qref} + \Delta i_{qref}\end{aligned}$$

。

本发明的有益效果是：本发明是一种基于电压前馈的车用永磁同步电机端部短路保护系统，在保证驱动系统安全的同时，尽可能减小弱磁控制环节对驱动系统输出转矩的影响，具体为：

- 1、以电机三相短路电流为弱磁调节的终点，不管当前电机的运行区域在哪里，不再受限于现有技术中 $(\varphi_f + L_d i_d) > 0$ 的限制，在发生电压饱和时，均能使电机控制系统退出饱和；
- 2、以电机三相短路电流为弱磁调节的终点，在理想条件下该点的输出电压为零，是电机弱磁运行的极限点；而实际上，电机端部由于存在逆变器通过动力电池母线供电，其端部电压不会低至零，所以本发明中存在较大余量，而该余量可以用于应对如电机转子磁链变化，旋变偏移量偏差等在高速会导致电压饱和的异常因素；
- 3、通过引入 dq 电流同时修正，可以将抗电压饱和的压力分摊至 dq 电流，避免因单轴电流调节过多而导致输出转矩偏差过大。

附图说明

- 图 1 为现有技术的弱磁控制系统示意图；
图 2 是本发明弱磁系统的整体拓扑结构框图；
图 3 是调制比偏差计算环节示意图；
图 4 是电流补偿矢量角度变换示意图；
图 5 是电流补偿矢量幅值变换示意图。

具体实施方式

如图 2 所示，本发明一种电驱动系统永磁同步电机矢量弱磁控制系统，包括电流闭环调节模块、调制比偏差计算模块、电流特征点设定模块、电流补偿矢量角度计算模块、电流补

偿矢量幅值计算模块、电流补偿矢量计算模块和电流指令修正模块，具体为：

(1) 电流闭环调节模块：将电流指令修正模块修正后的 dq 电流指令 $\hat{i}_{dref}$ 、 $\hat{i}_{qref}$ 输入比例积分 PI 控制器得到 dq 电压指令 v_{dref} 、 v_{qref} 。

$$v_{dref} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{s} (\hat{i}_{dref} - i_d)$$

$$v_{qref} = \frac{K_{pq}s + K_{iq}}{s} (\hat{i}_{qref} - i_q)$$

其中， K_{pd} 、 K_{pq} 分别是比例积分 PI 控制器的 d 轴比例系数、q 轴比例系数， K_{id} 、 K_{iq} 分别是比例积分 PI 控制器的 d 轴积分系数 q 轴积分系数， i_d 、 i_q 分别为比例积分控制器运行中实时采集的 dq 轴反馈电流。

(2) 如图 3 所示，调制比偏差计算模块：对电流闭环调节模块输出的 dq 电压指令 v_{dref} 、 v_{qref} 求平方和后开方，再乘以 $\sqrt{3}$ 除以母线电压 V_{dc} ，得到期望的调制比 MI_{ref} ：

$$MI_{ref} = \frac{\sqrt{3(v_{dref}^2 + v_{qref}^2)}}{V_{dc}}$$

将电机控制系统最大调制比 MI_{max} 与期望的调制比 MI_{ref} 作差，这里的 MI_{max} 是可以设定的，其理论极限为 0.635；令 $\Delta MI_0 = MI_{ref} - MI_{max}$ 再经过低通滤波器 (LPF) 得到调制比偏差 ΔMI 。其中，低通滤波器的作用在于去除 dq 电流调节器中的高频噪声，使输出弱磁控制系统平滑输出电流修正量，防止电机转矩有较大的波动。

(3) 电流特征点设定模块： i_{d_sc} 为电机三相端部短路时的 d 轴母线电流，此时电机输出电压为 0，是电机的弱磁极限点，其理论值为：

$$i_{d\_sc} = -\frac{\varphi_f}{L_d}$$

其中， φ_f 为转子永磁体磁通， L_d 为 d 轴电感。由于饱和效应， i_{d_sc} 会由于 d 轴电感的变化而变化，但是在电机高速运行区域，稳态下 i_{d_sc} 基本为固定值；需要指出的是， i_{d_sc} 可能大于电机驱动系统允许的最大电流，而本发明使用的场景是短路电流小于最大电流，这也是车用高速 IPMSM 电机的普遍特点。

(4) 如图 4 所示，电流补偿矢量幅值计算模块：以调制比偏差 ΔMI 为输入，进行如下比例积分 PI 调节，得到电流矢量补偿幅值 $|\Delta i|$ ：

$$|\Delta i| = \frac{k_p s + k_i}{s} \Delta MI$$

其中， k_p 为比例积分控制器的比例系数， k_i 为比例积分控制器的积分系数。

(5) 如图 5 所示, 电流补偿矢量角度计算模块: 计算当前运行点 (i_{dref}, i_{qref}) 到 $(i_{d\_sc}, 0)$ 的电流补偿矢量角度 θ ;

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{-i_{dref} i_{d\_sc}}{i_{d\_sc} \sqrt{i_{dref}^2 + i_{qref}^2}} \right)$$

(6) 电流补偿矢量计算模块: 根据模块 (4) 中的电流矢量补偿幅值 $|\Delta i|$ 和模块 (5) 中的电流补偿矢量角度 θ , 计算 dq 轴

$$\begin{aligned} \Delta i_{qref} &= -|\Delta i| \sin \theta \quad \text{补偿分量 } \Delta i_{dref}, \Delta i_{qref} \text{ 如下:} \\ \Delta i_{dref} &= |\Delta i| \cos \theta \end{aligned}$$

(7) 电流指令修正模块: 将电流补偿矢量计算模块的输出 $\Delta i_{dref}, \Delta i_{qref}$ 与原始 dq 电流指令 i_{dref}, i_{qref} 进行叠加得到修正后的 dq 电流指令 $\hat{i}_{dref}, \hat{i}_{qref}$:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{dref} &= i_{dref} + \Delta i_{dref} \\ \hat{i}_{qref} &= i_{qref} + \Delta i_{qref} \end{aligned}$$

。

权利要求书

1、一种电驱动系统永磁同步电机矢量弱磁控制系统，其特征在于，由电流闭环调节模块、调制比偏差计算模块、电流特征点设定模块、电流补偿矢量角度计算模块、电流补偿矢量幅值计算模块、电流补偿矢量计算模块和电流指令修正模块组成；

所述电流闭环调节模块将电流指令修正模块修正后的 dq 电流指令 $\hat{i}_{dref}$ 、 $\hat{i}_{qref}$ 输入比例积分控制器得到 dq 电压指令 v_{dref} 、 v_{qref} ；

所述调制比偏差计算模块对电流闭环调节模块输出的 dq 电压指令 v_{dref} 、 v_{qref} 进行如下处理得到期望的调制比 MI_{ref} ：

$$MI_{ref} = \frac{\sqrt{3(v_{dref}^2 + v_{qref}^2)}}{V_{dc}}$$

其中， V_{dc} 为母线电压；再将电机控制系统最大调制比 MI_{max} 与期望的调制比 MI_{ref} 作差得到 ΔMI_0 ，最后经过低通滤波器得到调制比偏差 ΔMI ：

所述电流特征点设定模块设定电机三相端部短路时的 d 轴母线电流 i_{d_sc} 为：

$$i_{d\_sc} = -\frac{\varphi_f}{L_d}$$

其中， φ_f 为转子永磁体磁通， L_d 为 d 轴电感；

所述电流补偿矢量幅值计算模块以调制比偏差计算模块的输出调制比偏差 ΔMI 为输入，进行如下比例积分调节，得到电流矢量补偿幅值 $|\Delta i|$ ：

$$|\Delta i| = \frac{k_p s + k_i}{s} \Delta MI$$

其中， k_p 为比例积分控制器的比例系数， k_i 为比例积分控制器的积分系数；

所述电流补偿矢量角度计算模块计算当前运行点 (i_{dref}, i_{qref}) 到 $(i_{d\_sc}, 0)$ 的电流补偿矢量角度 θ ：

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{-i_{dref} i_{d\_sc}}{i_{d\_sc} \sqrt{i_{dref}^2 + i_{qref}^2}}\right)$$

所述电流补偿矢量计算模块根据电流补偿矢量幅值计算模块输出的电流矢量补偿幅值 $|\Delta i|$ 和电流补偿矢量角度计算输出的电流补偿矢量角度 θ ，计算 dq 轴补偿分量 Δi_{dref} 、 Δi_{qref} 如下：

$$\Delta i_{qref} = -|\Delta i| \sin \theta$$

$$\Delta i_{dref} = |\Delta i| \cos \theta$$

所述电流指令修正模块将电流补偿矢量计算模块的输出 Δi_{dref} 、 Δi_{qref} 与原始 dq 电流指令 i_{dref} 、 i_{qref} 进行叠加得到修正后的 dq 电流指令 $\hat{i}_{dref}$ 、 $\hat{i}_{qref}$ ：

$$\hat{i}_{dref} = i_{dref} + \Delta i_{dref}$$

$$\hat{i}_{qref} = i_{qref} + \Delta i_{qref}$$

。

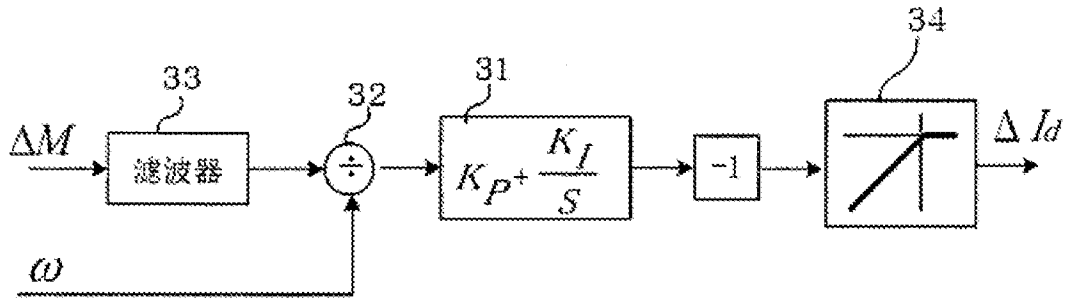


图 1

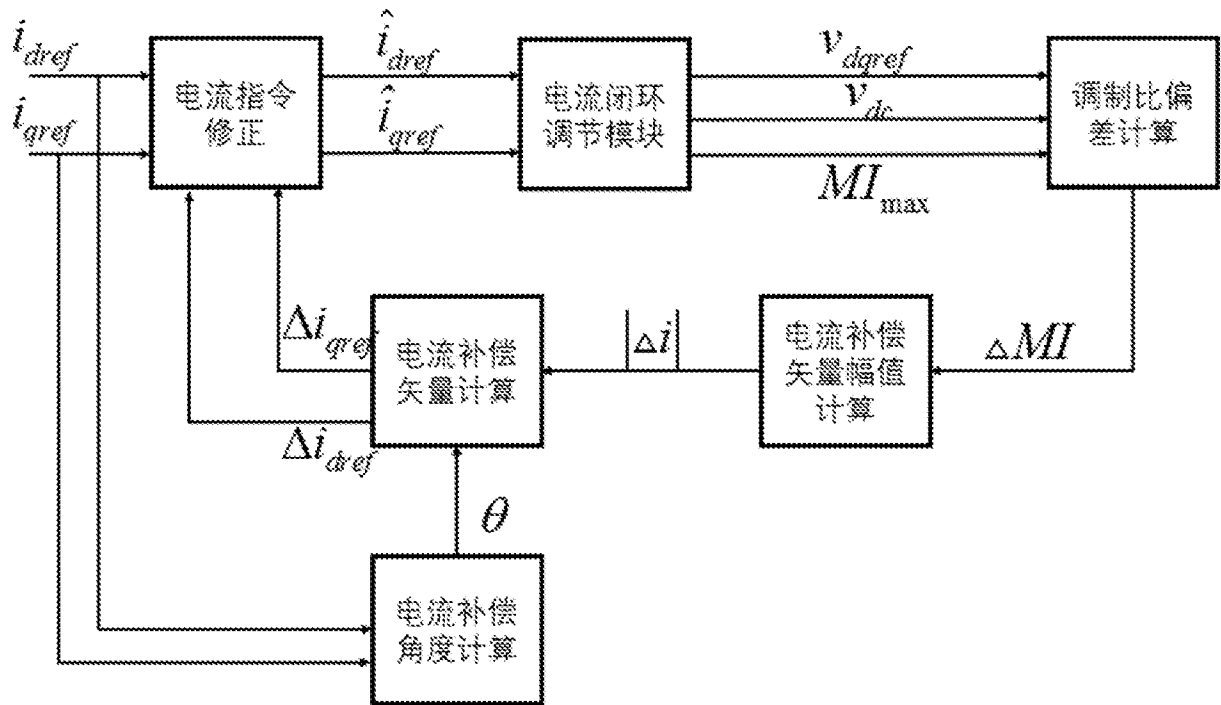


图 2

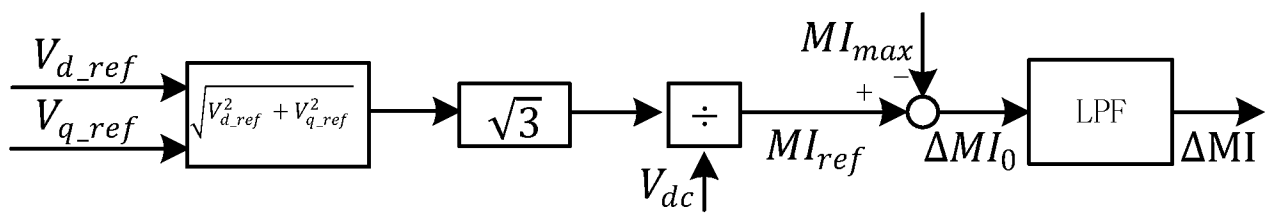


图 3

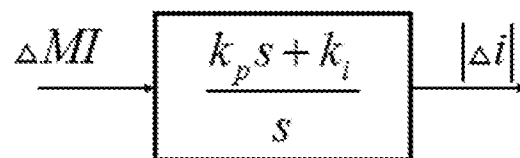


图 4

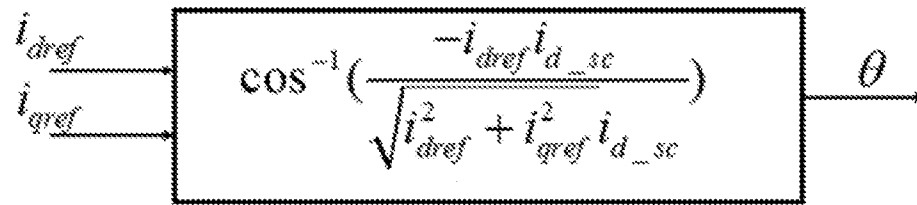


图 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2020/100989

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P 21/00(2016.01)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)

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)

WPI, EPODOC, CNPAT, CNKI: 电机, 短路, 弱磁, 补偿, 角度, 幅值, 修正, 电流指令, motor, short w circuit, weakening, compensat+, angle, amplitude, correct+, current

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 111277182 A (ZHEJIANG LEAPMOTOR TECHNOLOGY CO., LTD.) 12 June 2020 (2020-06-12) description, paragraphs [0001]-[0102], and figures 1-7	1
A	CN 109150042 A (TONGJI UNIVERSITY) 04 January 2019 (2019-01-04) entire document	1
A	CN 107592047 A (SICHUAN AIDI TESI TECHNOLOGY CO., LTD.) 16 January 2018 (2018-01-16) entire document	1
A	CN 1797928 A (LG ELECTRONICS INC.) 05 July 2006 (2006-07-05) entire document	1
A	US 2005212471 A1 (PATEL Nitinkumar R. et al.) 29 September 2005 (2005-09-29) entire document	1



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

29 March 2021

Date of mailing of the international search report

08 April 2021

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/CN2020/100989

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	111277182	A	12 June 2020	None			
CN	109150042	A	04 January 2019	CN	109150042	B	28 April 2020
CN	107592047	A	16 January 2018	CN	107592047	B	26 June 2020
CN	1797928	A	05 July 2006	US	2006132074	A1	22 June 2006
				KR	100645809	B1	23 November 2006
				US	7161325	B2	09 January 2007
				EP	1672780	A2	21 June 2006
				KR	20060070270	A	23 June 2006
				EP	1672780	A3	15 November 2006
				CN	100468946	C	11 March 2009
				EP	1672780	B1	02 September 2009
US	2005212471	A1	29 September 2005	US	7015667	B2	21 March 2006
				WO	2006124010	A1	23 November 2006

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2020/100989

A. 主题的分类

H02P 21/00 (2016.01) 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)

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))

WPI, EPDOC, CNPAT, CNKI: 电机, 短路, 弱磁, 补偿, 角度, 幅值, 修正, 电流指令, motor, short w circuit, weakening, compensat+, angle, amplitude, correct+, current

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 111277182 A (浙江零跑科技有限公司) 2020年 6月 12日 (2020 - 06 - 12) 说明书第[0001]-[0102]段, 附图1-7	1
A	CN 109150042 A (同济大学) 2019年 1月 4日 (2019 - 01 - 04) 全文	1
A	CN 107592047 A (四川爱迪特斯科技有限公司) 2018年 1月 16日 (2018 - 01 - 16) 全文	1
A	CN 1797928 A (LG电子株式会社) 2006年 7月 5日 (2006 - 07 - 05) 全文	1
A	US 2005212471 A1 (PATEL Nitinkumar R. 等) 2005年 9月 29日 (2005 - 09 - 29) 全文	1

☐ 其余文件在C栏的续页中列出。☒ 见同族专利附件。

* 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

2021年 3月 29日

国际检索报告邮寄日期

2021年 4月 8日

ISA/CN的名称和邮寄地址

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

受权官员

樊春燕

电话号码 86-(010)-53961286

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2020/100989

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	111277182	A	2020年 6月 12日	无			
CN	109150042	A	2019年 1月 4日	CN	109150042	B	2020年 4月 28日
CN	107592047	A	2018年 1月 16日	CN	107592047	B	2020年 6月 26日
CN	1797928	A	2006年 7月 5日	US	2006132074	A1	2006年 6月 22日
				KR	100645809	B1	2006年 11月 23日
				US	7161325	B2	2007年 1月 9日
				EP	1672780	A2	2006年 6月 21日
				KR	20060070270	A	2006年 6月 23日
				EP	1672780	A3	2006年 11月 15日
				CN	100468946	C	2009年 3月 11日
				EP	1672780	B1	2009年 9月 2日
US	2005212471	A1	2005年 9月 29日	US	7015667	B2	2006年 3月 21日
				WO	2006124010	A1	2006年 11月 23日