



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108494304 B

(45) 授权公告日 2021.07.16

(21) 申请号 201810329830.7

US 2003164261 A1,2003.09.04

(22) 申请日 2018.04.13

JP 2004289927 A,2004.10.14

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 108494304 A

Tianrui Luan等.A novel Active Disturbance Rejection Control speed controller for PMSM drive.《2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)》.2016,第116-120页.

(43) 申请公布日 2018.09.04

(73) 专利权人 长沙理工大学
地址 410114 湖南省长沙市天心区万家丽南路二段960号长沙理工大学

孙荣俊等.基于自抗扰控制器的永磁同步电主轴速度扰动控制研究.《组合机床与自动化加工技术》.2016,(第11期),第108-111页.

(72) 发明人 曾喆昭

审查员 王伯恩

(51) Int.Cl.
H02P 21/00 (2016.01)

(56) 对比文件
CN 1967414 A,2007.05.23
CN 105262393 A,2016.01.20
CN 103138672 A,2013.06.05

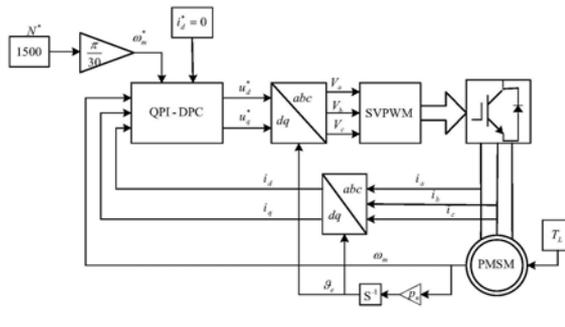
权利要求书1页 说明书8页 附图6页

(54) 发明名称

三相永磁同步电机准PI扰动感知控制方法

(57) 摘要

尽管各种改进型PID解决了增益参数难以镇定的问题,然而却增加了计算量。此外,传统PID以及各种改进型PID不仅存在快速性与超调之间的固有矛盾,而且都缺乏抗扰动能力的固有缺陷,因而在实际应用中存在局限性。本发明的一种三相永磁同步电机准PI扰动感知控制方法不仅有效解决了快速性与超调之间的矛盾,而且还具有控制精度高、鲁棒稳定性好、抗扰动能力强、增益参数完全由积分步长来确定等特点。特别是在外部环境发生剧烈变化时也不需要重新镇定控制器的增益参数,有效改进了经典控制理论和现代控制理论的控制策略。本发明对实现三相PMSM的转速控制具有重大的理论意义和应用价值。



1. 一种三相永磁同步电机准PI扰动感知控制方法,其特征在于,包括如下步骤:

1) 使用跟踪微分器对期望的机械角速度 ω_m^* 安排过渡过程,分别获得期望角速度的跟踪信号 v_1 及其微分的跟踪信号 v_2 ,结合电机的实际机械角速度 $y_3 = \omega_m$,建立角速度跟踪误差 $e_m = v_1 - \omega_m$,并定义q轴电流的期望指令为:

$$i_q^* = (v_2 + 2z_{cm}e_m + z_{cm}^2e_{m0})/b_0$$

其中, $v_2 = \dot{v}_1$, $e_{m0} = \int_0^t e_m d\tau$ 是角速度跟踪误差 e_m 的积分, $z_{cm} = h^{-\alpha}[1.1 - \exp(-\beta t)]$,且 $0 < \alpha \leq 1, 0 < \beta < 1, h$ 为积分步长, $b_0 = 1.5p_n\psi_f/J$, p_n 是极对数, J 是转动惯量, ψ_f 是永磁体磁链;

2) 根据步骤1)获得q轴电流的期望指令 i_q^* 后,q轴电流跟踪误差为 $e_q = i_q^* - i_q$,并定义q轴电流准PI扰动感知控制器为:

$$u_q^* = L_q(2z_{cq}e_q + z_{cq}^2e_{q0})$$

其中, $e_{q0} = \int_0^t e_q d\tau$ 是 e_q 的积分, $z_{cq} = z_{cm}$, L_q 是q轴电感分量, i_q 是q轴的实际电流;

3) 根据d轴电流期望值 $i_d^* = 0$,d轴电流跟踪误差为 $e_d = i_d^* - i_d$,并定义d轴电流准PI扰动感知控制器为:

$$u_d^* = L_d(2z_{cd}e_d + z_{cd}^2e_{d0})$$

其中, $e_{d0} = \int_0^t e_d d\tau$ 是 e_d 的积分, $z_{cd} = z_{cm}$, L_d 是d轴电感分量, i_d 是d轴实际电流;

4) 由2)和3)分别获得q轴和d轴的期望指令电压 u_q^* 和 u_d^* 后,根据反Park变换和反Clark变换将同步旋转坐标系下的 u_d^* 和 u_q^* 变换到三相自然坐标ABC下的 V_a 、 V_b 和 V_c ,并以 V_a 、 V_b 和 V_c 来激励SVPWM产生期望的脉宽调制信号;

5) 由4)获得SVPWM产生的期望脉宽调制信号后,将其驱动逆变器以便为三相永磁同步电机提供期望的功率。

三相永磁同步电机准PI扰动感知控制方法

技术领域

[0001] 本发明专利涉及一种三相永磁同步电机控制,尤其涉及一种准PI扰动感知控制。

背景技术

[0002] 永磁同步电机(Permanent Magnetic Synchronous Motor, PMSM)以其高功率/重量比、高转矩/惯量比、高效率 and 具有一定鲁棒性等优点,被广泛应用于工业调速系统中。传统的PMSM调速系统大多采用双环线性控制结构,内环为电流环,外环为速度环。尽管多种先进的复杂控制策略如非线性PI控制、自适应控制、模糊控制、滑模变结构控制(SMC)等被应用于PMSM调速系统中,但这些非线性控制策略对处理器要求较高或存在抖振等问题,还有待进一步改进。因此,在工业应用中占主导地位的控制方法仍是各种改进型PI控制。然而改进型PI控制因在线整定参数时存在计算量较大的问题、存在快速性与超调之间的矛盾以及缺乏抗扰动等问题,因此在实际应用领域存在一定的局限性。此外,自抗扰控制(ADRC)尽管能够解决PI缺乏抗扰动性的问题,然而ADRC却存在计算量很大的突出问题。为此,当务之急是构建一种结构简单、参数整定容易、动态品质好、抗扰动能力强的鲁棒控制新方法。该方法将系统动态、内部不确定性以及外部扰动定义为总和扰动状态(也称扩张状态),完全淡化了线性与非线性、确定与不确定性、时变与时不变性等系统属性的概念,真正实现只根据系统的状态输出就能全局稳定跟踪期望轨迹的控制目标。

发明内容

[0003] 本发明要解决的技术问题是,克服三相PMSM现有控制技术存在的上述缺陷,提供一种模型结构简单、参数整定容易、动态品质好、控制精度高、抗扰动能力强的准PI扰动感知控制新方法。

[0004] 本发明解决其技术问题采用的技术方案是,一种三相PMSM的准PI扰动感知控制新方法,其特征在于,包括如下步骤:

[0005] 1) 使用跟踪微分器对期望的机械角速度 ω_m^* 安排过渡过程,分别获得期望角速度的跟踪信号 v_1 及其微分的跟踪信号 v_2 ,结合电机的实际机械角速度 $y_3 = \omega_m$,建立角速度跟踪误差 $e_m = v_1 - \omega_m$,并定义q轴电流的期望指令为:

$$[0006] \quad i_q^* = (v_2 + 2z_{cm}e_m + z_{cm}^2e_{m0})/b_0$$

[0007] 其中, $v_2 = \dot{v}_1$, $e_{m0} = \int_0^t e_m d\tau$ 是角速度跟踪误差 e_m 的积分, $z_{cm} = h^{-\alpha} [1.1 - \exp(-\beta t)]$, 且 $0 < \alpha \leq 1, 0 < \beta < 1$, h 为积分步长, $b_0 = 1.5 p_n \psi_f / J$, p_n 是极对数, J 是转动惯量, ψ_f 是永磁体磁链;

[0008] 2) 根据步骤1) 获得q轴电流的期望指令 i_q^* 后,q轴电流跟踪误差为 $e_q = i_q^* - i_q$,并定义q轴电流准PI扰动感知控制器为:

$$[0009] \quad u_q^* = L_q (2z_{cq}e_q + z_{cq}^2e_{q0})$$

[0010] 其中, $e_{q0} = \int_0^t e_q d\tau$ 是 e_q 的积分, $z_{cq} = z_{cm}$, L_q 是q轴电感分量, i_q 是q轴的实际电流;

[0011] 3) 根据d轴电流期望值 $i_d^* = 0$, d轴电流跟踪误差为 $e_d = i_d^* - i_d$, 并定义d轴电流准PI扰动感知控制器为:

$$[0012] \quad u_d^* = L_d(2z_{cd}e_d + z_{cd}^2 e_{d0})$$

[0013] 其中, $e_{d0} = \int_0^t e_d d\tau$ 是 e_d 的积分, $z_{cd} = z_{cm}$, L_d 是d轴电感分量, i_d 是d轴实际电流;

[0014] 4) 由2) 和3) 分别获得q轴和d轴的期望指令电压 u_q^* 和 u_d^* 后, 根据反Park变换和反Clark变换将同步旋转坐标系下的 u_d^* 和 u_q^* 变换到三相自然坐标ABC下的 V_a 、 V_b 和 V_c , 并以 V_a 、 V_b 和 V_c 来激励SVPWM产生期望的脉宽调制信号;

[0015] 5) 由4) 获得SVPWM产生的期望脉宽调制信号后, 将其驱动逆变器以便为三相永磁同步电机提供期望的功率。

[0016] 本发明将受控系统动态、内部不确定性以及外部扰动等定义为总和扰动。

附图说明

[0017] 图1跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)

[0018] 图2准PI扰动感知控制器, (a) 转速环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCm), (b) d轴定子电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCd), (c) q轴定子电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCq)

[0019] 图3三相PMSM准PI扰动感知控制器(QPI-DPC)

[0020] 图4三相PMSM矢量控制系统原理图

[0021] 图5三相PMSM矢量控制系统仿真结果, (a) 转速变化曲线, (b) q轴定子电流变化曲线, (c) d轴定子电流变化曲线

[0022] 图6负载波动曲线

[0023] 图7负载波动情况下的仿真结果, (a) 转速变化曲线, (b) q轴定子电流变化曲线, (c) d轴定子电流变化曲线

具体实施方式

[0024] 1. 从PMSM的d-q模型到扰动感知模型的映射思路

[0025] 在同步旋转坐标系d-q下, PMSM的数学模型为:

$$[0026] \quad \begin{cases} \frac{di_d}{dt} = (p_n \omega_m L_q i_q - R i_d + u_d) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} = (-p_n \omega_m L_d i_d - p_n \omega_m \psi_f - R i_q + u_q) / L_q \\ \frac{d\omega_m}{dt} = (T_e - T_L - B \omega_m) / J \end{cases} \quad (1)$$

[0027] 其中, 电磁转矩为:

$$[0028] \quad T_e = 1.5 p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (2)$$

[0029] 各参数的物理意义: u_d 、 u_q 分别是定子电压的d-q轴分量; i_d 、 i_q 分别是定子电流的d-q轴分量; L_d 、 L_q 分别是d-q轴电感分量(H); R 是定子电阻; ψ_f 是永磁体磁链(Wb); ω_m 是电机

的机械角速度 (rad/s), 且电机的电角速度 ω_e 为 $\omega_e = p_n \omega_m$; p_n 是极对数; T_L 是负载转矩 ($N \cdot m$); B 是阻尼系数 ($N \cdot m \cdot s$); J 是转动惯量 ($kg \cdot m^2$)。

[0030] 由式 (1) 和式 (2) 可知, PMSM 是一个典型的 MIMO 非线性强耦合对象。其中 u_d 和 u_q 分别是系统的控制输入量, T_L 是外部扰动输入; i_d 、 i_q 和 ω_m 分别是系统的状态输出。

[0031] 为了便于理论分析, 分别设: $y_1 = i_d$ 、 $y_2 = i_q$ 、 $y_3 = \omega_m$ 以及 $b = 1.5p_n[y_1(L_d - L_q) + \psi_f]/J$, 则式 (1) 可改写为:

$$[0032] \quad \begin{cases} \dot{y}_1 = (p_n L_q y_2 y_3 - R y_1) / L_d + u_d / L_d \\ \dot{y}_2 = -(p_n L_d y_1 y_3 + p_n \psi_f y_3 + R y_2) / L_q + u_q / L_q \\ \dot{y}_3 = -(T_L + B y_3) / J + b y_2 \end{cases} \quad (3)$$

[0033] 其中, $b = 1.5p_n[y_1(L_d - L_q) + \psi_f]/J$ 是时变参数。为此, 定义常值参数为: $b_0 = 1.5p_n \psi_f / J$, 并定义相关扰动分量分别为: $d_1 = (p_n L_q y_2 y_3 - R y_1) / L_d$, $d_2 = -(p_n L_d y_1 y_3 + p_n \psi_f y_3 + R y_2) / L_q$, $d_3 = [-(T_L + B y_3) + 1.5p_n y_1 y_2 (L_d - L_q)] / J$, 则由系统 (3) 可定义扰动系统为:

$$[0034] \quad \begin{cases} \dot{y}_1 = d_1 + u_d / L_d \\ \dot{y}_2 = d_2 + u_q / L_q \\ \dot{y}_3 = d_3 + b_0 y_2 \end{cases} \quad (4)$$

[0035] 由于许多非线性强耦合时变系统都可以表示为线性扰动系统 (4) 的形式, 因此, 线性扰动系统 (4) 具有普遍意义。不仅如此, 扰动系统的定义还完全淡化了线性与非线性、确定与不确定性、时变与时不变性等系统属性的界限和概念, 有效解决了几十年来控制论和模型论两大控制思想体系针对不同属性的被控系统如何施加有效控制方法遇到的各种困难。

[0036] 如何对线性扰动系统 (4) 施加有效控制, 正是本发明的核心技术, 即准 PI 扰动感知控制技术。

[0037] 2. 跟踪微分器 (Tracking Differentiator, TD)

[0038] 由于使用跟踪微分器来安排合理的过渡过程可以有效解决 PID 控制在快速性与超调之间存在的矛盾, 因此, 本发明首先介绍跟踪微分器技术, 具体方法如下:

[0039] (1) 跟踪微分器技术

[0040] 给定某参考输入信号为 v , 设 v_1 和 v_2 分别是参考信号 v 的跟踪信号和微分跟踪信号, 定义跟踪误差为 $e_{td} = v_1 - v$, 则相应的跟踪微分器模型为:

$$[0041] \quad \begin{cases} e_{td} = v_1 - v \\ \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = -R_c^2(e_{td} + 2v_2 / R_c) \end{cases} \quad (5)$$

[0042] (2) 跟踪微分器稳定性分析

[0043] 根据跟踪误差 $e_{td} = v_1 - v$, 并结合 (5), 可得: $\dot{e}_{td} = \dot{v}_1 - \dot{v} = v_2 - \dot{v}$, 因此有

$$[0044] \quad \ddot{e}_{td} = \dot{v}_2 - \ddot{v} = -R_c^2(e_{td} + 2v_2 / R_c) - \ddot{v} \quad (6)$$

[0045] 对式 (6) 取拉斯变换即得:

$$[0046] \quad s^2 E_{td}(s) = -R_c^2 E_{td}(s) - 2R_c V_2(s) - s^2 V(s) \quad (7)$$

[0047] 考虑到: $V_2(s) = sV_1(s)$ 、 $V_1(s) = E_{td}(s) + V(s)$, 因此, $V_2(s) = sE_{td}(s) + sV(s)$, 代入式

(7), 整理得: $(s^2 + 2R_c s + R_c^2)E_{td}(s) = -(2R_c + s)sV(s)$, 即

$$[0048] \quad H_{td}(s) = \frac{E_{td}(s)}{V(s)} = -\frac{s(s + 2R_c)}{(s + R_c)^2} \quad (8)$$

[0049] 由于系统(8)是一个在信号 v 激励下的跟踪误差动力学系统, 根据信号与系统复频域分析理论可知, 当 $R_c > 0$ 时, 跟踪误差动力学系统(8)是全局渐近稳定的, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_{td}(t) = 0$, 因此, 由 $e_{td} = v_1 - v$ 可知, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 有: $v_1 \rightarrow v$ 、 $v_2 = \dot{v}_1 \rightarrow \dot{v}$, 如图1。

[0050] 3. 扰动感知准PI控制器(DPQPIC)设计

[0051] 针对三相PMSM的控制问题, 设外环为转速控制, 内环为电流控制, 且通常设定内环d轴的期望电流为零, 即 $i_d^* = y_1^* = 0$ 。

[0052] (1) 转速环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCm)设计

[0053] 根据转速的期望值 N^* (r/min)可得期望的机械角速度为 $\omega_m^* = \frac{\pi}{30} N^*$ (rad/s)。由于

受控系统实际机械角速度输出为 $y_3 = \omega_m$, 因此, 机械角速度跟踪控制误差为: $e_m = \omega_m^* - y_3$ 。为了避免初始误差过大的问题, 使用跟踪微分器安排过渡过程, 即机械角速度跟踪误差改写为:

$$[0054] \quad e_m = v_{1m} - y_3 \quad (9)$$

[0055] 其中, v_{1m} 是 ω_m^* 的跟踪信号, 且 $\dot{v}_{1m} = v_{2m}$ 。则误差的微分信号为:

$$[0056] \quad \dot{e}_m = \dot{v}_{1m} - \dot{y}_3 = v_{2m} - d_3 - b_0 y_2 \quad (10)$$

[0057] 显然, 式(10)是一个一阶扰动感知误差动力学系统(Disturbance Perception Error Dynamics System, DPEDS)。以扰动系统(4)中第3式的状态量 y_2 (q轴电流 i_q)作为转速控制环节的虚拟控制量, 为了使DPEDS全局稳定, 定义q轴电流 $y_2 = i_q$ 的期望指令 i_q^* 为:

$$[0058] \quad i_q^* = (v_{2m} + 2z_{cm} e_m + z_{cm}^2 e_{m0}) / b_0 \quad (11)$$

[0059] 其中, 准PI扰动感知控制器增益参数 $z_{cm} > 0$, e_{m0} 是误差分量 e_m 的积分:

$$e_{m0} = \int_0^t e_m(\tau) d\tau。$$

[0060] 由于 $i_d^* = 0$ 和 i_q^* 分别为PMSM内环电流控制环节提供了d-q轴电流期望指令, 因此, 为设计内环电流控制器奠定了理论基础, 分别介绍如下:

[0061] (2) d轴电流环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCd)设计

[0062] 设内环d轴电流跟踪控制误差为: $e_d = i_d^* - y_1 = -y_1$, 则其微分信号为:

$$[0063] \quad \dot{e}_d = -\dot{y}_1 = -d_1 - u_d / L_d \quad (12)$$

[0064] 显然, 式(12)是一个一阶扰动感知误差动力学系统(DPEDS)。定义d轴电流准PI扰动感知控制器的电压指令为:

$$[0065] \quad u_d^* = L_d(2z_{cd} e_d + z_{cd}^2 e_{d0}) \quad (13)$$

[0066] 其中, 准PI扰动感知控制器增益参数 $z_{cd} > 0$, $e_{d0} = \int_0^t e_d d\tau$, L_d 是d轴电感分量。

[0067] (3) q轴电流环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCq)设计

[0068] 设内环q轴电流跟踪控制误差为:

$$[0069] \quad e_q = i_q^* - y_2 \quad (14)$$

[0070] 则其微分信号为:

$$[0071] \quad \dot{e}_q = \dot{i}_q^* - d_2 - u_q / L_q \quad (15)$$

[0072] 定义q轴电流环准PI扰动感知控制律为:

$$[0073] \quad u_q^* = L_q(\dot{i}_q^* + 2z_{cq}e_q + z_{cq}^2e_{q0}) \quad (16)$$

[0074] $e_{q0} = \int_0^t e_q d\tau$, L_q 是q轴电感分量。

[0075] 4. 准PI扰动感知控制系统(QPI-DPCS)稳定性分析

[0076] 为了保证三相PMSM控制系统的稳定性,则要求外环转速准PI扰动感知控制器(QPI-DPCm)、内环d轴电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCd)以及q轴电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCq)都是稳定的。下面分别对三个准PI扰动感知控制器的稳定性进行理论分析。

[0077] (1) d轴电流环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCd)稳定性分析

[0078] 假设扰动分量 d_1 有界: $|d_1| < \infty$,则当且仅当 $z_{cd} > 0$ 时,由式(13)所示的d轴电流准PI扰动感知控制器组成的闭环控制系统是全局渐近稳定的,并具有良好的抗扰动鲁棒性。

[0079] 证明:将式(13)代入式(12),即得误差动力学闭环系统(DPEDS):

$\dot{e}_d = -d_1 - 2z_{cd}e_d - z_{cd}^2e_{d0}$ 。设 $e_d(t) \Leftrightarrow E_d(s)$ 、 $d_1(t) \Leftrightarrow D_1(s)$ 。考虑到 $e_{d0}(t) \Leftrightarrow s^{-1}E_d(s)$,对DPEDS取拉斯变换,则有: $sE_d(s) = -D_1(s) - 2z_{cd}E_d(s) - z_{cd}^2s^{-1}E_d(s)$,整理得:

$$[0080] \quad H_d(s) = \frac{E_d(s)}{D_1(s)} = -\frac{1}{(s + z_{cd})^2} \quad (17)$$

[0081] 显然,系统(17)是一个在未知扰动 d_1 激励下的d轴电流误差动力学系统,并定义为d轴电流扰动感知误差系统(DPESd)。根据信号与系统复频域分析理论可知,只要 $|d_1| < \infty$,则当且仅当 $z_{cd} > 0$ 时,扰动感知误差系统(17)是全局渐近稳定的,即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_d(t) = 0$,因此,式(13)所示的d轴电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCd)是全局渐近稳定的。由于d轴电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCd)的全局稳定性只与 $|d_1| < \infty$ 有关,而与未知扰动分量 d_1 的具体性质无关,因此,理论上证明了d轴电流准PI扰动感知控制器(13)具有很强的抗扰动能力,证毕。

[0082] (2) q轴电流环的准PI扰动感知控制器(QPI-DPCq)稳定性分析

[0083] 假设扰动分量 d_2 有界: $|d_2| < \infty$,则当且仅当 $z_{cq} > 0$ 时,由式(16)所示的q轴电流准PI扰动感知控制器组成的闭环控制系统是全局渐近稳定的,并具有良好的抗扰动鲁棒性。

[0084] 证明:将q轴电流扰动感知控制器(16)代入式(15),即得扰动感知误差系统(DPES): $\dot{e}_q = \dot{i}_q^* - d_2 - 2z_{cq}e_q - z_{cq}^2e_{q0}$ 。定义复合扰动 $d_{2q} = \dot{i}_q^* - d_2$,DPES则为:

$$\dot{e}_q = d_{2q} - 2z_{cq}e_q - z_{cq}^2e_{q0}$$

[0085] 设 $e_q(t) \Leftrightarrow E_q(s)$ 、 $d_{2q}(t) \Leftrightarrow D_{2q}(s)$ 。考虑到 $e_{q0}(t) \Leftrightarrow s^{-1}E_q(s)$,对DPES取拉斯变换,

则有： $sE_q(s) = D_{2q}(s) - 2z_{cq}E_q(s) - z_{cq}^2s^{-1}E_q(s)$ ，整理得：

$$[0086] \quad H_q(s) = \frac{E_q(s)}{D_{2q}(s)} = \frac{1}{(s + z_{cq})^2} \quad (18)$$

[0087] 显然，系统(18)是一个在复合扰动 d_{2q} 激励下的q轴电流误差动力学系统，并定义为q轴电流扰动感知误差系统(DPESq)。根据信号与系统复频域分析理论可知，只要 $|d_{2q}| < \infty$ ，则当且仅当 $z_{cq} > 0$ 时，则q轴电流扰动感知误差系统(18)是全局渐近稳定的，即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_q(t) = 0$ ，因此，式(16)所示的q轴电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCq)是全局渐近稳定的。由于q轴电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCq)的全局稳定性只与 $|d_{2q}| < \infty$ 有关，而与复合扰动 d_{2q} 的具体性质无关，因此，理论上证明了q轴电流准PI扰动感知控制器 u_q 具有很强的抗扰动能力，证毕。

[0088] (3) 转速环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCm)稳定性分析

[0089] 假设扰动分量 d_3 有界： $|d_3| < \infty$ ，则当且仅当 $z_{cm} > 0$ 时，由式(11)所示的转速环准PI扰动感知控制器组成的闭环控制系统是全局渐近稳定的，并具有良好的抗扰动鲁棒性。

[0090] 证明：由于扰动系统(4)中第3式的状态量 y_2 (q轴电流 i_q)作为转速控制环节的虚拟控制量，其控制的目标是使q轴电流 $y_2 = i_q$ 跟踪期望的指令 i_q^* 。可知，当 $z_{cq} > 0$ 时，式(16)所示的q轴电流准PI扰动感知控制器(QPI-DPCq)是全局渐近稳定的，即： $\lim_{t \rightarrow \infty} e_q(t) = 0$ ，因此，由 $e_q = i_q^* - y_2$ 可知，当 $t \rightarrow \infty$ 时， $y_2 = i_q^* = (v_{2m} + 2z_{cm}e_m + z_{cm}^2e_{m0})/b_0$ ，将其代入式(10)所示的扰动感知误差系统： $\dot{e}_m = v_{2m} - d_3 - b_0y_2$ ，则有： $\dot{e}_m = -d_3 - 2z_{cm}e_m - z_{cm}^2e_{m0}$ 。取拉斯变换，即得： $sE_m(s) = -D_3(s) - z_{cm}E_m(s) - z_{cm}^2s^{-1}E_m(s)$ ，整理得：

$$[0091] \quad H_m(s) = \frac{E_m(s)}{D_3(s)} = -\frac{1}{(s + z_{cm})^2} \quad (19)$$

[0092] 显然，系统(19)是一个在未知扰动 d_3 激励下的转速误差动力学系统，并简称为转速环扰动感知误差系统(DPESm)。根据信号与系统复频域分析理论可知，只要 $|d_3| < \infty$ ，则当且仅当 $z_{cm} > 0$ 时，则转速环扰动感知误差系统(19)是全局渐近稳定的，即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_m(t) = 0$ 。因此，式(11)所示的转速环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCm)是全局渐近稳定的。由于转速环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCm)的全局稳定性只与 $|d_3| < \infty$ 有关，而与未知扰动信号 d_3 的具体性质无关，因此，理论上证明了式(11)所示的转速环准PI扰动感知控制器 i_q^* 具有很强的抗扰动能力，证毕。

[0093] 5. 三相PMSM控制系统增益参数整定方法

[0094] 由于三相PMSM控制系统不仅包括转速环准PI扰动感知控制器(QPI-DPCm)以及电流环准PI扰动感知控制器QPI-DPCd和QPI-DPCq，而且还包括跟踪微分器，因此总共涉及4个增益参数需要整定。

[0095] (1) 准PI扰动感知控制器(QPI-DPC)增益参数整定方法

[0096] 由以上证明可知，转速环的扰动感知误差系统(DPESm)以及电流环的扰动感知误差系统DPESd和DPESq都具有相同形式的系统传输函数，即：

$H_j(s) = \pm \frac{1}{(s + z_{c_j})^2}$, ($j = m, d, q$), 相应的单位冲激响应为: $h_j(t) = \pm e^{-z_{c_j} t} \varepsilon(t)$ 。很显然, 准PI

扰动感知控制器的增益参数 z_{c_j} 越大, 则 $h_j(t) = \pm e^{-z_{c_j} t} \varepsilon(t) \rightarrow 0$ 的速度则越快。然而, z_{c_j} 过大也会导致动态响应期间出现误差的积分饱和现象, 因此, 要求合理整定三个准PI扰动感知控制器的增益参数。定义三个准PI扰动感知控制器的增益参数为: $z_{cm} = z_{cd} = z_{cq} = h^{-\alpha} [1.1 - \exp(-\beta t)]$, 且 $0 < \alpha \leq 1, 0 < \beta < 1$, 其中, h 为积分步长。

[0097] 以上分析表明, 三个准PI扰动感知控制器的增益参数不仅可以完全相同, 而且只与积分步长 h 有关, 完全可以认为是一种免增益参数整定的控制方法。

[0098] (2) 跟踪微分器 (TD) 增益参数整定方法

[0099] 本发明使用的跟踪微分器主要用来跟踪期望的角速度信号 ω_m^* 及其微分信息 $\dot{\omega}_m^*$ 。由跟踪微分器的稳定性分析可知, 当 $R_c > 0$ 时, 跟踪微分器是全局渐近稳定的。为了提高跟踪微分器TD的跟踪速度, 要求 R_c 越大越好, 然而, R_c 太大则会引起动态初期出现微分峰值现象, 因此, 动态初期, R_c 应该小一点, 通常取 $R_c = h^{-1} [1.1 - \exp(-\gamma t)]$, 其中, h 为积分步长, $0 < \gamma < 1$ 。

[0100] 综上所述, 取 $z_{cm} = z_{cd} = z_{cq} = h^{-\alpha} [1.1 - \exp(-\beta t)]$, 且 $0 < \alpha \leq 1, 0 < \beta < 1$ 时, 三个准PI扰动感知控制器重新定义如下:

[0101] ①转速环准PI扰动感知控制器 (QPI-DPCm):

$$[0102] \quad i_q^* = (v_{2m} + 2z_{cm}e_m + z_{cm}^2e_{m0})/b_0 \quad (20)$$

[0103] 其中, $e_m = v_{1m} - y_3$, $e_{m0} = \int_0^t e_m(\tau) d\tau$, v_{1m} 是期望角速度 ω_m^* 的跟踪信号, v_{2m} 是 $\dot{\omega}_m^*$ 的微分跟踪信息。式(20)即为转速环准PI扰动感知控制器 (QPI-DPCm), 如图2(a);

[0104] ②q轴电流环准PI扰动感知控制器 (QPI-DPCq):

$$[0105] \quad u_q = L_q(2z_{cq}e_q + z_{cq}^2e_{q0}) \quad (21)$$

[0106] 其中, $e_q = i_q^* - i_q$, $e_{q0} = \int_0^t e_q(\tau) d\tau$ 。式(21)即为q轴电流环准PI扰动感知控制器 (QPI-DPCq), 如图2(b);

[0107] ③d轴电流环准PI扰动感知控制器 (QPI-DPCd):

$$[0108] \quad u_d = L_d(2z_{cd}e_d + z_{cd}^2e_{d0}) \quad (22)$$

[0109] 其中, $e_d = -i_d$, $e_{d0} = \int_0^t e_d(\tau) d\tau$ 。式(22)即为d轴电流环准PI扰动感知控制器 (QPI-DPCd), 如图2(c)。

[0110] 显然, 三个准PI扰动感知控制系统的增益参数完全相同, 而且完全由积分步长 h 来确定, 与系统工况状态无关; 将QPI-DPCm、QPI-DPCd和QPI-DPCq等三个准PI扰动感知控制器集成在一起形成的PMSM准PI扰动感知控制器 (QPI-DPC), 如图3; 三相PMSM矢量控制系统如图4。

[0111] 6. PMSM控制系统仿真实验与分析

[0112] 为了验证本发明“准PI扰动感知控制方法”的有效性, 进行下列仿真实验。仿真实验中忽略了PWM逆变器的影响。相关仿真条件设置如下:

[0113] (1) 三相PMSM相关参数

[0114] $p_n=4, L_d=L_q=8.5\text{mH}, R=2.875\ \Omega, \psi_f=0.175\text{Wb}, J=0.001\text{kgm}^2, B=0.008\text{Nms}$, 期望转速 $n^*=1500\text{r/min}$, 且 $\omega_m^* = \frac{\pi}{30} n^* = 50\pi(\text{rad/s}), b_0 = 1.5p_n \Psi_f / J = 1050$;

[0115] (2) 准PI扰动感知控制系统相关参数

[0116] 设 $h=1/5000$, 取 $\alpha=1, \beta=\gamma=0.25$, 则 $z_{cm}=z_{cd}=z_{cq}=5000[1.1-\exp(-0.25t)]$; TD的增益为: $R_c=5000[1.1-\exp(-0.25t)]$ 。

[0117] 实例1. 负载转矩 T_L 初始设置为0(空载), 当 $t=0.05\text{s}$ 时, $T_L=10\text{N}\cdot\text{m}$ 。仿真结果如图5。图5表明, 电机实际转速能够快速而精确地跟踪参考转速, 没有超调现象, d-q轴定子电流也有快速的动态响应速度, 从而验证了准PI扰动感知控制方法的有效性。

[0118] 实例2. 为了验证准PI扰动感知控制方法的抗扰动能力, 在仿真实验中, 使负载转矩在额定负载上进行 $\pm 30\%$ 波动, 负载转矩波动曲线如图6, 仿真结果如图7。由图6和图7可以看出, 当负载存在大幅波动时, 电机转速十分稳定, 没有明显的振荡现象。特别是在0.3秒和0.45秒时刻, 电机负荷分别达到 -46% 和 $+85\%$ 的波动, 而电机转速只存在短暂而轻微的波动。此外, 电机负荷波动时, d-q轴定子电流具有很快的动态响应速度, 进一步验证了准PI扰动感知控制方法不仅具有响应速度快、控制精度高、鲁棒稳定性强的特点, 而且具有很强的抗扰动能力。

[0119] 7. 结论

[0120] 基于控制论策略(基于误差来消除误差)的PID控制器、滑模控制器(SMC)以及自抗扰控制器(ADRC)是目前控制工程领域广泛使用的三大主流控制器。然而, 传统PID控制器的增益参数随工况状态的变化而变化, 缺乏抗扰动能力, 因而存在参数整定的困难; 而滑模控制器(SMC)强的抗扰动能力是通过牺牲系统的动态品质来换取的, 因而在抗扰动能力与高频抖振之间存在不可调和的矛盾; 自抗扰控制器(ADRC)尽管具有较强的抗扰动能力, 然而, 控制器涉及的参数较多, 某些非线性光滑函数存在计算量大的问题。本发明的准PI扰动感知控制器(QPI-DPC)集中了三大主流控制器的各自优势, 不仅具有响应速度快、控制精度高、鲁棒稳定性好、抗扰动能力强的特点, 而且控制器结构简单、计算量小、增益参数完全由积分步长来确定, 因而有效避免了增益参数整定的困难。实例1和实例2的仿真结果表明, 在完全不同负载转矩的工况情况下, 增益参数完全相同的准PI扰动感知控制器(QPI-DPC)实现了不同负载特性的有效的控制, 验证了理论分析的正确性。

[0121] 本发明对实现三相PMSM的转速控制具有重要的理论和实际意义。

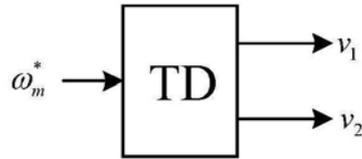
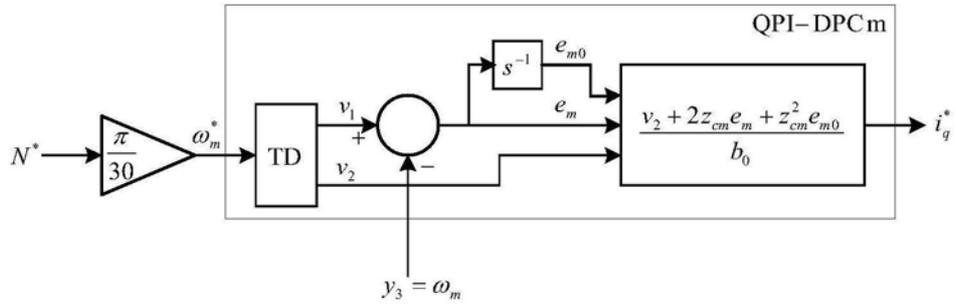
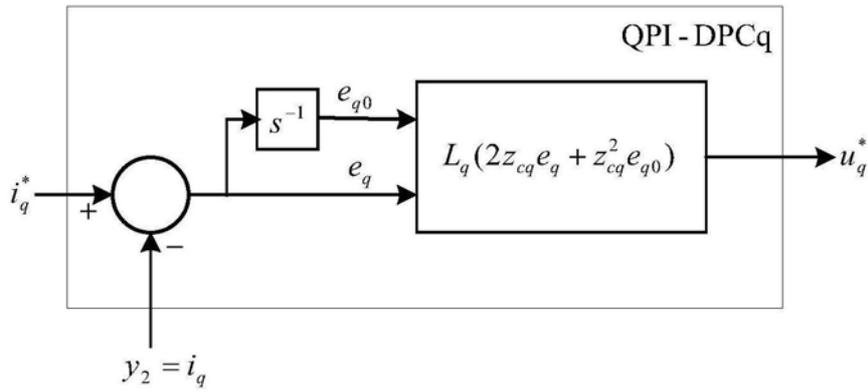


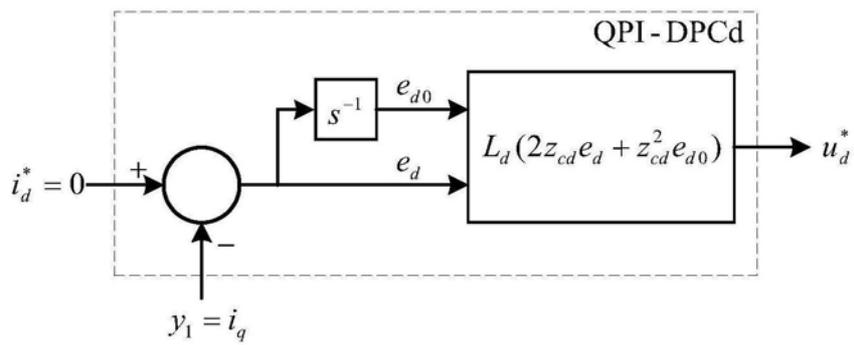
图1



(a)



(b)



(c)

图2

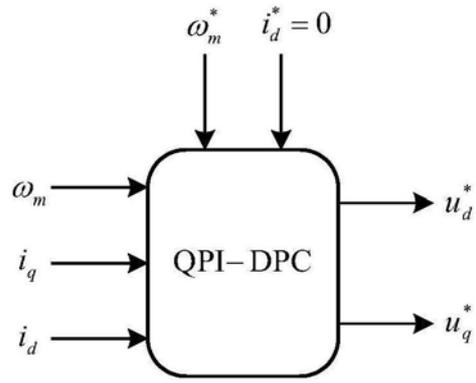


图3

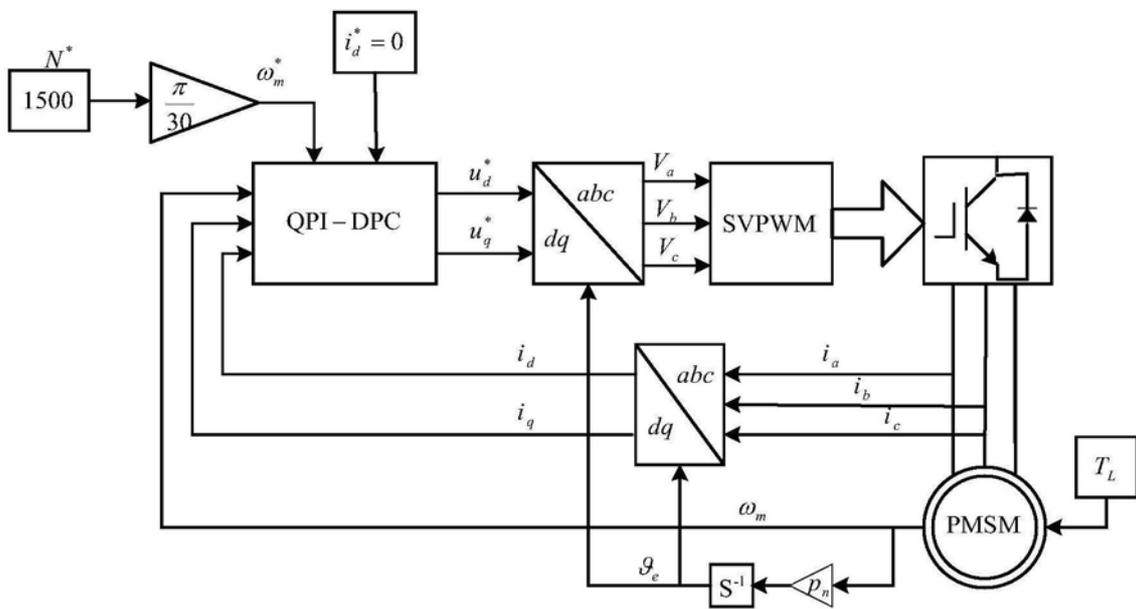
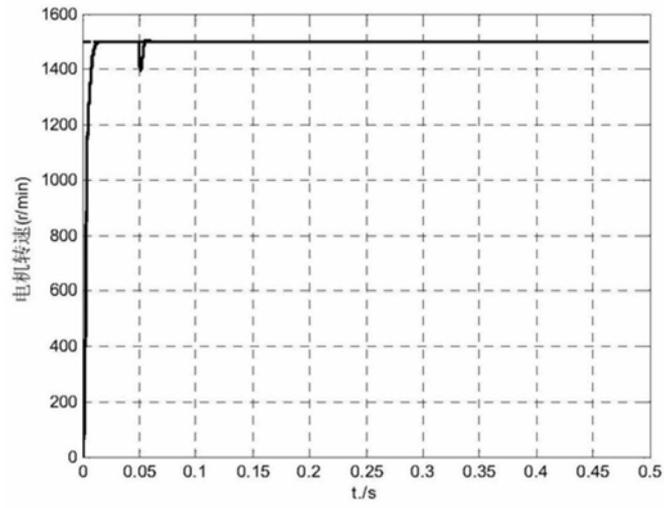
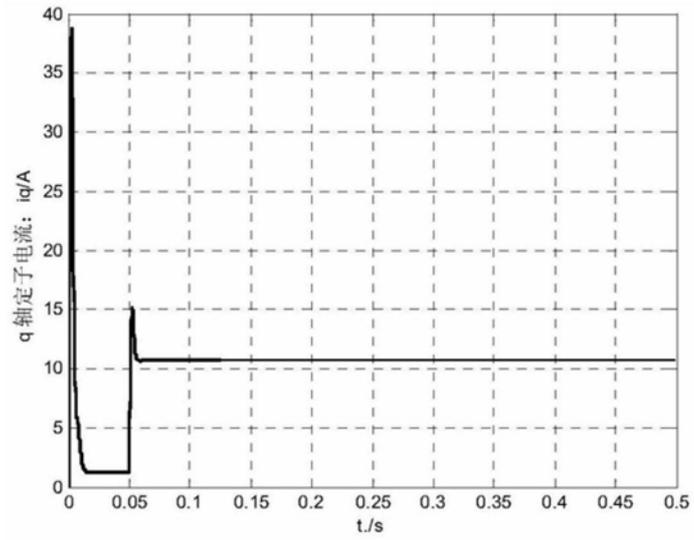


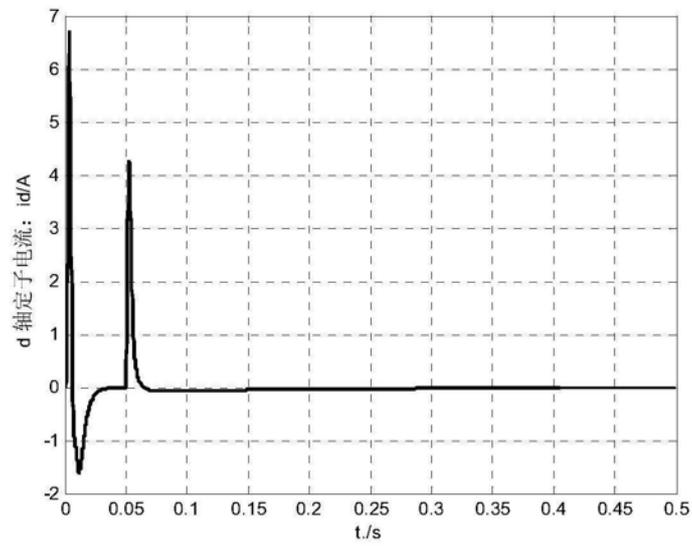
图4



(a)



(b)



(c)

图5

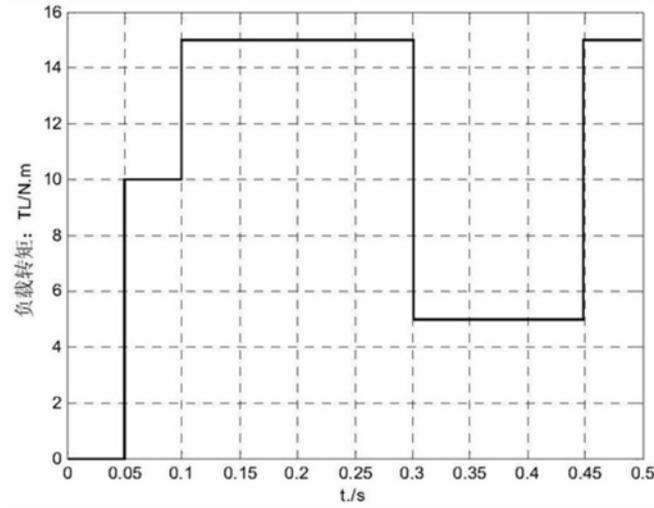
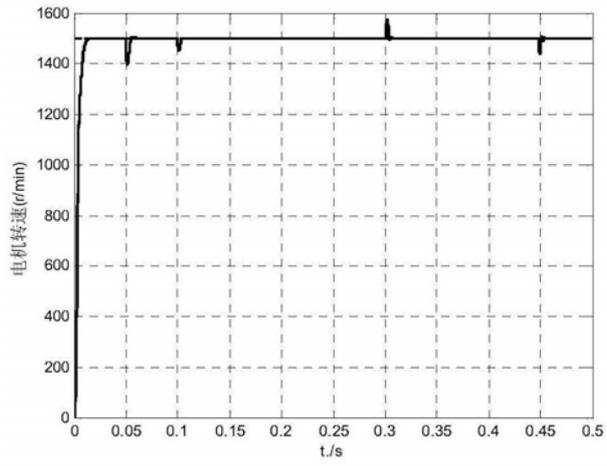
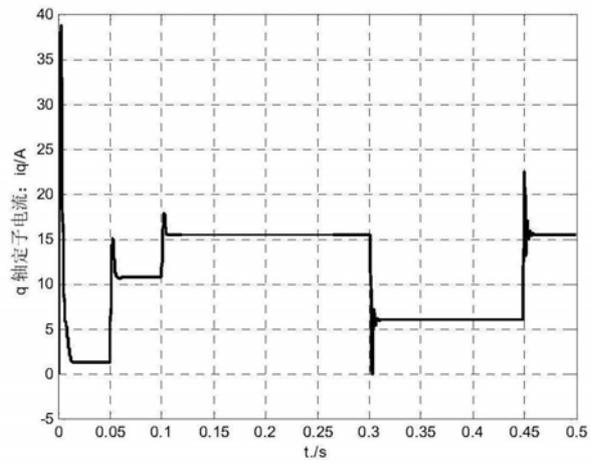


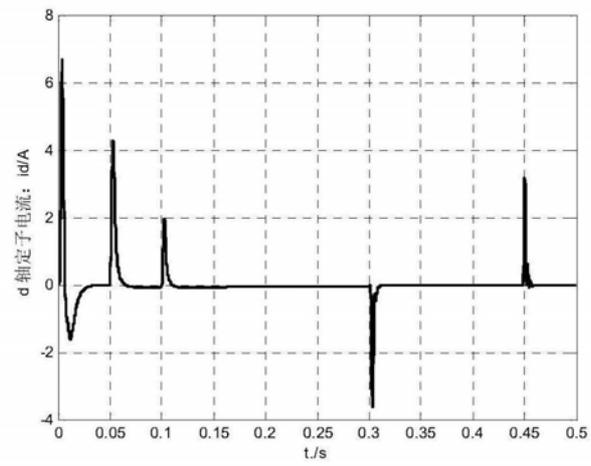
图6



(a)



(b)



(c)

图7