



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113328667 B

(45) 授权公告日 2022. 08. 09

(21) 申请号 202110640474.2

H02P 21/18 (2016.01)

(22) 申请日 2021.06.08

H02P 21/20 (2016.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

H02P 21/22 (2016.01)

申请公布号 CN 113328667 A

H02P 27/12 (2006.01)

H02P 25/06 (2016.01)

(43) 申请公布日 2021.08.31

(56) 对比文件

(73) 专利权人 广西大学

CN 108828937 A, 2018.11.16

地址 530000 广西壮族自治区南宁市西乡

CN 108958042 A, 2018.12.07

塘区大学东路100号

审查员 李佳慧

(72) 发明人 张冬冬 张汉权 郭平辉 朱虹谕

乙加伟 罗涛 江美慧 武新章

(74) 专利代理机构 西安通大专利代理有限责任

公司 61200

专利代理师 范巍

(51) Int. Cl.

H02P 21/14 (2016.01)

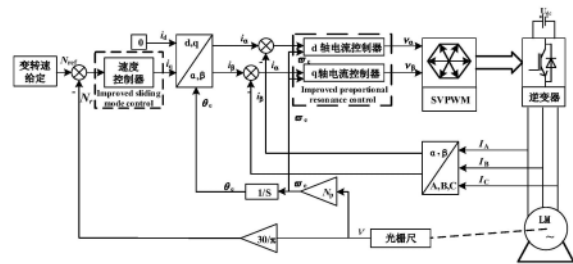
权利要求书4页 说明书12页 附图6页

(54) 发明名称

一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法及系统

(57) 摘要

本发明公开了一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法及系统,属于交流电机控制系统动态性能分析与优化领域,该方法以直线电机矢量调速控制系统为基础,将改进指数趋近律和比例谐振策略分别引入改进指数趋近律速度控制器和比例谐振电流控制器中。本发明提出的一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,有效地提高了直线电机矢量调速控制系统的响应速度和抗扰动性能,减少了直线电机矢量调速控制系统坐标旋转变换的次数。利用本发明提出的方法,可以获得多种复杂工况下的直线电机动态性能优化策略。最后,以一台6kW直线电机为例,验证了本发明的有效性和准确性。



1. 一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,其特征在于,包括:

以直线电机矢量调速控制系统为处理对象,将改进指数趋近律速度控制器代入直线电机矢量调速控制系统的转速环中,代替传统的PID速度控制器;

将比例谐振电流控制器代入直线电机矢量调速控制系统的电流环中,代替传统的PID电流控制器;

改进指数趋近律速度控制器的获取是建立在改进指数趋近律的获取方法之上,改进指数趋近律的获取方法,包括如下步骤:

S1、在同步旋转坐标系下建立直线电机的数学模型,将电机d轴电流 $i_d$ 设置为0,对该数学模型进行等效变化,得到S表达式;

S2、定义直线电机矢量调速控制系统的状态变量,并对状态变量求导得到X表达式,将S1得到的S表达式带入X表达式中,得到Y表达式;

S3、构建滑模面函数,并对滑模面函数求导得到Z表达式,将S2得到的Y表达式带入Z表达式中,得到W表达式;

S4、在S3得到的W表达式的基础上,引入一个附加函数,获取改进指数趋近律;

在S1中,在同步旋转坐标系下建立的直线电机的数学模型,包括直线电机的电压方程和转速方程,如公式(1)所示:

$$\begin{aligned} U_d &= R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \frac{v\pi}{\tau} L_s i_q \\ U_q &= R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \frac{v\pi}{\tau} (L_s i_d + \Theta_f) \\ m \frac{dv}{dt} &= \frac{3\pi}{2\tau} N_p \Theta_f i_q - f \end{aligned} \quad (1)$$

式中, $U_d$ 和 $U_q$ 为电机d-q轴电压, $i_d$ 和 $i_q$ 为电机d-q轴电流, $N_p$ 为电机极数, $L_s$ 为定子电感, $\tau$ 为电机极距, $m$ 为动子质量, $v$ 为直线电机运行速度, $\Theta_f$ 为直线体磁链, $R_s$ 为电机定子电阻, $f$ 为电机负载阻力,d为电机的直轴;q为电机的交轴;s为电机定子表示符号;

采用 $i_d=0$ 的转子磁场定向控制方法,由公式(1)等效变换得到公式(2)即为S表达式:

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_s} (-R_s i_q - \frac{v\pi}{\tau} \Theta_f + U_q) \\ \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m} (-f + \frac{3N_p\pi\Theta_f}{2\tau} i_q) \end{aligned} \quad (2);$$

在S2中,定义直线电机矢量调速控制系统的状态变量分别为 $x_1$ 和 $x_2$ , $\dot{x}_1$ 和 $\dot{x}_2$ 的计算方法如公式(3)所示:

$$\begin{aligned} x_1 &= v^* - v \\ \dot{x}_2 &= \dot{x}_1 = -v \end{aligned} \quad (3)$$

其中: $v^*$ 为电机的参考转速, $v$ 为电机实际转速;

对公式(3)进行求导得到X表达式,将S表达式带入X表达式中,得到公式(4)所示的Y表达式:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 = -\dot{v} &= \frac{1}{m} \left( \frac{3N_p \pi \Theta_f}{2\tau} i_q - f \right) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{v} &= -\frac{3N_p \pi \Theta_f}{2m\tau} i_q \end{aligned} \quad (4);$$

在S3中,滑模面函数的计算方法如公式(5)所示:

$$K = Ax_1 + x_2, A > 0 \quad (5)$$

式中A为待设计的控制器常数,对公式(5)求导得到Z表达式,将Y表达式带入Z表达式中,得公式(6)所示的W表达式:

$$\begin{aligned} \dot{K} = A\dot{x}_1 + \dot{x}_2 &= Ax_2 + \dot{x}_2 = Ax_2 - Bi_q \\ B &= \frac{3N_p \pi \Theta_f}{2m\tau} \end{aligned} \quad (6)$$

其中,B为电机q轴电流导数的系数;

在S4中,在S3得到的W表达式的基础上,对传统指数趋近律中引入一个附加函数g(k),形成改进指数趋近律,以此来得到改进指数趋近律速度控制器;

传统指数趋近律 $\dot{K}$ 的计算方法如公式(7)所示:

$$\dot{K} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(k) - qk, \quad \varepsilon > 0, \quad q > 0 \quad (7)$$

改进指数趋近律的计算方法如公式(8)所示:

$$\begin{cases} \dot{K} = -\varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) - qk, \quad \varepsilon > 0, \quad q > 0 \\ g(k) = \frac{k^2 + 1}{4e^{-|k|} + 1} \\ M = -\varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) \\ L = -qk \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\varepsilon$ 和q为控制器参数,sgn(k)为符号函数,k为滑模面函数的变量,M为滑模控制器的等速项,L为滑模控制器的变速项,q为滑模控制器的变速项的系数;g(k)为引入的附加函数;

根据公式(6),采用改进指数趋近律,得到q轴参考电流的导数如公式(9)所示:

$$\dot{i}_q = \frac{1}{B} [Ax_2 + \varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) + qk] \quad (9)$$

对公式(9)两端进行积分,得到q轴电流参考值如公式(10)所示:

$$i_q^* = \frac{1}{B} \int_0^t [Ax_2 + \varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) + qk] d\tau \quad (10)$$

由公式(10),在控制器中含有积分项,在削弱抖振的同时消除系统的稳态误差;对改进指数趋近律速度控制器的动态特性进行分析:

当滑模面函数距离直线电机矢量调速控制系统较远时,即 $|k| \rightarrow \infty$ 时 $M \rightarrow \infty$ ,此时 $M$ 为大于 $\varepsilon$ 的数,比传统指数趋近律的趋近速度快,能够缩短直线电机矢量调速控制系统的动态响应时间;

当直线电机矢量调速控制系统接近滑模面函数时,即 $|k| \rightarrow 0$ 时,指数项 $L \rightarrow 0$ ,此时直线电机矢量调速控制系统的响应速度由等速项决定,改进指数趋近律中的 $g(k) \rightarrow \frac{1}{5}$ ,此时 $M$ 为小于 $\varepsilon$ 的数,使到达滑模面的速度比原先的指数趋近律慢,能够减小直线电机矢量调速控制系统抖振。

2. 根据权利要求1所述的改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,其特征在于,比例谐振电流控制器的获取方法,包括以下步骤:

1)、对于直传动控制系统,使用PI控制器实现零稳态误差,定义传递函数1;

2)、对于被控量为交流信号的直线电机矢量调速控制系统,推导出与同步旋转坐标系下等同于PI控制的比例谐振电流控制器传递函数2;

3)、将步骤1)得到的传递函数1代入步骤2)得到的传递函数2中,得到比例谐振电流控制器。

3. 根据权利要求2所述的改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,其特征在于,

在步骤1)中,传递函数1的计算方法如公式(11)所示:

$$V_{PI}(s) = T_p + \frac{T_i}{s} \quad (11)$$

式(11)中, $T_p$ 为PI控制器的比例增益, $T_i$ 为PI控制器的积分增益; $s$ 为时域变量;

在步骤2)中,传递函数2的计算方法如公式(12)所示:

$$V_{PR}(s) = \frac{1}{2}[V_{PI}(s + j\omega_0) + V_{PI}(s - j\omega_0)] = T_p + \frac{2T_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (12)$$

式中, $\omega_0$ 为控制器的谐振频率; $j$ 为谐振频率的虚部符号;

将传递函数 $V_{PI}(s)$ 引入传递函数 $V_{PR}(s)$ 中,得到比例谐振控制器,其传递函数如公式(13)所示:

$$V_{PR}(s) = T_p + \frac{2T_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (13)$$

式中 $\omega_c$ 为控制器的谐振带宽,谐振带宽的存在使其能够对谐振角频率 $\omega_0$ 周围 $\omega_c$ 频率范围内的信号起作用,传递函数 $V_{PR}(s)$ 为连续域函数;

采用比例谐振控制器对三相直线电机进行数字控制时,需要对比例谐振控制器进行离散化处理。

4. 根据权利要求3所述的改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,其特征在于,对比例谐振控制器进行离散化处理,采样周期为 $T_s$ ,离散变量为 $z$ ,采用双线性变换方法实现,双线性变换方法如公式(14)所示:

$$s = \frac{2(1-z^{-1})}{T_s(1+z^{-1})} \quad (14)$$

将公式(14)代入公式(13)中,得 $V_{PR}(z)$ 的计算公式如式(15)所示:

$$V_{PR}(z) = T_p + \frac{C + Dz^{-1} + Ez^{-2}}{1 + Fz^{-1} + Gz^{-2}} \quad (15)$$

其中,C、E、F、G和D分别表示离散变量 $z$ 的分子零次项系数、离散变量 $z$ 的分子负二次项系数、离散变量 $z$ 的分母负一次项系数、离散变量 $z$ 的分母负二次项系数和离散变量 $z$ 的分子负一次项系数,C、E、F、G和D的计算方法如式(16)所示:

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \frac{4T_i w_c T_s}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ E = -\frac{4T_i w_c T_s}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ D = 0 \\ F = \frac{2w_0^2 T_s^2 - 8}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ G = \frac{4 - 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \end{array} \right. \quad (16)$$

经过整理后得到比例谐振控制器差分方程 $y(t)$ 的计算方法如公式(17)所示:

$$y(t) = Ce(t) + Ee(t-2) - Fy(t-1) - Gy(t-2) \quad (17)$$

式中, $e(t)$ 和 $e(t-2)$ 分别为误差信号在 $t$ 时刻和 $(t-2)$ 时刻的离散函数, $y(t-1)$ 和 $y(t-2)$ 分别为输出信号在 $(t-1)$ 时刻和 $(t-2)$ 时刻的离散函数,比例谐振控制器差分方程用于实现对稳态误差的数字控制。

5. 根据权利要求1~4任意一项所述的改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法的系统,其特征在于,包括:

速度控制器转换模块,用于将矢量控制系统中的PID速度控制器用改进指数趋近律速度控制器替代;

电流控制器转换模块,用于将矢量控制系统中的PID电流控制器用比例谐振电流控制器替代。

## 一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法及系统

### 技术领域

[0001] 本发明属于直线电机控制系统动态性能分析与优化领域,尤其涉及一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法及系统。

### 背景技术

[0002] 矢量控制策略在现代交流传动领域占有相当重要的地位,而直线电机具有结构简单、安全性高、功率密度大和效率高等诸多优点,被广泛应用在国防航天、工农业以及日常生活等各个领域。高性能的调速控制策略已成为现代传动行业发展中的目标,然而现有的直线电机矢量控制系统中转速环和电流环通常都会采用PID控制方法进行调节。该控制器算法简单、参数整定便捷同时也需要一定的工程经验。但直线电机是一个多变量、强耦合、非线性的复杂被控对象,虽然在一定范围内PID控制能够满足控制要求,但当电机内部参数变化或系统受到外部具有非线性以及时变性的扰动时,PID控制就难以保证高性能控制的需要。

[0003] 因此,针对传统PID矢量控制的不足,近年来国内外学者做了大量研究,一些现代控制理论研究成果被应用到直线电机控制系统中,以此开发出比PID控制性能更加优异的调速系统并取得了部分成果。有学者设计了一种积分模糊滑模速度控制器并将其引入到矢量控制系统中,提高了电机转速的跟踪响应速度,但其滑模控制中引入了较多的新参数。而且其电流环仍采用了PID控制方法,控制性能提升非常有限。

### 发明内容

[0004] 为了克服上述现有技术的缺点,本发明的目的在于提供一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法及系统。该方法以直线电机矢量控制调速系统为框架,旨在解决现有技术中控制系统的响应速度慢,抗扰动性能低,参数复杂度高,控制系统的鲁棒性低的技术缺陷问题。

[0005] 为了达到上述目的,本发明采用以下技术方案予以实现:

[0006] 本发明提出的一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,其特征在于,包括:以直线电机矢量调速控制系统为处理对象,将改进指数趋近律速度控制器代入直线电机矢量调速控制系统的转速环中,代替传统的PID速度控制器;

[0007] 将比例谐振电流控制器代入直线电机矢量调速控制系统的电流环中,代替传统的PID电流控制器。

[0008] 优选地,改进指数趋近律速度控制器的获取是建立在改进指数趋近律的获取方法之上,改进指数趋近律的获取方法,包括如下步骤:

[0009] S1、在同步旋转坐标系下建立直线电机的数学模型,将电机d轴电流 $i_d$ 设置为0,对该数学模型进行等效变化,得到S表达式;

[0010] S2、定义直线电机矢量调速控制系统的状态变量,并对状态变量求导得到X表达

式,将S1得到的S表达式带入X表达式中,得到Y表达式;

[0011] S3、构建滑模面函数,并对滑模面函数求导得到Z表达式,将S2得到的Y表达式带入Z表达式中,得到W表达式;

[0012] S4、在S3得到的W表达式的基础上,引入一个附加函数,获取改进指数趋近律。

[0013] 优选地,在S1中,在同步旋转坐标系下建立的直线电机的数学模型,包括直线电机的电压方程和转速方程,如公式(1)所示:

$$\begin{aligned}
 U_d &= R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \frac{v\pi}{\tau} L_s i_q \\
 [0014] \quad U_q &= R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \frac{v\pi}{\tau} (L_s i_d + \Theta_f) \\
 m \frac{dv}{dt} &= \frac{3\pi}{2\tau} N_p \Theta_f i_q - f
 \end{aligned} \tag{1}$$

[0015] 式中, $U_d$ 和 $U_q$ 为电机d-q轴电压, $i_d$ 和 $i_q$ 为电机d-q轴电流, $N_p$ 为电机极数, $L_s$ 为定子电感, $\tau$ 为电机极距, $m$ 为动子质量, $v$ 为直线电机运行速度, $\Theta_f$ 为直线体磁链, $R_s$ 为电机定子电阻, $f$ 为电机负载阻力,d为电机的直轴;q为电机的交轴;s为电机定子表示符号。

[0016] 采用 $i_d=0$ 的转子磁场定向控制方法可以获得较好的控制效果,由式(1)可以进行等效变换变为如式(2)所示的结果,即得到S表达式:

$$\begin{aligned}
 [0017] \quad \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_s} (-R_s i_q - \frac{v\pi}{\tau} \Theta_f + U_q) \\
 \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m} (-f + \frac{3N_p \pi \Theta_f}{2\tau} i_q)
 \end{aligned} \tag{2}$$

[0018] 优选地,在S2中,定义直线电机矢量调速控制系统的状态变量 $x_1$ 和 $x_2$ , $x_1$ 和 $x_2$ 的计算方法如公式(3)所示:

$$\begin{aligned}
 [0019] \quad x_1 &= v^* - v \\
 \dot{x}_1 &= -\dot{v} \\
 x_2 &= x_1 = -v
 \end{aligned} \tag{3}$$

[0020] 其中: $v^*$ 为电机的参考转速, $v$ 为电机实际转速。

[0021] 对上式(3)进行求导得到X表达式,将S表达式带入公式(3)求导得到的X表达式中,可以得到如公式(4)所示的Y表达式:

$$\begin{aligned}
 [0022] \quad \dot{x}_1 &= -\dot{v} = \frac{1}{m} \left( \frac{3N_p \pi \Theta_f}{2\tau} i_q - f \right) \\
 \dot{x}_2 &= -\dot{v} = -\frac{3N_p \pi \Theta_f}{2m\tau} i_q
 \end{aligned} \tag{4}$$

[0023] 优选地,在S3中,将滑模面函数设计为如公式(5)所示:

$$[0024] \quad K = Ax_1 + x_2, A > 0 \tag{5}$$

[0025] 式(5)中A为待设计的控制器常数,对公式(5)求导,得到Z表达式,将Y表达式带入公式(5)求导得到的Z表达式中,可得如公式(6)所示的W表达式:

$$\begin{aligned} \dot{K} &= A\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = Ax_2 + \dot{x}_2 = Ax_2 - Bi_q \\ [0026] \quad B &= \frac{3N_p\pi\Theta_f}{2m\tau} \end{aligned} \quad (6)$$

[0027] 优选地,在S4中,在S3得到的W表达式的基础上,在传统指数趋近律中引入一个附加函数 $g(k)$ ,形成改进指数趋近律,以此来设计速度控制器;

[0028] 传统指数趋近律 $\dot{K}$ 的公式如下所示:

$$[0029] \quad \dot{K} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(k) - qk, \quad \varepsilon > 0, \quad q > 0 \quad (7)$$

[0030] 改进指数趋近律的计算方法如公式(8)所示:

$$[0031] \quad \begin{cases} \dot{K} = -\varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) - qk, \quad \varepsilon > 0, \quad q > 0 \\ g(k) = \frac{k^2 + 1}{4e^{-|k|} + 1} \\ M = -\varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) \\ L = -qk \end{cases} \quad (8)$$

[0032] 式中, $\varepsilon$ 和 $q$ 为控制器参数, $\operatorname{sgn}(k)$ 为符号函数, $k$ 为滑模面函数的变量, $M$ 为滑模控制器的等速项, $L$ 为滑模控制器的变速项, $q$ 为滑模控制器的变速项的系数; $g(k)$ 为引入的附加函数。

[0033] 根据公式(6),采用改进指数趋近律,得到 $q$ 轴参考电流的导数如公式(9)所示:

$$[0034] \quad \dot{i}_q = \frac{1}{B} [Ax_2 + \varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) + qk] \quad (9)$$

[0035] 对公式(9)两端进行积分,得到 $q$ 轴电流参考值如公式(10)所示:

$$[0036] \quad i_q^* = \frac{1}{B} \int_0^t [Ax_2 + \varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) + qk] d\tau \quad (10)$$

[0037] 由公式(10),在控制器中含有积分项,在削弱抖振的同时消除系统的稳态误差;

[0038] 对改进指数趋近律速度控制器的动态特性进行分析:

[0039] 当滑模面函数距离直线电机矢量调速控制系统较远时,即 $|k| \rightarrow \infty$ 时 $M \rightarrow \infty$ ,此时 $M$ 为大于 $\varepsilon$ 的数,比传统指数趋近律的趋近速度快,能够缩短直线电机矢量调速控制系统的动态响应时间;

[0040] 当直线电机矢量调速控制系统接近滑模面函数时,即 $|k| \rightarrow 0$ 时,指数项 $L \rightarrow 0$ ,此时直线电机矢量调速控制系统的响应速度由等速项决定,改进指数趋近律中的 $g(k) \rightarrow \frac{1}{5}$ ,

此时 $M$ 为小于 $\varepsilon$ 的数,使到达滑模面的速度比原先的指数趋近律慢,能够减小直线电机矢量调速控制系统抖振。

[0041] 优选地,比例谐振电流控制器的获取方法,包括以下步骤:

[0042] 1)、对于直流传动控制系统,使用PI控制器实现零稳态误差,定义传递函数1;

[0043] 2)、对于被控量为交流信号的直线电机矢量调速控制系统,推导出与同步旋转坐



标系下等同于PI控制的比例谐振电流控制器传递函数2;

[0044] 3)、将步骤1)得到的传递函数1代入步骤2)得到的传递函数2中,得到比例谐振电流控制器。

[0045] 优选地,在步骤1)中,对于直流传动控制系统,使用PI控制器可以实现零稳态误差,得到传递函数1,其传递函数1的计算方法如式(11)所示:

$$[0046] \quad V_{\text{TI}}(s) = T_p + \frac{T_i}{s} \quad (11)$$

[0047] 式(11)中, $T_p$ 为PI控制器的比例增益, $T_i$ 为PI控制器的积分增益, $s$ 为时域变量。

[0048] 在步骤2)中,对于被控量为交流信号的直线电机矢量调速控制系统,可以推导出与同步旋转坐标系下等同于PI控制的比例谐振控制器传递函数2,传递函数2的计算方法如公式(12)所示:

$$[0049] \quad V_{\text{PR}}(s) = \frac{1}{2}[V_{\text{TI}}(s + j\omega_0) + V_{\text{TI}}(s - j\omega_0)] = T_p + \frac{2T_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (12)$$

[0050] 式中 $\omega_0$ 为控制器的谐振频率, $j$ 为谐振频率的虚部符号。

[0051] 在此基础上,将传递函数 $V_{\text{TI}}(s)$ 引入传递函数 $V_{\text{PR}}(s)$ 中,得到比例谐振控制器,其传递函数如式(13)所示:

$$[0052] \quad V_{\text{PR}}(s) = T_p + \frac{2T_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (13)$$

[0053] 其中 $\omega_c$ 为控制器的谐振带宽,谐振带宽的存在使其能够对谐振角频率 $\omega_0$ 周围 $\omega_c$ 频率范围内的信号起作用。公式(13)的传递函数 $V_{\text{PR}}(s)$ 为连续域函数,采用比例谐振控制器对三相直线电机进行数字控制时,需要对比例谐振控制器进行离散化处理。

[0054] 优选地,对比例谐振控制器进行离散化处理,采样周期为 $T_s$ ,离散变量为 $z$ ,采用双线性变换方法实现,双线性变换方法如公式(14)所示:

$$[0055] \quad s = \frac{2(1 - z^{-1})}{T_s(1 + z^{-1})} \quad (14)$$

[0056] 将公式(14)的计算结果代入公式(13)中,可得 $V_{\text{PR}}(z)$ 的计算公式如式(15)所示:

$$[0057] \quad V_{\text{PR}}(z) = \frac{C + Dz^{-1} + Ez^{-2}}{1 + Fz^{-1} + Gz^{-2}} \quad (15)$$

[0058] 其中, $C$ 、 $E$ 、 $F$ 、 $G$ 和 $D$ 分别表示离散变量 $z$ 的分子零次项系数、离散变量 $z$ 的分子负二次项系数、离散变量 $z$ 的分母负一次项系数、离散变量 $z$ 的分母负二次项系数和离散变量 $z$ 的分子负一次项系数, $C$ 、 $E$ 、 $F$ 、 $G$ 和 $D$ 的计算方法如式(16)所示:

$$[0059] \quad \left\{ \begin{array}{l} C = \frac{4T_i w_c T_s}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ E = -\frac{4T_i w_c T_s}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ D = 0 \\ F = \frac{2w_0^2 T_s^2 - 8}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ G = \frac{4 - 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \end{array} \right. \quad (16)$$

[0060] 经过整理后得到比例谐振控制器差分方程 $y(t)$ 的计算方法如公式(17)所示:

$$[0061] \quad y(t) = Ce(t) + Ee(t-2) - Fy(t-1) - Gy(t-2) \quad (17)$$

[0062] 式中, $e(t)$ 和 $e(t-2)$ 分别为误差信号在 $t$ 时刻和 $(t-2)$ 时刻的离散函数, $y(t-1)$ 和 $y(t-2)$ 分别为输出信号在 $(t-1)$ 时刻和 $(t-2)$ 时刻的离散函数。公式(17)的比例谐振控制器差分方程用于实现对稳态误差的数字控制。

[0063] 本发明还提出了一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法的系统,包括:

[0064] 速度控制器转换模块,用于将矢量控制系统中的PID速度控制器用改进指数趋近律速度控制器替代;

[0065] 电流控制器转换模块,用于将矢量控制系统中的PID电流控制器用比例谐振电流控制器替代。

[0066] 与现有技术相比,本发明具有以下有益效果:

[0067] 本发明公开的一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,将矢量控制系统中的PID速度控制器和PID电流控制器分别用改进指数趋近律速度控制器和比例谐振电流控制器替代,与传统滑模和PID矢量控制方法相比,本文控制策略在电机启动、突加突减负载升速等多种复杂工况下电机转速响应快,超调量小,适应于高性能动态调速系统;本申请提出一种改进指数趋近律速度控制器,将改进指数趋近律速度控制器引入到直线电机矢量调速控制系统的速度环中,替代传统的PID速度控制器,有效地提高了直线电机矢量调速控制系统的响应速度和抗扰动性能;将比例谐振电流控制器引入直线电机矢量调速控制系统的电流环中,代替传统的PID电流控制器,减少坐标旋转变换的次数,进一步提升直线电机矢量调速控制系统的鲁棒性能。本发明公开的一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,在启动和带载减载情况下,输出的电流波形稳定性好,谐波含量少。本申请提出的直线电机动态性能优化方法不仅适用于普通直线电机动态性能优化,也可以用于感应电机、开关磁阻电机及其它类型电机。

[0068] 进一步地,本申请提出一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,利用一种的比例谐振控制器代入控制系统的电流环中,代替传统矢量控制系统中的电流控制器,只需要进行2次坐标旋转变换,相比传统矢量控制减少了1次坐标变换等复杂运算,计算效率高,减轻了控制器的硬件运算负担,增强了控制算法的可实现性。将改

进指数趋近律控制器与传统的指数趋近律控制器相比,没有增加未知的新参数,减小了整定参数的复杂度,在增大远端趋近速度的同时做到了减小系统的抖振。

[0069] 进一步地,传统的指数趋近律在选取的滑模面函数距离较远的地方以指数形式趋近,在靠近滑模面的时候是等速靠近,这就使得:当 $\epsilon$ 太小的时候,趋近速度慢,趋近时间长,调节过程变得太慢;当 $\epsilon$ 太大的时候,趋近速度快,趋近时间短,调节过程变得快,但是这样使得快到达切换面时的速度太大,引起抖振越大,所以传统指数趋近律的运动品质不够好,本申请提出改进指数趋近律的运动品质好。

#### 附图说明

[0070] 图1为改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机控制系统结构框图;

[0071] 图2为比例谐振控制器结构框图;

[0072] 图3为直线电机转速响应图;

[0073] 图4为直线电机A相电流响应图;

[0074] 图5为直线电机转矩响应试验效果图。

#### 具体实施方式

[0075] 为了使本技术领域的人员更好地理解本发明方案,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,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分的实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都应当属于本发明保护的范围。

[0076] 需要说明的是,本发明的说明书和权利要求书及上述附图中的术语“第一”、“第二”等是用于区别类似的对象,而不必用于描述特定的顺序或先后次序。应该理解这样使用的数据在适当情况下可以互换,以便这里描述的本发明的实施例能够以除了在这里图示或描述的那些以外的顺序实施。此外,术语“包括”和“具有”以及他们的任何变形,意图在于覆盖不排他的包含,例如,包含了一系列步骤或单元的过程、方法、系统、产品或设备不必限于清楚地列出的那些步骤或单元,而是可包括没有清楚地列出的或对于这些过程、方法、产品或设备固有的其它步骤或单元。

[0077] 下面结合附图对本发明做进一步详细描述:

[0078] 本发明提出的一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法及系统,改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法以直线电机矢量调速控制系统为框架,首先提出一种改进指数趋近律速度控制器,并将其引入到直线电机矢量调速控制系统的转速环中,替代传统的PID速度控制器,有效地提高了控制系统的响应速度和抗扰动性能。与传统的指数趋近律控制器相比,没有增加未知的新参数,减小了整定参数的复杂度,在增大远端趋近速度的同时做到了减小系统的抖振。其次利用一种比例谐振控制器,并将其代入直线电机矢量调速控制系统的电流环中,代替传统的PID电流控制器,减少坐标旋转变换的次数,进一步提升直线电机矢量调速控制系统的鲁棒性能。具体建立一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法如下:

[0079] 传统PID控制在一定范围内能够满足控制要求,但当电机内部参数变化或系统受

到外部具有非线性以及时变性的扰动时，PID控制就难以保证高性能控制的需要，因此无法适用于电机运行工况相对复杂的场合。

[0080] 改进指数趋近律速度控制器的获取是建立在改进指数趋近律的获取方法之上，改进指数趋近律的获取方法，包括如下步骤：

[0081] S1、在同步旋转坐标系下建立直线电机的数学模型，将电机d轴电流 $i_d$ 设置为0，对该数学模型进行等效变化，得到S表达式；

[0082] S2、定义直线电机矢量调速控制系统的状态变量，并对状态变量求导得到X表达式，将S1得到的S表达式带入X表达式中，得到Y表达式；

[0083] S3、构建滑模面函数，并对滑模面函数求导得到Z表达式，将S2得到的Y表达式带入Z表达式中，得到W表达式；

[0084] S4、在S3得到的W表达式的基础上，引入一个附加函数，获取改进指数趋近律。

[0085] 在S1中，首先需要在同步旋转坐标系下建立起直线电机的数学模型，包括直线电机的电压方程和转速方程可由公式(1)求出：

$$\begin{aligned}
 U_d &= R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \frac{v\pi}{\tau} L_s i_q \\
 U_q &= R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \frac{v\pi}{\tau} (L_s i_d + \Theta_f) \\
 m \frac{dv}{dt} &= \frac{3\pi}{2\tau} N_p \Theta_f i_q - f
 \end{aligned} \tag{1}$$

[0087] 式中， $U_d$ 和 $U_q$ 为电机d-q轴电压， $i_d$ 和 $i_q$ 为电机d-q轴电流， $N_p$ 为电机极数， $L_s$ 为定子电感， $\tau$ 为电机极距， $m$ 为动子质量， $v$ 为直线电机运行速度， $\Theta_f$ 为直线体磁链， $R_s$ 为电机定子电阻， $f$ 为电机负载阻力， $d$ 为电机的直轴； $q$ 为电机的交轴； $s$ 为电机定子表示符号。

[0088] 采用 $i_d=0$ 的转子磁场定向控制方法同时将电机d-q轴电流的导数移至等式左边，对公式(1)进行等效变换整理，得到公式(2)所示的结果即为S表达式：

$$\begin{aligned}
 \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_s} (-R_s i_q - \frac{v\pi}{\tau} \Theta_f + U_q) \\
 \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m} (-f + \frac{3N_p \pi \Theta_f}{2\tau} i_q)
 \end{aligned} \tag{2}$$

[0090] 在S2中，定义直线电机矢量调速控制系统的状态变量 $x_1$ 和 $x_2$ ：

$$\begin{aligned}
 x_1 &= v^* - v \\
 x_2 &= \dot{x}_1 = -\dot{v}
 \end{aligned} \tag{3}$$

[0092] 其中： $v^*$ 为电机的参考转速， $v$ 为电机实际转速。

[0093] 对上式(3)进行求导得到X表达式，将S表达式带入公式(3)求导得到的X表达式中，可以得到如公式(4)所示的Y表达式：

$$\begin{aligned}
 [0094] \quad \dot{x}_1 = -\dot{v} &= \frac{1}{m} \left( \frac{3N_p \pi \Theta_f}{2\tau} i_q - f \right) \\
 \dot{x}_2 = -\ddot{v} &= -\frac{3N_p \pi \Theta_f}{2m\tau} i_q
 \end{aligned} \tag{4}$$

[0095] 在S3中,将滑模面函数设计为如公式(5)所示:

$$[0096] \quad K = Ax_1 + x_2, A > 0 \tag{5}$$

[0097] 式中,A为待设计的控制器常数。

[0098] 对公式(5)求导得到Z表达式,将Y表达式带入公式(5)求导得到的Z表达式中,可得如公式(6)所示的W表达式:

$$\begin{aligned}
 [0099] \quad \dot{K} = A\dot{x}_1 + \dot{x}_2 &= Ax_2 + \dot{x}_2 = Ax_2 - Bi_q \\
 B &= \frac{3N_p \pi \Theta_f}{2m\tau}
 \end{aligned} \tag{6}$$

[0100] 优选地,将矢量控制系统中的PID速度控制器和PID电流控制器分别用指数趋近律速度控制器和比例谐振电流控制器替代,需要设计一种指数趋近律的速度控制器。

[0101] 在S4中,在S3得到的W表达式的基础上,在传统指数趋近律中引入一个附加函数g(k),形成改进指数趋近律,以此来设计速度控制器;

[0102] 在以往速度控制器的设计中,通常采用的是传统的指数趋近律,如下式所示:

$$[0103] \quad \dot{K} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(k) - qk, \varepsilon > 0, q > 0 \tag{7}$$

[0104] 式中, $\varepsilon$ 和q为控制器常数。

[0105] 传统的指数趋近律在选取的滑模面函数距离较远的地方以指数形式趋近,在靠近滑模面的时候是等速靠近。这就使得:当 $\varepsilon$ 太小的时候,趋近速度慢,趋近时间长,调节过程变得太慢;当 $\varepsilon$ 太大的时候,趋近速度快,趋近时间短,调节过程变得快,但是这样使得快到达切换面时的速度太大,引起抖振越大,所以传统指数趋近律的运动品质不够好。

[0106] 针对传统指数趋近律的不足,通过新引入一个附加函数g(k)设计了一种改进指数趋近律的计算方法,如公式(8)所示:

$$[0107] \quad \begin{cases} \dot{K} = -\varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) - qk, \varepsilon > 0, q > 0 \\ g(k) = \frac{k^2 + 1}{4e^{-|k|} + 1} \\ M = -\varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) \\ L = -qk \end{cases} \tag{8}$$

[0108] 式中, $\varepsilon$ 和q为控制器参数,sgn(k)为符号函数,k为滑模面函数的变量,M为滑膜控制器的等速项,L为滑膜控制器的变速项,q为滑膜控制器的变速项的系数;g(k)为引入的附加函数。

[0109] 根据公式(6),采用改进指数趋近律,得到q轴参考电流的导数如公式(9)所示:

$$[0110] \quad \dot{i}_q = \frac{1}{B} [Ax_2 + \varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) + qk] \quad (9)$$

[0111] 对公式(9)两端进行积分,得到q轴电流参考值如公式(10)所示:

$$[0112] \quad i_q^* = \frac{1}{B} \int_0^t [Ax_2 + \varepsilon g(k) \operatorname{sgn}(k) + qk] d\tau \quad (10)$$

[0113] 由公式(10),在控制器中含有积分项,在削弱抖振的同时消除系统的稳态误差。

[0114] 对改进指数趋近律的动态特性进行理论分析:

[0115] (1)当滑模面函数距离直线电机矢量调速控制系统较远时,即 $|k| \rightarrow \infty$ 时 $M \rightarrow \infty$ ,此时 $M$ 为大于 $\varepsilon$ 的数,所以比传统指数趋近律的趋近速度快,缩短了直线电机矢量调速控制系统的动态响应时间;

[0116] (2)当直线电机矢量调速控制系统接近滑模面函数时,即 $|k| \rightarrow 0$ 时,指数项 $L \rightarrow 0$ ,所以此时直线电机矢量调速控制系统的响应速度主要由等速项决定,而此时改进指数趋近律中的 $g(k) \rightarrow \frac{1}{5}$ ,此时 $M$ 为小于 $\varepsilon$ 的数,这样就使得到达滑模面的速度比原先的指数趋近律

要慢,有利于减小直线电机矢量调速控制系统的抖振,提高直线电机矢量调速控制系统控制品质;

[0117] 将直线电机矢量调速控制系统中的PID速度控制器和PID电流控制器分别用指数趋近律速度控制器和比例谐振电流控制器替代,然后需要设计一种比例谐振策略的电流控制器,具体设计方法如下:

[0118] 1)、对于直传动控制系统,使用PI控制器实现零稳态误差,定义传递函数1;

[0119] 2)、对于被控量为交流信号的直线电机矢量调速控制系统,推导出与同步旋转坐标系下等同于PI控制的比例谐振电流控制器传递函数2;

[0120] 3)、将步骤1)得到的传递函数1代入步骤2)得到的传递函数2中,得到比例谐振电流控制器。

[0121] 在步骤1)中,对于直传动控制系统,使用PI控制器可以实现零稳态误差,得到传递函数1,其传递函数1的计算方法如式(11)所示:

$$[0122] \quad V_{\text{PI}}(s) = T_p + \frac{T_i}{s} \quad (11)$$

[0123] 式(11)中, $T_p$ 为PI控制器的比例增益, $T_i$ 为PI控制器的积分增益; $s$ 为时域变量;

[0124] 在步骤2)中,对于被控量为交流信号的直线电机矢量调速控制系统,可以推导出与同步旋转坐标系下等同于PI控制的比例谐振控制器传递函数2,传递函数2的计算方法如公式(12)所示:

$$[0125] \quad V_{\text{PR}}(s) = \frac{1}{2} [V_{\text{PI}}(s + j\omega_0) + V_{\text{PI}}(s - j\omega_0)] = T_p + \frac{2T_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (12)$$

[0126] 式中, $\omega_0$ 为控制器的谐振频率; $j$ 为谐振频率的虚部符号。

[0127] 将传递函数 $V_{\text{PI}}(s)$ 引入传递函数 $V_{\text{PR}}(s)$ 中,得到比例谐振控制器,其传递函数如公式(13)所示:

$$[0128] \quad V_{PR}(s) = T_p + \frac{2T_i w_c s}{s^2 + 2w_c s + w_0^2} \quad (13)$$

[0129] 其中 $w_c$ 为控制器的谐振带宽,谐振带宽的存在使其能够对谐振角频率 $w_0$ 周围 $w_c$ 频率范围内的信号起作用。公式(13)的传递函数 $V_{PR}(s)$ 为连续域函数,采用比例谐振控制器对三相直线电机进行数字控制时,需要对比例谐振控制器进行离散化处理,对比例谐振控制器进行离散化处理,采样周期为 $T_s$ ,离散变量为 $z$ ,采用双线性变换方法实现,双线性变换方法如公式(14)所示:

$$[0130] \quad s = \frac{2(1-z^{-1})}{T_s(1+z^{-1})} \quad (14)$$

[0131] 将公式(14)的计算结果代入公式(13)中,可得 $V_{PR}(z)$ 的计算公式如式(15)所示:

$$[0132] \quad V_{PR}(z) = \frac{C + Dz^{-1} + Ez^{-2}}{1 + Fz^{-1} + Gz^{-2}} \quad (15)$$

[0133] 其中,C、E、F、G和D分别表示离散变量 $z$ 的分子零次项系数、离散变量 $z$ 的分子负二次项系数、离散变量 $z$ 的分母负一次项系数、离散变量 $z$ 的分母负二次项系数和离散变量 $z$ 的分子负一次项系数,C、E、F、G和D的计算方法如式(16)所示:

$$[0134] \quad \begin{cases} C = \frac{4T_i w_c T_s}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ E = -\frac{4T_i w_c T_s}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ D = 0 \\ F = \frac{2w_0^2 T_s^2 - 8}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \\ G = \frac{4 - 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2}{4 + 4w_c T_s + w_0^2 T_s^2} \end{cases} \quad (16)$$

[0135] 经过整理后得到比例谐振控制器差分方程 $y(t)$ 的计算方法如公式(17)所示:

$$[0136] \quad y(t) = Ce(t) + Ee(t-2) - Fy(t-1) - Gy(t-2) \quad (17)$$

[0137] 式中, $e(t)$ 和 $e(t-2)$ 分别为误差信号在 $t$ 时刻和 $(t-2)$ 时刻的离散函数, $y(t-1)$ 和 $y(t-2)$ 分别为输出信号在 $(t-1)$ 时刻和 $(t-2)$ 时刻的离散函数。公式(17)的比例谐振控制器差分方程用于实现对稳态误差的数字控制,可以看出控制结构比较简单且容易实现。

[0138] 本发明还提出了一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法的系统,包括:

[0139] 速度控制器转换模块,用于将矢量控制系统中的PID速度控制器用改进指数趋近律速度控制器替代;

[0140] 电流控制器转换模块,用于将矢量控制系统中的PID电流控制器用比例谐振电流控制器替代。

[0141] 如图1所示为改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机控制系统结构框图;如图2为比例谐振控制器结构框图;如图3(a)为直线电机转速整体响应试验结果图;如图3(b)为空载起动时,直线电机转速响应对比试验效果图;如图3(c)为带载起动时,直线电机转速响应对比试验效果图;如图3(d)为突加负载时,直线电机转速响应对比试验效果图;如图3(e)为突减负载时,直线电机转速响应对比试验效果图;如图3(f)为突加速时,直线电机转速响应对比试验效果图;如图4(a)为直线电机A相电流整体响应图;如图4(b)为突加负载时,直线电机A相电流整体响应图;如图4(c)为突减负载时,直线电机A相电流整体响应图;如图5(a)为直线电机转矩整体响应试验效果图;如图5(b)为突加负载时,直线电机转矩响应试验结果图;如图5(c)为突减负载时,直线电机转矩响应试验效果图。

#### [0142] 实施例1

[0143] 以一台6kW直线电机,其实验参数分别如表1所示。在起动、突加突减负载和突加速等复杂运行工况下,利用本发明提出的指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,对比分析直线电机的转速响应情况如图3(a-f)所示。可以看出本发明方案在空载和带载起动时的转速响应性能都优于传统的滑模控制和PID矢量控制。在0.1s突加负载和0.5s突减负载时本发明方案下的电机调节时间和转速脉动均好于传统的滑模控制和PID矢量控制。因此本发明提出的方法有效地提高了电机系统的抗扰动性能。在0.8s突加速时本发明方案的电机超调量和调节时间均优于传统的控制方案。所以本发明方案更适用于电机频繁起动升速等场合。

#### [0144] 实施例2

[0145] 以一台6kW直线电机,其实验参数分别如表1所示。在突加负载和突减负载等复杂运行工况下,利用本发明提出的指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,对比分析直线电机的电流响应情况如图4(a-c)所示。可以看出,本文提出的控制策略具有定子电流更稳定的特性,正弦度均好于传统的滑模控制和PID矢量控制。在突加负载之前,本文方案的定子电流能更快到达稳定,且无过大电流幅值振荡现象,而传统PID和滑模变结构控制均存在着不同程度的调节时间长以及电流幅值振荡问题。因此本文方案的电流响应性能相对于传统控制方案有较大程度的改善和优化。

#### [0146] 实施例3

[0147] 以一台6kW直线电机,其实验参数分别如表1所示。在突加负载和突减负载等复杂运行工况下,利用本发明提出的指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法,对比分析直线电机的转矩响应情况如图5(a-c)所示。可以看出,本文控制方案转矩整体响应性能都比传统滑模变结构控制和PID矢量控制在不同方面有较大程度的提升优化。在起动时本文控制策略转矩响应速度都快于传统滑模变结构控制和PID矢量控制,能迅速跟踪参考转矩的变化,进入稳态后,输出转矩稳定且转矩脉动小。在增加负载和减小负载时,输出转矩能够快速跟随负载转矩的变化,调节时间最短,同时稳态转矩脉动范围也很小,有效地抑制了转矩脉动。说明控制策略具有很强的转矩动态调节快速自我恢复能力,达到了设计的控制效果。

#### [0148] 表1直线电机参数



	名称	数值
[0149]	定子电感 $L_s$ /(MH)	8.5
	定子电阻 $R_s$ /( $\Omega$ )	2.875
	动子质量 $m$ /(kg)	15.367
	直线体磁链 $\Theta_f$ /(Wb)	0.175
	电机极数 $N_p$	8
	电机极距 $\tau$ /(m)	0.03
[0150]	直流侧电压 $U_{dc}$ (V)	311
	PWM 开关频率 $f_{pwm}$ (kHz)	10

[0151] 综上所述,本发明公开的一种改进指数趋近律和比例谐振策略的直线电机动态性能优化方法及系统,以直线电机矢量调速控制系统为背景,将改进指数趋近律控制器代入控制系统的转速环中,代替传统的PID速度控制器。并设计了比例谐振电流控制器代替传统的PID电流控制器。该方法有效地提高了直线电机矢量调速控制系统的响应速度和抗扰动性能,减少坐标旋转变换的次数,进一步提升直线电机矢量调速控制系统的鲁棒性能,最终获得了直线电机动态性能优化方法。最后,以一台6KW的直线电机为例,利用本发明方法优化了直线电机矢量调速控制系统的动态性能。并分别利用本发明方法、滑模控制方法和PID控制方法在多种复杂工况下,进行仿真实验对比,对比结果显示本文方法能有效地改善直线电机矢量调速控制系统的动态性能和鲁棒性。

[0152] 以上内容仅为说明本发明的技术思想,不能以此限定本发明的保护范围,凡是按照本发明提出的技术思想,在技术方案基础上所做的任何改动,均落入本发明权利要求书的保护范围之内。

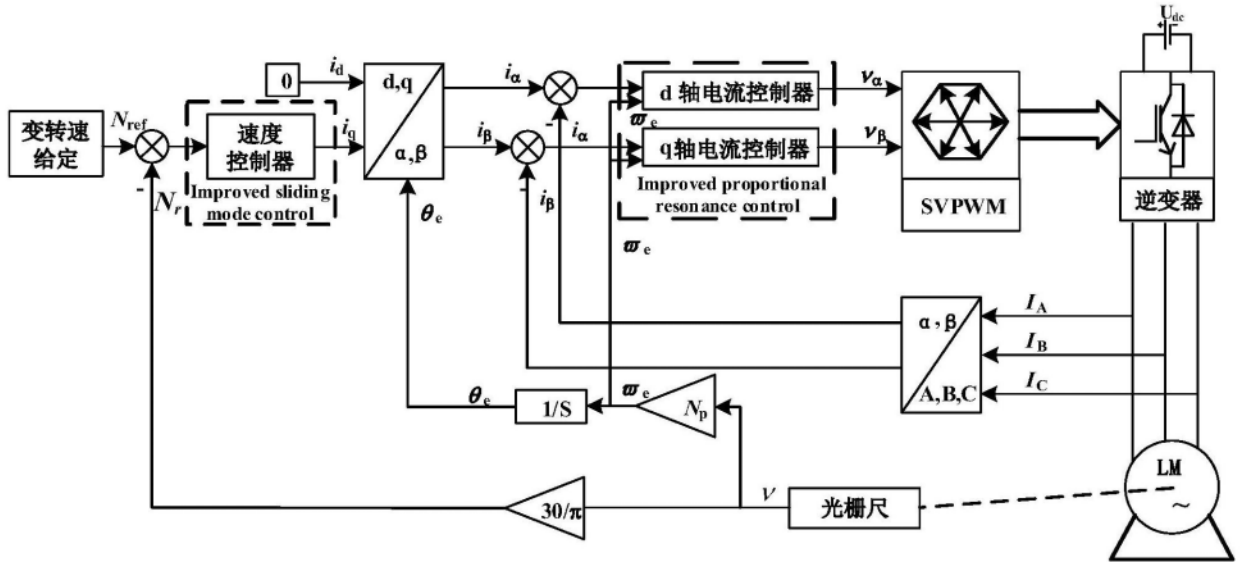


图1

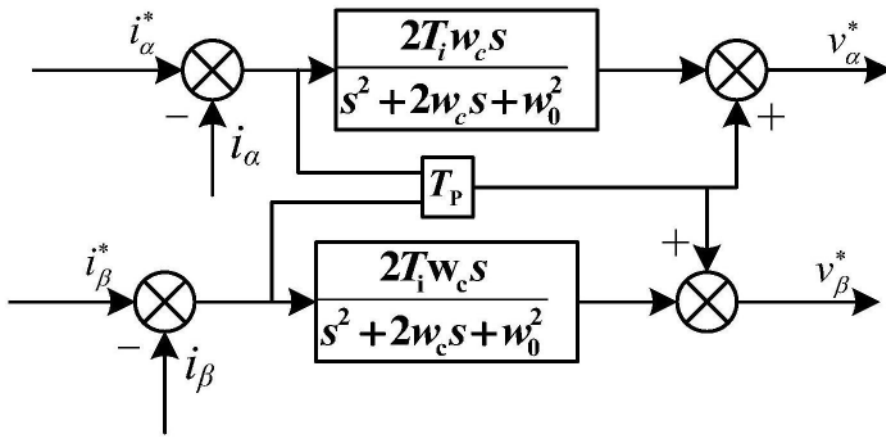
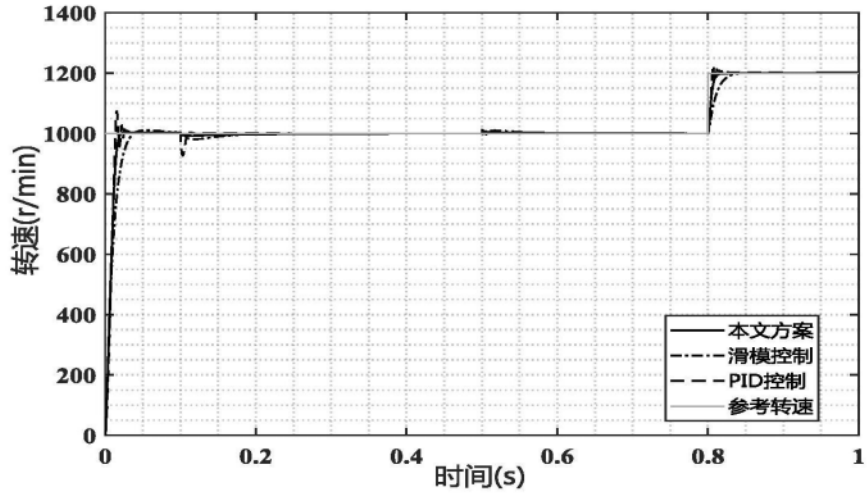
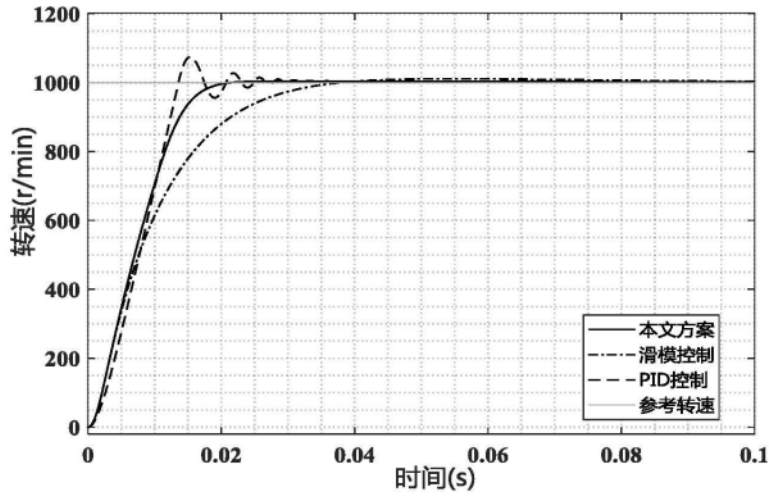


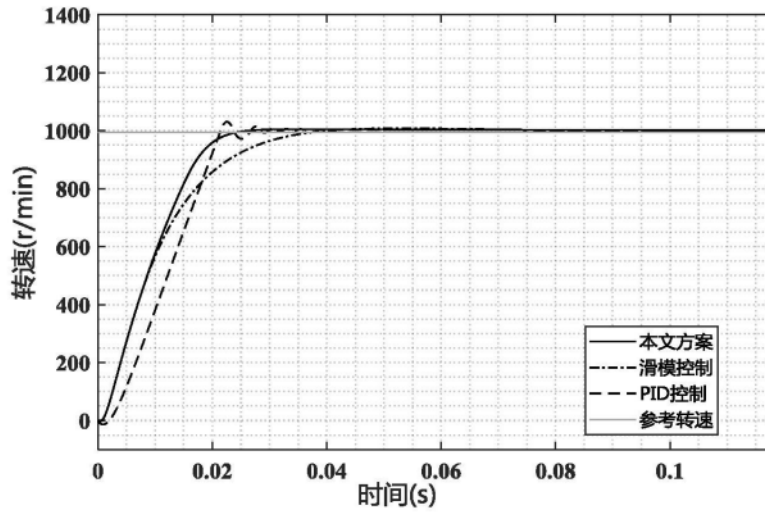
图2



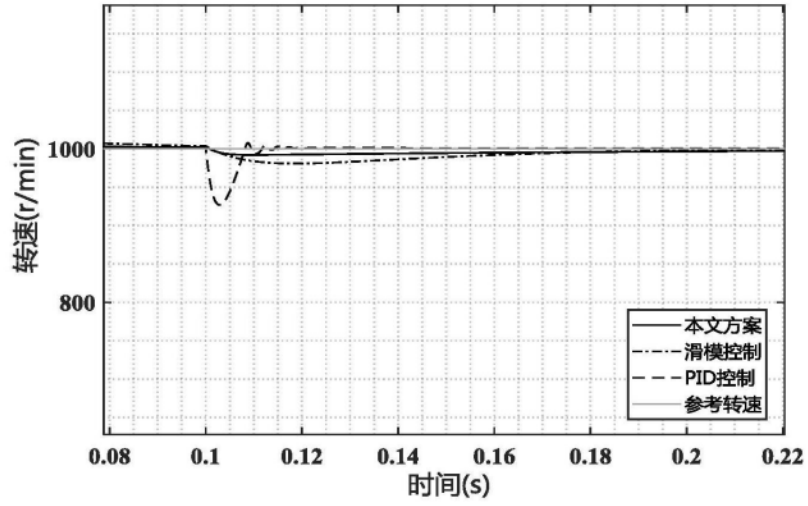
(a)



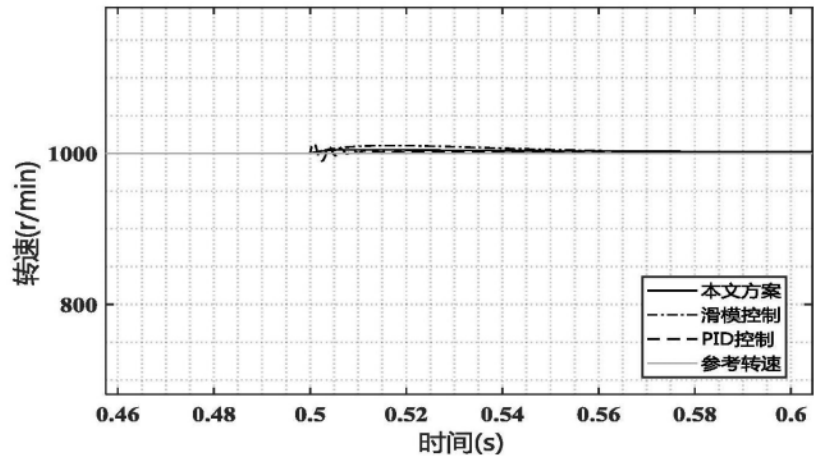
(b)



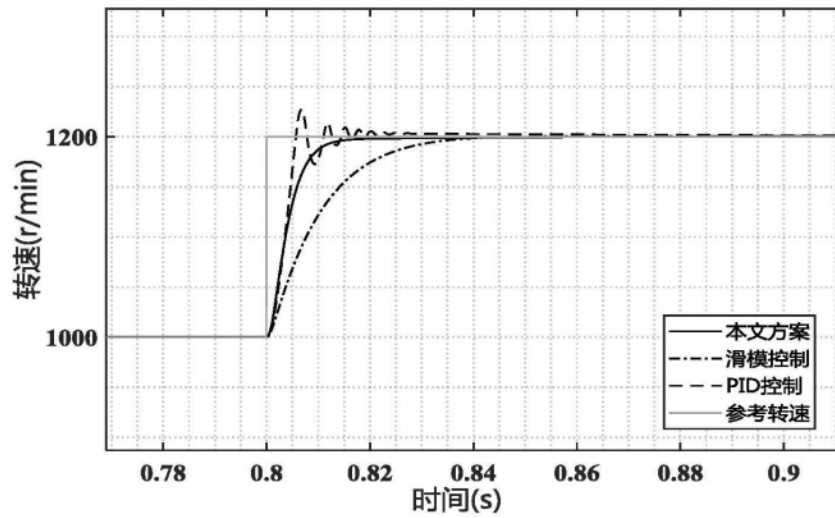
(c)



(d)

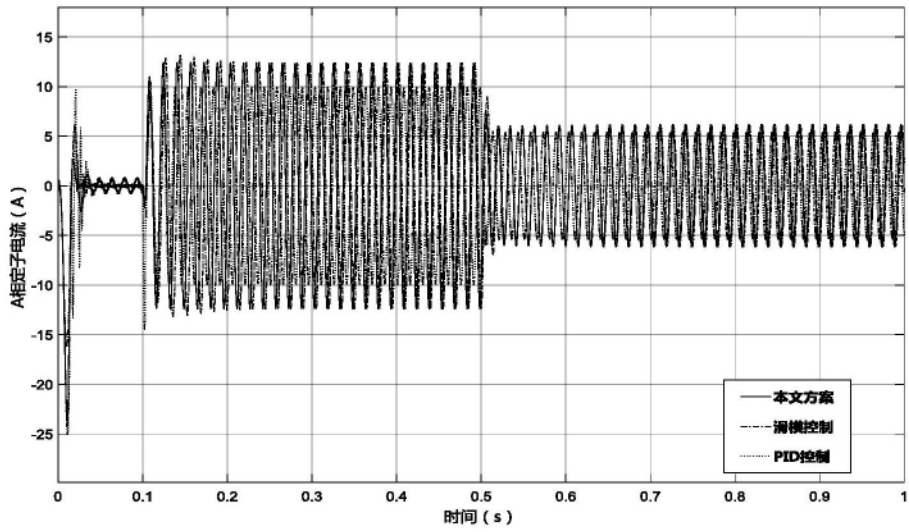


(e)

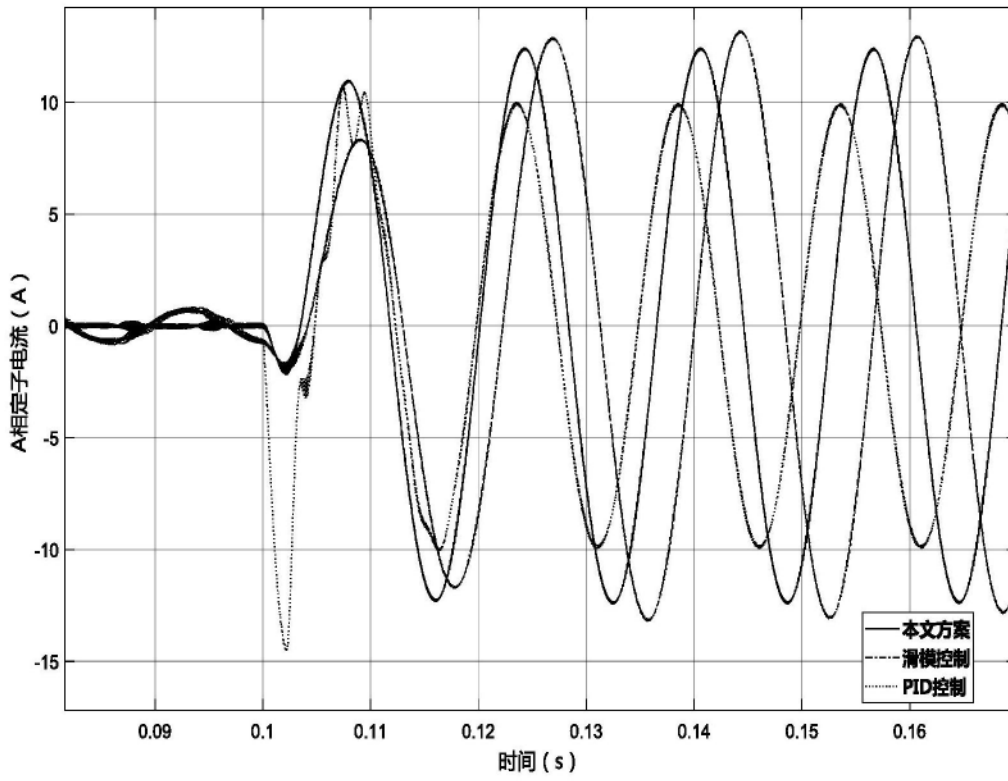


(f)

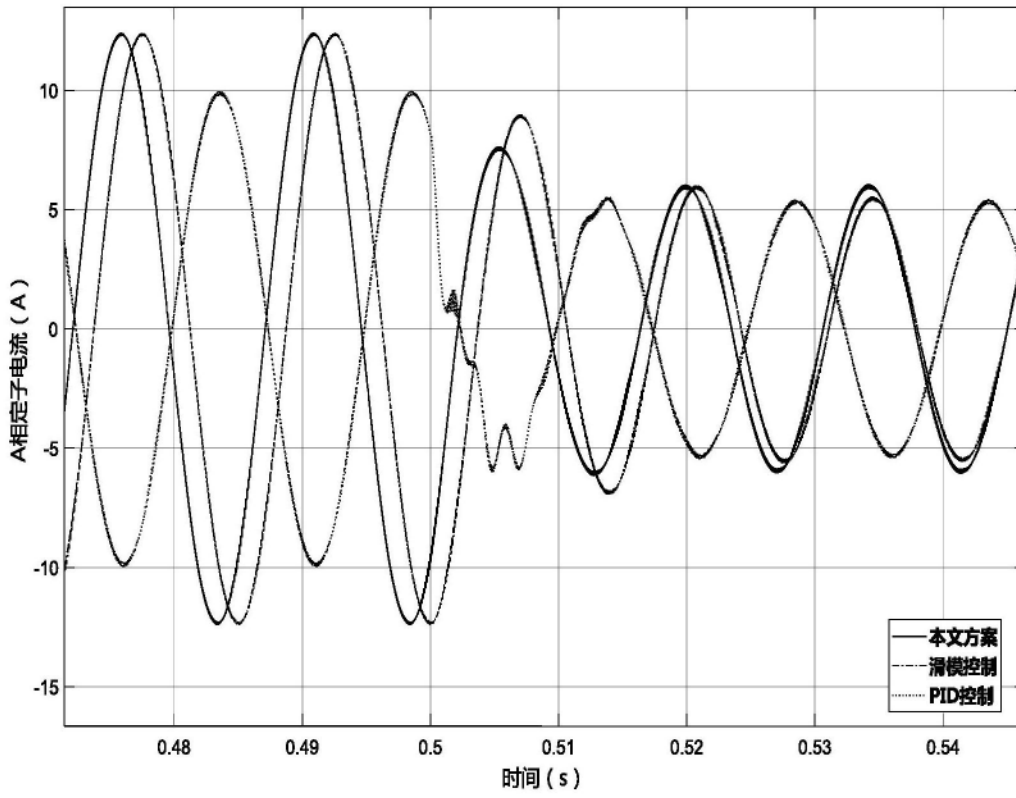
图3



(a)

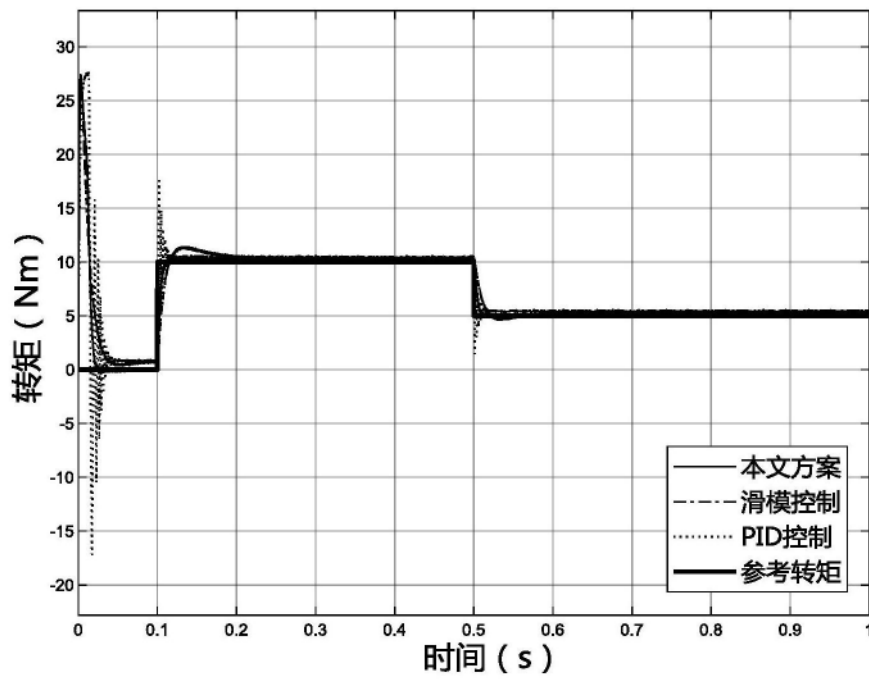


(b)

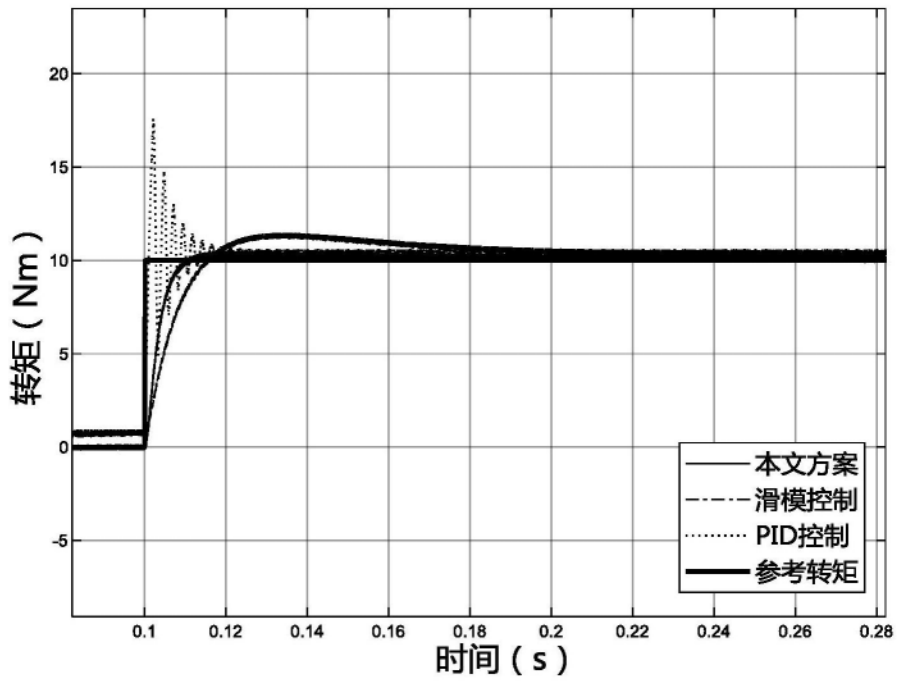


(c)

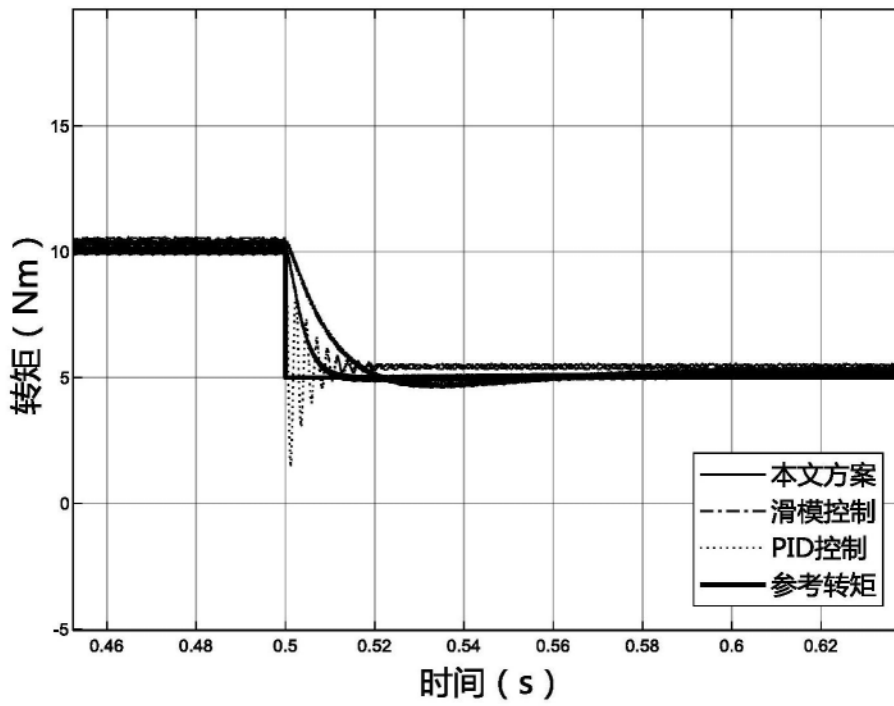
图4



(a)



(b)



(c)

图5