(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 5 月 5 日 (05.05.2022)

WIPO | PCT

(10) 国际公布号
WO 2022/087799 A1

(51) 国际专利分类号:
H02P 21/13 (2006.01) *H02P 21/18* (2016.01)
H02P 21/22 (2016.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2020/123794

(22) 国际申请日: 2020 年 10 月 27 日 (27.10.2020)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(71) 申请人: 大连理工大学(DALIAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY) [CN/CN]; 中国辽宁省大连市凌工路2号大连理工大学, Liaoning 116024 (CN)。

(72) 发明人: 孙希明(SUN, Ximing); 中国辽宁省大连市凌工路2号大连理工大学, Liaoning 116024 (CN)。
张建一(ZHANG, Jianyi); 中国辽宁省大连市凌工路2号大连理工大学, Liaoning 116024 (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, 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)。

(54) **Title:** PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR SPEED CONTROL METHOD CONSIDERING CURRENT SATURATION AND INTERFERENCE SUPPRESSION

(54) 发明名称: 一种考虑电流饱和以及干扰抑制的永磁同步电机速度控制方法

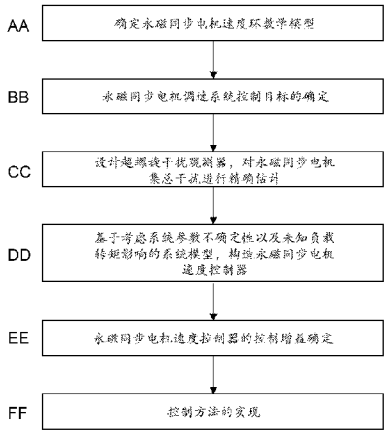


图 1

AA Determine a permanent magnet synchronous motor speed loop mathematical model
BB Determine a control target of a permanent magnet synchronous motor speed regulation system
CC Design an ultra-spiral interference observer to perform accurate estimation on the lumped interference of a permanent magnet synchronous motor
DD Construct a permanent magnet synchronous motor speed controller on the basis of a system model considering system parametric uncertainties and unknown load torque effects
EE Determine a control gain of the permanent magnet synchronous motor speed controller
FF Implement a control method

(57) **Abstract:** A permanent magnet synchronous motor speed control method considering current saturation and interference suppression, aiming at effectively ensuring that a motor current is always within a given range, avoiding the problem of control performance degradation caused by a current in a saturated state, ensuring system security, using no motor quantities which are difficult to obtain, such as motor acceleration, and effectively estimating and compensating for interferences in a permanent magnet synchronous motor system, such as parametric uncertainties and unknown load torque disturbance, thus finally implementing the rapid and accurate control of a motor rotating speed. In practical industrial applications, there is no need to configure a plurality of sensors, thus not only facilitating reducing the cost of system build-up, but also improving system stability. In summary, the technical solution has important practical application significance.

WO 2022/087799 A1

[见续页]

本国际公布:
— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(57) 摘要: 一种考虑电流饱和以及干扰抑制的永磁同步电机速度控制方法，旨在有效保证电机电流始终处于所给定范围内，避免电流陷入饱和状态所导致的控制性能下降问题，同时保证系统的安全性，且无需使用电机加速度等难以获得的状态量，并能对永磁同步电机系统中存在的参数不确定性以及未知负载转矩扰动等干扰进行有效的估计并补偿，最终实现电机转速的快速、精准控制。在实际工业应用中无需配置多个传感器，一方面有利于减少系统搭建的成本，另一方面有助于提高系统的稳定性。综上所述，该技术方案具有重要的现实应用意义。

一种考虑电流饱和以及干扰抑制的永磁同步电机速度控制方法

技术领域

本发明属于永磁同步电机控制技术领域，更具体地，涉及一种能够有效避免电流饱和现象以及精准克服系统内、外干扰影响的永磁同步电机速度控制技术。

背景技术

永磁同步电机具有功率因数高、动态响应快、效率高、损耗低、温升低等众多优点，在航空航天、医疗器械以及工业生产等领域起着重要的作用，诸如航空发动机作动筒、医疗机器人和多种机械设备都需要永磁同步电机作为动力源。近来，工业现代化的快速发展对永磁同步电机的工作效率以及控制精度等性能提出了更高的要求，因此设计高效率、高精度的永磁同步电机控制方法则显得尤为关键。然而，永磁同步电机系统具有复杂非线性、多变量以及强耦合等特点，给控制系统的设计带来了极大的挑战性。

目前，在工业领域内应用最为广泛的永磁同步电机速度环控制算法为 PI 控制方案，其一方面具有结构简单，易于调节等优点，但另一方面，其无法有效克服永磁同步电机系统中存在的因电机参数真实值与标称值不对应带来的参数不确定性以及由于负载突变造成的转矩扰动等干扰。为弥补 PI 控制策略在面对多源干扰时性能急剧下降的缺陷，众多研究者开始致力于设计具有高抗干扰能力以及强鲁棒性的控制方法，一些十分具有研究价值的控制方案也被陆续提出。需要指出的是，通过对现有技术的分析与总结，虽然永磁同步电机的控制取得了一定的进展，但其还存在一些重要的问题值得被深入分析且亟待解决：

1）大多数现有技术在进行永磁同步电机控制器设计时，忽略电流饱和问题，

假定电机电流可以达到任意给定值，且未充分考虑电机在不合理电流工作状态下的安全问题。若在控制方法设计时，不考虑电流饱和及安全防护问题，一方面，在实际应用中，永磁同步电机电流不可能任意大，一旦计算出的电流值超过电机所能提供的电流上限值或者限幅值，控制算法将陷入饱和而失去调节能力，进而破坏控制效果，甚至导致系统不稳定；另一方面，永磁同步电机长时间工作于不合理的高电流状态下，会使电机温度急剧升高导致电机烧坏，进而可能造成严重的工业事故。

2）永磁同步电机在实际应用中面临着系统参数不确定性以及外界干扰等多种扰动的影响。一般而言，现有处理系统干扰的方法大多是采用的滑模控制策略，其在理论上具有克服系统干扰影响的强鲁棒性。然而，滑模控制需要高增益开关函数项来实现对干扰的抑制，这也带来了其在工业应用中的最大障碍—抖振问题。抖振现象不仅会影响控制精度，也会增加系统能耗，而且容易激发系统的高频未建模动态导致系统失稳。

3）部分现有技术在控制器设计时需要引入电机的加速度信号等难以直接测量的状态量，这给控制器的具体实现带来了困难。目前，随着传感技术的高速发展，已有部分之前无法直接获得的状态量可以通过相应传感器进行测量，然而此类高精度传感器的价格不菲，增加了永磁同步电机控制系统的成本，而昂贵的技术方案在实际工业应用中往往不被推崇。

综上所述，为在实现永磁同步电机高性能转速控制的同时，能够有效保证电机电流始终处于给定范围之内，且在避免或削弱滑模控制所带来抖振问题的前提下实现对系统干扰的高效抑制，同时不需要难以测量或测量成本高等一类状态量的使用，亟需一种有效的控制算法，进一步提高永磁同步电机系统的控

制性能。

发明内容

针对现有技术中永磁同步电机速度控制方法存在的不足，本发明提供了一种考虑电流饱和以及干扰抑制的永磁同步电机速度控制方法，旨在有效保证电机电流始终处于所给定范围内，且无需使用电机加速度等难以获得的状态量，并能对永磁同步电机系统中存在的参数不确定性以及未知负载转矩扰动等干扰进行有效的估计并补偿，最终实现电机转速的快速、精准控制。

本发明的技术方案：

一种考虑电流饱和以及干扰抑制的永磁同步电机速度控制方法，步骤如下：

步骤 1：确定永磁同步电机速度环数学模型：

以电机的转子坐标 $d-q$ 轴为参考坐标系，在充分考虑系统参数不确定性以及未知负载转矩干扰的前提下，建立永磁同步电机速度环数学模型：

$$\dot{w}=\left(\frac{K_{to}}{J_o}+\Delta a\right)i_q-\left(\frac{B_o}{J_o}+\Delta b\right)w-\frac{T_L}{J};$$

其中，w 为电机转速，i_q 为 q 轴定子电流，也即待设计的永磁同步电机速度控制器，T_L 表示系统未知负载转矩，J_o、K_{to} 以及 B_o 分别表示转动惯量、转矩常数以及粘性摩擦系数的标称值，而 J、K_t 和 B 则分别指的是转动惯量、转矩常数以及粘性摩擦系数的真实值，同时，$\Delta a=K_t/J-K_{to}/J_o$ 和 $\Delta b=B/J-B_o/J_o$ 表示系统参数真实值与标称值之间的差值；

将因系统参数不确定性带来的干扰以及未知负载转矩扰动集中表示为集总干扰项：$d(t)=-\Delta a i_q+\Delta b w+\frac{T_L}{J}$；

其满足如下有界条件：$|d(t)|<l_1$，$|\dot{d}(t)|<l_2$，其中，l_1 和 l_2 为正常数；

则将永磁同步电机速度环数学模型进一步表示为 $\dot{w}=\frac{K_{to}}{J_o}i_q-\frac{B_o}{J_o}w-d$；

步骤 2：永磁同步电机调速系统控制目标的确定：

2-1）电机转速快速精准追踪：$\lim_{t\to\infty}w=w^*$；

式中，w^* 表示永磁同步电机的给定速度；

2-2）电流饱和约束：$|i_q(t)|<I_{\max},\forall t\geq 0$；

其中，$I_{\max}$ 表示永磁同步电机正常工作时所能允许的电流最大值；

2-3）干扰估计：利用干扰观测器，在线估计包括参数不确定性以及未知负载转矩在内的系统干扰；

步骤 3：设计超螺旋干扰观测器，对永磁同步电机集总干扰进行精确估计：定义转速估计误差信号：$\varepsilon=\hat{w}-w$；

式中，$\hat{w}$ 表示永磁同步电机的估计速度；

进而给出如下所示的积分滑模面：$s=\left(\frac{d}{dt}+\lambda\right)\int_0^t\varepsilon dt$；

式中，λ 为大于 0 的正常数；

所设计的超螺旋干扰观测器形式如下：$\dot{\hat{w}}=\frac{K_{to}}{J_o}i_q-\frac{B_o}{J_o}\hat{w}-f$；

其中，$f(t)$ 为超螺旋干扰观测器的控制律，当干扰观测器趋于稳定时，其等效为集总干扰 $d(t)$ 的观测值，$f(t)$ 的具体结构如下：$f=\left(\lambda-\frac{B_o}{J_o}\right)\varepsilon+k_1|s|^{\frac{1}{2}}sign(s)+k_2\int_0^t sign(s)dt$；

式中，$sign(\bullet)$ 为开关函数，k_1 以及 k_2 为满足如下条件的正常数：$\begin{cases}32l_2<k_1^{\,2}<8(k_2-l_2)\\ k_2>5l_2\end{cases}$；

步骤 4：基于考虑系统参数不确定性以及未知负载转矩影响的系统模型，构造永磁同步电机速度控制器：

定义电机速度追踪误差：$e=w^*-w$；

为实现电流约束的控制目标，引入饱和函数：$\Psi(\bullet)=\frac{\bullet}{\sqrt{n+\bullet^2}}$；

其中，n 为大于等于 0 的常数；易知 $|\Psi(\bullet)|\leq 1$；

在避免引入电机加速度信号等难以获得状态量的前提下，构造如下类积分信号：$E=\Lambda+k_i\int_0^t edt,\ \dot{\Lambda}=-k_i(\Lambda+k_i\int_0^t edt)$；

其中，Λ为辅助信号，k_i表示正的常数，也为后续给出的永磁同步电机速度控制器的控制增益，则不难得知类积分信号的动态方程为：$\dot{E}=-k_iE+k_ie$；

结合所设计的超螺旋干扰观测器，设计如下形式的永磁同步电机速度控制器：$i_q=\frac{J_o}{K_{to}}\left[f+\frac{B_o}{J_o}w^*+k_p\psi(e)+k_i\psi(E)+k_lsign(e)\right]$；

其中，k_p,k_i,k_l为正的可调控制增益；

步骤 5：永磁同步电机速度控制器的控制增益确定：

根据控制器的形式，知控制增益k_p,k_i,k_l的值决定了控制输入也即电机电流的大小，为保证 2-2）的电流饱和约束目标，应按如下方法确定控制增益：

$$\begin{cases}k_p+k_i+k_l\le\frac{K_{to}}{J_o}I_{\max}-l_1-\mu-\frac{B_o}{J_o}w^*\\ k_l>\mu\end{cases}$$；

其中，第一个不等式的右端均为可获得常数，且μ为超螺旋干扰观测器估计误差上界，满足$|\tilde{d}|=|d(t)-f(t)|\le\mu,\ \forall t>0$，此式中$\tilde{d}$为超螺旋干扰观测器的估计误差；

步骤 6：控制方法的实现：

根据所设计控制器控制永磁同步电机运行，从而控制电机转速，约束电机电流，估计并补偿系统干扰，实现永磁同步电机调速系统的控制目标。

本发明的有益效果：

1、考虑永磁同步电机在实际应用中面临的系统参数不确定性以及未知负载转矩扰动等多源干扰的影响，本发明提出了一种结合干扰观测器的动态反馈控制方法，可以对实际永磁同步电机系统中存在的内、外干扰进行精确估计并进行实时补偿，进而更好地实现对电机转速的精准控制，更适合被应用于实际系

统。

2、本发明所提出的永磁同步电机控制技术方案可以保证电机的电流始终处于给定安全范围内，避免了控制电流陷入饱和状态所导致的控制性能下降问题，也保证了系统的安全性，起到了电机电流安全防护的作用；同时，所提出的技术方案只需使用电机速度作为反馈，无需其它复杂信号，也就是说，在实际工业应用中无需配置多个传感器，一方面有利于减少系统搭建的成本，另一方面有助于提高系统的稳定性。综上所述，本发明所提出的技术方案具有重要的现实应用意义。

附图说明

图 1 为本发明永磁同步电机速度控制方法流程图；

图 2 为本发明永磁同步电机速度、电流双闭环矢量控制框图；

图 3 为本发明所提永磁同步电机速度控制方法的仿真结果图；

图 4 为现有技术 PI 控制方法的仿真结果图。

具体实施方式

为了更加直观清晰地体现本发明的技术方案以及优势所在，下面结合附图及实施例，对本发明做进一步详细说明。

实施例一

本实施例公开了一种考虑电流饱和以及干扰抑制的永磁同步电机速度控制方法，如图 1 所示，包括

(一)确定永磁同步电机速度环数学模型：

永磁同步电机在以转子坐标（$d-q$ 轴）为参考坐标系下的数学模型如下所示：

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{w} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & n_p w & 0 \\ -n_p w & -\frac{R}{L} & \frac{n_p \psi_f}{L} \\ 0 & \frac{K_t}{J} & -\frac{B}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{u_d}{L} \\ \frac{u_q}{L} \\ -\frac{T_L}{J} \end{pmatrix} \tag{1}$$

其中，u_q, u_d 为 q 轴和 d 轴的定子电压，i_q, i_d 表示 q 轴和 d 轴的定子电流，w 为电机转速，n_p 表示永磁同步电机极对数，L 和 R 则分别表示定子电感和定子电阻，ψ_f 为永磁体磁链，K_t 为转矩常数，T_L、B、J 分别指的是负载转矩、粘性摩擦系数、转动惯量。

矢量控制框架是目前在永磁同步电机控制领域应用最为广泛的控制框架之一，图 2 给出本发明基于矢量控制的永磁同步电动机调速系统的控制框图，其采用了一个速度环和两个电流环的级联结构。为了使速度控制和电流控制解耦，d 轴参考电流设置为零。在这两个电流回路中，采用两个经典的 PI 控制器来稳定 $d-q$ 轴电流误差。本发明主要提供永磁同步电机速度控制器的设计方案。

在充分考虑系统参数不确定性以及未知负载转矩干扰的前提下，建立如下永磁同步电机速度环数学模型：

$$\dot{w} = \left(\frac{K_{to}}{J_o} + \Delta a\right) i_q - \left(\frac{B_o}{J_o} + \Delta b\right) w - \frac{T_L}{J} \tag{2}$$

其中，w 为电机转速，i_q 为 q 轴定子电流，也即待设计的永磁同步电机速度控制器，J_o、K_{to} 以及 B_o 分别表示转动惯量、转矩常数以及粘性摩擦系数的标称值，同时，$\Delta a = K_t/J - K_{to}/J_o$ 和 $\Delta b = B/J - B_o/J_o$ 表示系统参数真实值与标称值之间的差值。将因系统参数不确定性带来的干扰以及未知负载转矩扰动集中表示为集总干扰项

$$d(t) = -\Delta a i_q + \Delta b w + \frac{T_L}{J} \tag{3}$$

其满足如下有界条件：

$$|d(t)|<l_1,\ \ |\dot{d}(t)|<l_2 \tag{4}$$

其中，l_1和l_2为正常数。

则可将系统模型进一步表示为

$$\dot{w}=\frac{K_{to}}{J_o}i_q-\frac{B_o}{J_o}w-d \tag{5}$$

(二) 永磁同步电机调速系统控制目标的确定:

在运行过程中，永磁同步电机调速系统的控制目标包括如下三部分：1）调节电机转速快速精准地到达给定速度w^*；2）有效保证电机电流$i_q(t)$在整个控制过程中处于给定安全范围内；3）利用干扰观测器，在线估计系统集总干扰$d(t)$。

总结而言，本发明的控制目标可以被描述为如下的数学形式：

$$\lim_{t\to\infty}w=w^* \tag{6}$$

$$|i_q(t)|<I_{\max},\forall t\geq 0 \tag{7}$$

$$\lim_{t\to\infty}\tilde{d}(t)=d(t)-f(t)=0 \tag{8}$$

其中，$I_{\max}$表示永磁同步电机正常工作时所能允许的电流最大值，$f(t)$为集总干扰$d(t)$的估计值，$\tilde{d}(t)$为干扰观测器的估计误差。

(三) 设计超螺旋干扰观测器，对永磁同步电机集总干扰进行精确估计：

基于永磁同步电机速度环数学模型(5)，可设计如下形式的超螺旋干扰观测器：

$$\dot{\hat{w}}=\frac{K_{to}}{J_o}i_q-\frac{B_o}{J_o}\hat{w}-f \tag{9}$$

式中，$\hat{w}$为电机速度估计信号，$f(t)$为待设计的超螺旋控制器。

定义转速估计误差信号

$$\varepsilon=\hat{w}-w \tag{10}$$

进而给出如下所示的积分滑模面：

$$s=\left(\frac{d}{dt}+\lambda\right)\int_0^t\varepsilon dt \tag{11}$$

式中，λ为大于 0 的正常数。

将滑模面s对时间t求导，并结合式(5)、(9)和(10)，不难得到

$$\dot{s}=\dot{\varepsilon}+\lambda\varepsilon=\left(\lambda-\frac{B_o}{J_o}\right)\varepsilon-f+d \tag{12}$$

设计超螺旋控制器$f(t)$如下：

$$f=\left(\lambda-\frac{B_o}{J_o}\right)\varepsilon+k_1|s|^{\frac{1}{2}}sign(s)+k_2\int_0^t sign(s)dt \tag{13}$$

其中，k_1以及k_2为满足如下条件的正常数：

$$\begin{cases}32l_2<k_1{}^2<8(k_2-l_2)\\ k_2>5l_2\end{cases} \tag{14}$$

将式(13)代入式(12)，有

$$\dot{s}=-k_1|s|^{\frac{1}{2}}sign(s)-k_2\int_0^t sign(s)dt+d \tag{15}$$

在此，引入新变量

$$\eta=d-k_2\int_0^t sign(s) \tag{16}$$

并对式(15)做状态变换，有

$$\begin{cases}\dot{s}=\eta-k_1|s|^{\frac{1}{2}}sign(s)\\ \dot{\eta}=\dot{d}-k_2sign(s)\end{cases} \tag{17}$$

进而，结合式(14)给出的控制增益条件，并应用文献[A. Polyakov and A. Poznyak, Reaching time estimation for “super-twisting” second order sliding mode controller via Lyapunov function designing, IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(8):1951-1955.]中定理 1 以及引理 5，可以推导出，在有限时间内

$$s\to 0,\dot{s}\to 0 \tag{18}$$

当$s=0,\dot{s}=0$时，结合式(11)以及(12)可知

$$\varepsilon\to 0\quad f\to d \tag{19}$$

在此，定义干扰估计误差$\tilde{d}=d(t)-f(t)$，则可知

$$\lim_{t\to\infty}\tilde{d}(t)=d(t)-f(t)=0 \tag{20}$$

上述理论分析表明本发明所设计的超螺旋干扰观测器可以实现对系统集总干扰的精确估计。为保证所提技术方案的严谨性，本发明将考虑干扰估计误差的存在，其满足如下有界性条件：

$$\left|\tilde{d}\right|=\left|d(t)-f(t)\right|\le\mu,\ \forall t>0 \tag{21}$$

式中，μ表示干扰估计误差上界，其是一个很小的正常数。

(四) 基于考虑系统参数不确定性以及未知负载转矩影响的系统模型，构造永磁同步电机速度控制器：

定义电机速度追踪误差

$$e=w^{*}-w \tag{22}$$

其中，w^{*}为电机给定速度。

为实现电流约束的控制目标，引入如下的饱和函数：

$$\Psi(\bullet)=\frac{\bullet}{\sqrt{n+\bullet^{2}}} \tag{23}$$

其中，n为大于等于 0 的常数。由饱和函数的形式不难得知

$$\left|\Psi(\bullet)\right|\le 1 \tag{24}$$

进一步，在避免引入电机加速度信号等难以获得状态量的前提下，构造如下形式的类积分信号：

$$E=\Lambda+k_i\int_0^t e\,dt,\ \dot{\Lambda}=-k_i(\Lambda+k_i\int_0^t e\,dt) \tag{25}$$

其中，Λ为辅助信号，k_i表示正的常数，也为后续给出的永磁同步电机速度控制器的控制增益。根据式(25)不难得知类积分信号的动态方程为

$$\dot{E}=-k_iE+k_ie \tag{26}$$

结合所设计的超螺旋干扰观测器，设计永磁同步电机速度控制器

$$i_q = \frac{J_o}{K_{to}}\left[f + \frac{B_o}{J_o} w^* + k_p \psi(e) + k_i \psi(E) + k_l sign(e) \right] \tag{27}$$

其中，k_p, k_i, k_l为正的可调控制增益，同时，k_l满足

$$k_l > \mu \tag{28}$$

闭环系统稳定性分析：

构造如下形式的李雅普诺夫候选函数：

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \int_0^E \psi(z) dz \tag{29}$$

将上式对时间求导，并结合式(5)、(21)、(22)和(26)，可以得到如下结论：

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= e\dot{e} + \dot{E}\psi(E) \\
&= e\left(\dot{w}^* - \frac{K_{to}}{J_o} i_q + \frac{B_o}{J_o} w + d(t) \right) + k_i e \psi(E) - k_i E \psi(E) \\
&= e\left(-\frac{K_{to}}{J_o} i_q + \frac{B_o}{J_o} w + d(t) + k_i \psi(E) \right) - k_i E \psi(E) \\
&= e\left(-\frac{B_o}{J_o} e - k_p \psi(e) + d(t) - f - k_l sign(e) \right) - k_i E \psi(E) \\
&= -\frac{B_o}{J_o} e^2 - k_p e \psi(e) - k_i E \psi(E) + e\left(d(t) - f - k_l sign(e) \right) \\
&= -\frac{B_o}{J_o} e^2 - k_p e \psi(e) - k_i E \psi(E) + e\left(\tilde{d} - k_l sign(e) \right) \\
&\le -\frac{B_o}{J_o} e^2 - k_p e \psi(e) - k_i E \psi(E) + e\mu - k_l |e| \\
&\le -\frac{B_o}{J_o} e^2 - k_p e \psi(e) - k_i E \psi(E) - (k_l - \mu)|e|
\end{aligned} \tag{30}$$

当选取控制增益k_l满足式(28)时，可进一步将式(30)整理为

$$\dot{V} \le 0 \tag{31}$$

接下来，结合式(29)以及式(31)可知

$$0 \le V(t) < V(0) << +\infty$$

上述结果表明$V(t)$有界，即$V(t) \in \zeta_\infty$，进一步根据$V(t)$的形式，可以得到

$$e, E \in \zeta_\infty \Rightarrow i_q, \dot{e}, \dot{E} \in \zeta_\infty \tag{32}$$

根据式(30)的结果可知

$$\dot{V} \le -\frac{B_o}{J_o} e^2 \tag{33}$$

对上式两端进行积分不难得到

$$V(t) - V(0) \le -\frac{B_o}{J_o} \int_0^t e^2 dt \tag{34}$$

进一步，不难得出

$$0 \le V(t) \le V(0) - \frac{B_o}{J_o} \int_0^t e^2 dt \Rightarrow \int_0^t e^2 dt \le \frac{J_o}{B_o} V(0) \tag{35}$$

上述结果意味着误差信号 e 平方可积，即

$$e \in \zeta_2 \tag{36}$$

又因为已证得

$$e, \dot{e} \in \zeta_\infty \tag{37}$$

根据 Barbalat 引理可以得知速度追踪误差 e 渐近收敛于 0，即

$$\lim_{t \to \infty} e = 0 \tag{38}$$

上述分析证明本发明可以实现永磁同步电机系统的高性能调速控制，即控制电机转速快速且精准地到达其给定值。

(五) 永磁同步电机速度控制器的控制增益确定：

接下来，本发明将给出所设计控制器的控制增益选择方法，以保证在电机运行过程中，电机电流始终处于给定安全范围内，即满足

$$\left| i_q(t) \right| < I_{\max}, \forall t \ge 0 \tag{7}$$

进一步，根据控制器 $i_q(t)$ 的表达式(27)，要求如下关系式成立：

$$\left| i_q \right| = \left| \frac{J_o}{K_{t0}} \left[f + \frac{B_o}{J_o} w^* + k_p \psi(e) + k_i \psi(E) + k_l sign(e) \right] \right| \le I_{\max} \tag{39}$$

由式(4)和(21)，可以得出

$$|f| \le l_1 + \mu \tag{40}$$

同时，开关函数满足$|\text{sign}(\bullet)|\le 1$，且根据式(23)饱和函数的性质$|\Psi(\bullet)|\le 1$，可知若使式(39)成立，应按如下方法确定所提出控制器的控制增益：

$$k_p+k_i+k_l\le\frac{K_{to}}{J_o}I_{\max}-l_1-\mu-\frac{B_o}{J_o}w^* \tag{41}$$

此外，结合式(28)，可知所提永磁同步电机速度控制器完整的控制增益选取条件为

$$\begin{cases}k_p+k_i+k_l\le\dfrac{K_{to}}{J_o}I_{\max}-l_1-\mu-\dfrac{B_o}{J_o}w^*\\ k_l>\mu\end{cases} \tag{42}$$

(六) 控制方法的实现：

运用安装在永磁同步电机系统内的速度传感器对电机转速w进行测量，根据控制方法(27)作为速度环控制器控制电机，则可实现电机转速的精确追踪，并能保证将电机电流约束在给定范围内，同时有效抑制干扰影响，实现永磁同步电机调速系统的控制目标。

仿真结果描述：

为验证本发明所提出永磁同步电机速度控制技术的性能，本部分给出了所提控制方法与传统 PI 控制方法的仿真对比结果。仿真中，系统参数的值选取如下：

$$J_o=0.089\text{kg}\cdot\text{m}^2,B_o=0.005\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s/rad},K_{to}=6.219\text{N}\cdot\text{m/A},$$
$$L=7.8\times10^{-3}\text{H},R=0.346\Omega,\psi_f=0.51825\text{Wb},n_p=2$$

值得注意的是，上式中J_o,B_o,K_{to}为系统标称值，在实际仿真中，为模拟系统参数不确定性，我们将实际系统参数调整为

$$J=1.2J_o,B=2B_o,K_t=K_{to}$$

同时，为检验本发明所提方法在面对未知负载转矩干扰时的控制性能，仿真在0.8s突加负载转矩$T_L=5.5\text{N}\cdot\text{m}$，在$1\text{s}$时突减负载。另外，设置电机运行最大允

许电流 $I_{\max}=10\mathrm{A}$ 。

仿真所采用的是如图 2 所示的永磁同步电机双闭环矢量控制框架，下面给出所提控制方法与传统 PI 控制方法的控制参数设置：

1）传统PI控制方法：

速度环中所采用的传统 PI 控制器的参数设置为： $k_{ps}=11,k_{is}=0.5$

2）本发明所提方法：

速度环中采用的本发明所设计速度控制器(27)、饱和函数(23)，以及超螺旋干扰观测器(13)的参数设置为：

$k_p=480,k_i=27,k_l=0.01,n=75,$
$\lambda=900,k_1=11,k_2=3.5$

图 3 和图 4 分别为本发明所提方法和传统PI控制方法的仿真结果，系统的目标转速设置为 $w^*=1000\mathrm{r/min}$ 。通过对比图 3 和图 4 可知，本发明所提方法相比传统的 PI 控制响应速度更快，且追踪精度更高。在突加和突减负载转矩干扰时，本发明所提方法通过所设计超螺旋干扰观测器对干扰的估计与补偿，能够使系统具有较强的抗干扰性，电机的转速追踪性能几乎未受到干扰影响。而所对比的传统 PI 控制方法在突加和突减负载转矩干扰时，电机转速都发生了明显的波动。此外，更值得注意的是，在整个电机运行过程中，本发明所提方法能够保证电机电流始终处于给定的范围之内，而 PI 控制方法在电机起动阶段，初始电流达到了16A，远远超过了所给定的电流上限值。

总结而言，本发明方法能够抑制干扰影响，有效地实现电机转速的快速追踪，同时与现有技术相比，本技术能够保证电机电流始终处于给定范围之内，起到了防止电流饱和及安全防护的作用，可以被应用于实际系统之中。

权利要求书

1.一种考虑电流饱和以及干扰抑制的永磁同步电机速度控制方法，其特征在于，步骤如下：

步骤 1：确定永磁同步电机速度环数学模型：

以电机的转子坐标 $d-q$ 轴为参考坐标系，在充分考虑系统参数不确定性以及未知负载转矩干扰的前提下，建立永磁同步电机速度环数学模型：

$$\dot{w}=\left(\frac{K_{to}}{J_o}+\Delta a\right)i_q-\left(\frac{B_o}{J_o}+\Delta b\right)w-\frac{T_L}{J}；$$

其中，w 为电机转速，i_q 为 q 轴定子电流，也即待设计的永磁同步电机速度控制器，T_L 表示系统未知负载转矩，J_o、K_{to} 以及 B_o 分别表示转动惯量、转矩常数以及粘性摩擦系数的标称值，而 J、K_t 和 B 则分别指的是转动惯量、转矩常数以及粘性摩擦系数的真实值，同时，$\Delta a=K_t/J-K_{to}/J_o$ 和 $\Delta b=B/J-B_o/J_o$ 表示系统参数真实值与标称值之间的差值；

将因系统参数不确定性带来的干扰以及未知负载转矩扰动集中表示为集总干扰项：$d(t)=-\Delta a i_q+\Delta b w+\frac{T_L}{J}$；

其满足如下有界条件：$|d(t)|<l_1$，$|\dot{d}(t)|<l_2$，其中，l_1 和 l_2 为正常数；

则将永磁同步电机速度环数学模型进一步表示为 $\dot{w}=\frac{K_{to}}{J_o}i_q-\frac{B_o}{J_o}w-d$；

步骤 2：永磁同步电机调速系统控制目标的确定：

2-1）电机转速快速精准追踪：$\lim_{t\to\infty}w=w^*$；

式中，w^* 表示永磁同步电机的给定速度；

2-2）电流饱和约束：$|i_q(t)|<I_{\max},\forall t\geq 0$；

其中，$I_{\max}$ 表示永磁同步电机正常工作时所能允许的电流最大值；

2-3）干扰估计：利用干扰观测器，在线估计包括参数不确定性以及未知负载转矩在内的系统干扰；

步骤 3：设计超螺旋干扰观测器，对永磁同步电机集总干扰进行精确估计：

定义转速估计误差信号：$\varepsilon = \hat{w} - w$；

式中，$\hat{w}$ 表示永磁同步电机的估计速度；

进而给出如下所示的积分滑模面：$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)\int_0^t \varepsilon dt$；

式中，λ 为大于 0 的正常数；

所设计的超螺旋干扰观测器形式如下：$\dot{\hat{w}} = \frac{K_{to}}{J_o} i_q - \frac{B_o}{J_o}\hat{w} - f$；

其中，$f(t)$ 为超螺旋干扰观测器的控制律，当干扰观测器趋于稳定时，其等效为集总干扰 $d(t)$ 的观测值，$f(t)$ 的具体结构如下：$f = \left(\lambda - \frac{B_o}{J_o}\right)\varepsilon + k_1 |s|^{\frac{1}{2}} sign(s) + k_2 \int_0^t sign(s) dt$；

式中，$sign(\bullet)$ 为开关函数，k_1 以及 k_2 为满足如下条件的正常数：$\begin{cases} 32 l_2 < k_1^{\,2} < 8(k_2 - l_2) \\ k_2 > 5 l_2 \end{cases}$；

步骤 4：基于考虑系统参数不确定性以及未知负载转矩影响的系统模型，构造永磁同步电机速度控制器：

定义电机速度追踪误差：$e = w^* - w$；

为实现电流约束的控制目标，引入饱和函数：$\Psi(\bullet) = \frac{\bullet}{\sqrt{n + \bullet^2}}$；

其中，n 为大于等于 0 的常数；易知 $|\Psi(\bullet)| \le 1$；

在避免引入电机加速度信号等难以获得状态量的前提下，构造如下类积分信号：$E = \Lambda + k_i \int_0^t e dt,\ \dot{\Lambda} = -k_i(\Lambda + k_i \int_0^t e dt)$；

其中，Λ 为辅助信号，k_i 表示正的常数，也为后续给出的永磁同步电机速度控制器的控制增益，则不难得知类积分信号的动态方程为：$\dot{E} = -k_i E + k_i e$；

结合所设计的超螺旋干扰观测器，设计如下形式的永磁同步电机速度控制器：$i_q = \frac{J_o}{K_{to}}\left[f + \frac{B_o}{J_o} w^* + k_p \psi(e) + k_i \psi(E) + k_l sign(e)\right]$；

其中，k_p, k_i, k_l 为正的可调控制增益；

步骤 5：永磁同步电机速度控制器的控制增益确定：

根据控制器的形式，知控制增益k_p,k_i,k_l的值决定了控制输入也即电机电流的大小，为保证 2-2）的电流饱和约束目标，应按如下方法确定控制增益：

$$\begin{cases} k_p + k_i + k_l \le \dfrac{K_{to}}{J_o} I_{\max} - l_1 - \mu - \dfrac{B_o}{J_o} w^* \\ k_l > \mu \end{cases};$$

其中，第一个不等式的右端均为可获得常数，且μ为超螺旋干扰观测器估计误差上界，满足$|\tilde{d}| = |d(t) - f(t)| \le \mu,\ \forall t > 0$，此式中$\tilde{d}$为超螺旋干扰观测器的估计误差；

步骤 6：控制方法的实现：

根据所设计控制器控制永磁同步电机运行，从而控制电机转速，约束电机电流，估计并补偿系统干扰，实现永磁同步电机调速系统的控制目标。

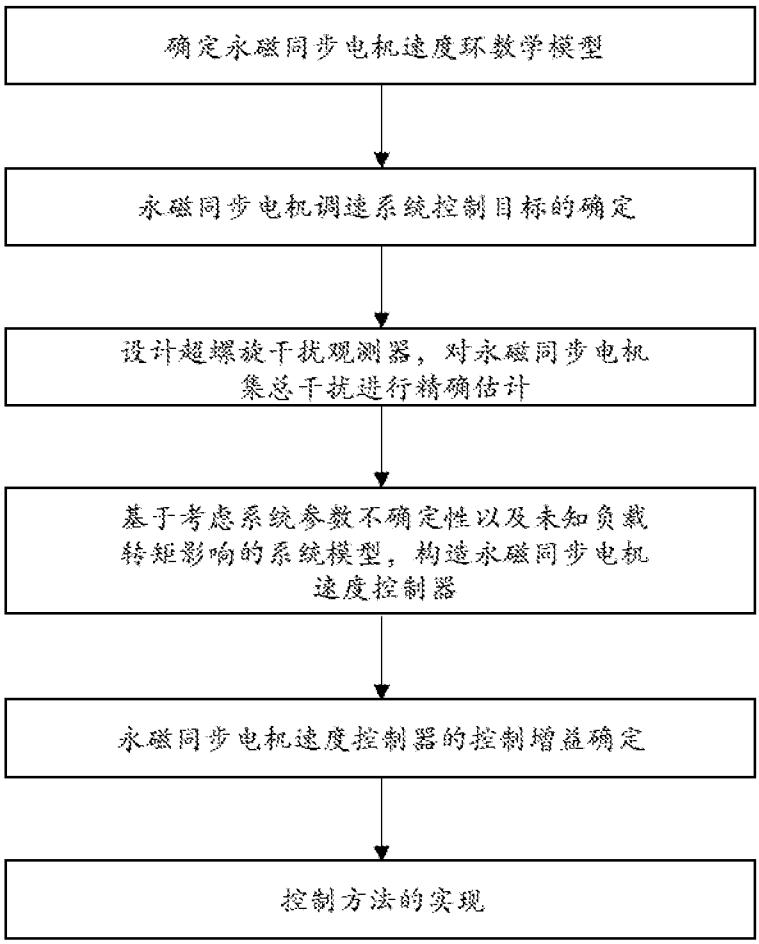

确定永磁同步电机速度环数学模型
永磁同步电机调速系统控制目标的确定
设计超螺旋干扰观测器，对永磁同步电机集总干扰进行精确估计
基于考虑系统参数不确定性以及未知负载转矩影响的系统模型，构造永磁同步电机速度控制器
永磁同步电机速度控制器的控制增益确定
控制方法的实现

图 1

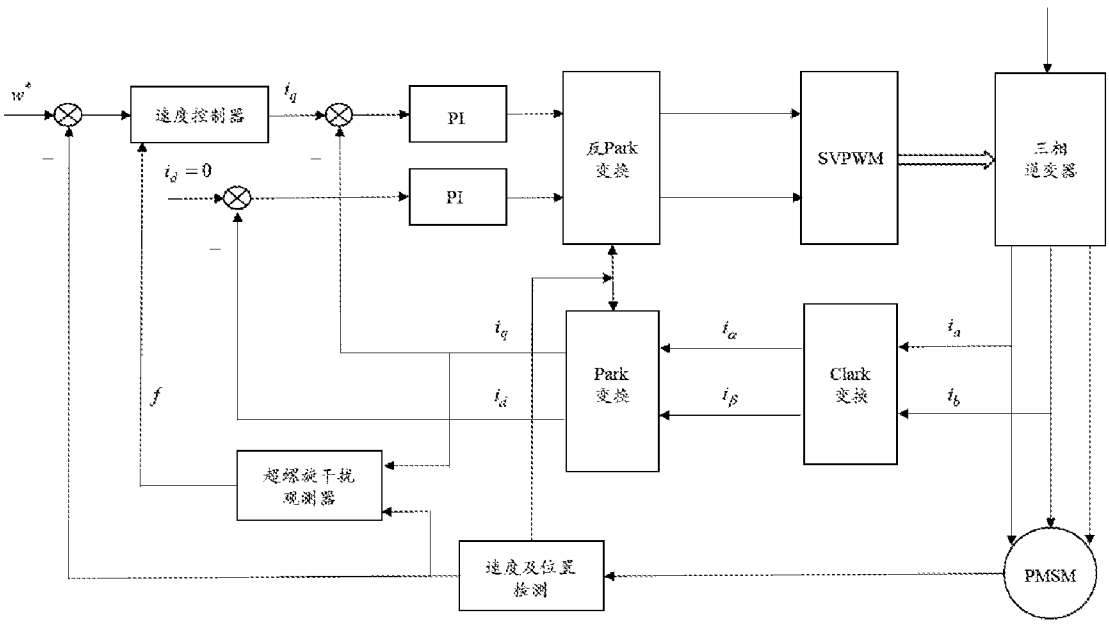

w^*
速度控制器
i_q
PI
$i_d = 0$
PI
反Park变换
SVPWM
三相逆变器
Park变换
Clark变换
i_α
i_β
i_a
i_b
i_q
i_d
f
超螺旋干扰观测器
速度及位置检测
PMSM

图 2

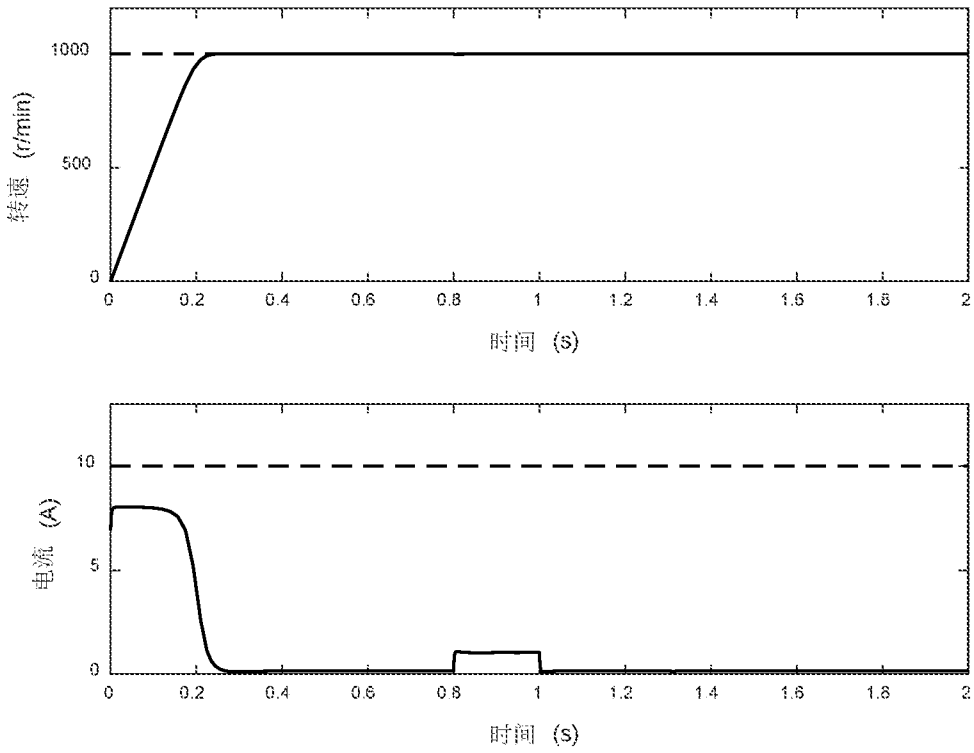

转速 (r/min)
1000
500
0
0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.8 2
时间 (s)
电流 (A)
10
5
0
0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.8 2
时间 (s)

图 3

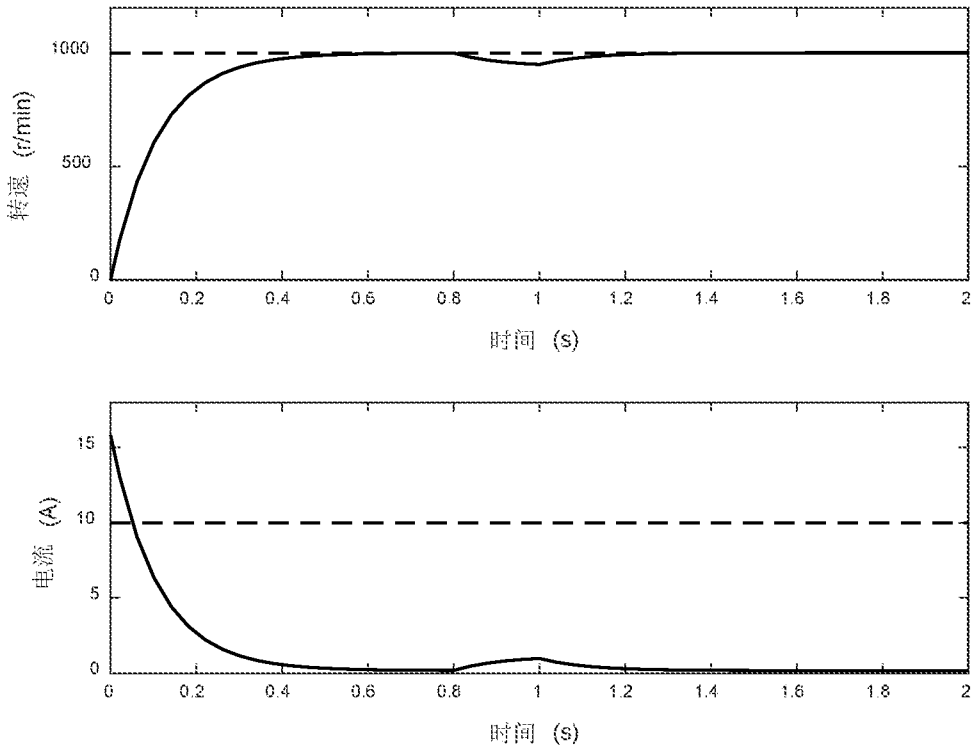

转速 (r/min)
1000
500
0
0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.8 2
时间 (s)
电流 (A)
15
10
5
0
0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.8 2
时间 (s)

图 4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2020/123794

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P 21/13(2006.01)i; H02P 21/22(2016.01)i; H02P 21/18(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, 电动机, 马达, 电流饱和, 干扰, 扰动, 速度, 转速, 补偿, 转矩, 扭矩, motor, current w saturation, disturbance, speed, compensat+, torque, interference

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 110492804 A (JIANGSU UNIVERSITY) 22 November 2019 (2019-11-22) description, paragraphs [0057]-[0102], and figures 1-6	1
A	CN 111510035 A (CHINA ELECTRIC POWER RESEARCH INSTITUTE CO., LTD. et al.) 07 August 2020 (2020-08-07) entire document	1
A	CN 110943657 A (QINGDAO UNIVERSITY) 31 March 2020 (2020-03-31) entire document	1
A	CN 110429881 A (JIANGSU UNIVERSITY) 08 November 2019 (2019-11-08) entire document	1
A	CN 110190795 A (NORTHEASTERN UNIVERSITY) 30 August 2019 (2019-08-30) entire document	1
A	CN 108390597 A (SHANDONG UNIVERSITY OF TECHNOLOGY) 10 August 2018 (2018-08-10) entire document	1
A	US 2011266987 A1 (MARKUNAS, Albert L. et al.) 03 November 2011 (2011-11-03) 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	Date of mailing of the international search report
17 June 2021	**30 June 2021**

Name and mailing address of the ISA/CN	Authorized officer
China National Intellectual Property Administration (ISA/CN) **No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District, Beijing 100088** **China**	
Facsimile No. **(86-10)62019451**	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2020/123794

Patent document cited in search report	Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
CN 110492804 A	22 November 2019	None	
CN 111510035 A	07 August 2020	None	
CN 110943657 A	31 March 2020	None	
CN 110429881 A	08 November 2019	None	
CN 110190795 A	30 August 2019	CN 110190795 B	03 November 2020
CN 108390597 A	10 August 2018	None	
US 2011266987 A1	03 November 2011	EP 2387145 A2	16 November 2011
		EP 2387145 A3	27 May 2015
		US 8169172 B2	01 May 2012
		EP 2387145 B1	27 November 2019

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2020/123794

A. 主题的分类

H02P 21/13(2006.01)i; H02P 21/22(2016.01)i; H02P 21/18(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, EPODOC, CNPAT, CNKI：电机，电动机，马达，电流饱和，干扰，扰动，速度，转速，补偿，转矩，扭矩，motor, current w saturation, disturbance, speed, compensat+, torque, interference

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 110492804 A (江苏大学) 2019年 11月 22日 (2019-11-22) 说明书第[0057]-[0102]段，附图1-6	1
A	CN 111510035 A (中国电力科学研究院有限公司 等) 2020年 8月 7日 (2020-08-07) 全文	1
A	CN 110943657 A (青岛大学) 2020年 3月 31日 (2020-03-31) 全文	1
A	CN 110429881 A (江苏大学) 2019年 11月 8日 (2019-11-08) 全文	1
A	CN 110190795 A (东北大学) 2019年 8月 30日 (2019-08-30) 全文	1
A	CN 108390597 A (山东理工大学) 2018年 8月 10日 (2018-08-10) 全文	1
A	US 2011266987 A1 (MARKUNAS, Albert L. 等) 2011年 11月 3日 (2011-11-03) 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	国际检索报告邮寄日期
2021年 6月 17日	2021年 6月 30日

ISA/CN的名称和邮寄地址	受权官员
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	樊春燕
传真号 (86-10)62019451	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/CN2020/123794

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	110492804	A	2019年 11月 22日	无			
CN	111510035	A	2020年 8月 7日	无			
CN	110943657	A	2020年 3月 31日	无			
CN	110429881	A	2019年 11月 8日	无			
CN	110190795	A	2019年 8月 30日	CN	110190795	B	2020年 11月 3日
CN	108390597	A	2018年 8月 10日	无			
US	2011266987	A1	2011年 11月 3日	EP	2387145	A2	2011年 11月 16日
				EP	2387145	A3	2015年 5月 27日
				US	8169172	B2	2012年 5月 1日
				EP	2387145	B1	2019年 11月 27日