



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110705034 A

(43)申请公布日 2020.01.17

(21)申请号 201910848967.8

H02P 21/13(2006.01)

(22)申请日 2019.09.09

H02P 23/00(2016.01)

(71)申请人 华南理工大学

H02P 23/12(2006.01)

地址 510640 广东省广州市天河区五山路
381号

H02P 25/022(2016.01)

申请人 佛山纽欣肯智能科技有限公司

H04L 12/801(2013.01)

(72)发明人 王敏 黄锐鹏 戴诗陆 杨辰光

(74)专利代理机构 广州市华学知识产权代理有
限公司 44245

代理人 裴磊磊

(51)Int.Cl.

G06F 30/20(2020.01)

G06N 3/04(2006.01)

H02P 6/34(2016.01)

H02P 21/00(2016.01)

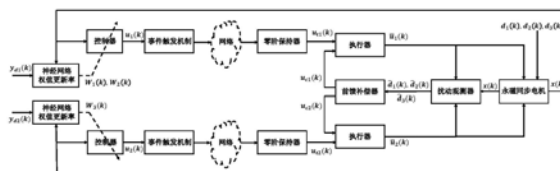
权利要求书4页 说明书9页 附图7页

(54)发明名称

一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法,包括以下步骤:建立永磁同步电机的动力学模型和期望跟踪轨迹;永磁同步电机系统离散化;设计作用于控制器与执行器之间网络通道的事件触发机制;设计基于事件触发的自适应神经网络控制器;设计扰动观测器;设计补偿匹配与非匹配扰动的前馈补偿器。本发明所设计的方法不仅能够获得良好的位置跟踪性能和抗干扰能力,还将传统的永磁同步电机时间触发控制方式推广到了事件触发控制方式,有效地节省了永磁同步电机网络化控制系统的网络带宽、计算和能量等资源,使得系统在网络拥塞情况下也能正常运行。



1. 一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法,其特征在于,包括下述步骤:

S1: 构建永磁同步电机的动力学模型和期望跟踪轨迹: 构建以永磁同步电机转子位置、转子角速度、q轴电流和d轴电流作为状态变量的永磁同步电机q-d轴模型,并构建转子位置和d轴电流的期望跟踪轨迹;

S2: 采用一阶向后差分法将永磁同步电机动力学模型离散化;

S3: 构建作用于控制器与执行器之间网络通道的事件触发机制;

定义位于控制器与执行器之间网络通道的信号传输误差为:

$$u_e(k) = u_t(k) - u(k)$$

其中, $u(k) = [u_1(k), u_2(k)]^T$, $u_t(k) = [u_{t1}(k), u_{t2}(k)]^T$ 和 $u_e(k) = [u_{e1}(k), u_{e2}(k)]^T$; $u_1(k)$, $u_2(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的控制器输出信号, $u_{t1}(k)$, $u_{t2}(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的执行器输入信号, $u_{e1}(k)$, $u_{e2}(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的网络通道两端信号的传输误差;

设计网络通道传输信号的触发条件为:

$$|u_{ei}(k)| \geq m_i$$

其中, $i=1, 2$, $m_i \geq 0$ 为触发条件中的设计参数, 当 $m_i=0$ 时, 事件触发机制退化为时间触发机制;

事件触发的时间序列 $\{k_{\tau i}\}$, $i=1, 2$ 表示为:

$$k_{\tau i+1} = \min_{k > k_{\tau i}} \{ |u_{ei}(k)| \geq m_i \},$$

其中, $i=1, 2$, τ 为自然数, $k_{\tau i}$ 为最近一次事件触发时刻, $k_{\tau i+1}$ 为下一次事件触发时刻; 在 $[k_{\tau i}, k_{\tau i+1})$ 时间区间内, 当触发条件满足时, $u_{ti}(k)$ 被更新为 $u_i(k)$ 在触发时刻 $k_{\tau i+1}$ 的值 $u_i(k_{\tau i+1})$, 否则 $u_{ti}(k)$ 受零阶保持器的作用, 始终保持为 $u_i(k)$ 在触发时刻 $k_{\tau i}$ 的值 $u_i(k_{\tau i})$;

S4: 设计基于事件触发的自适应神经网络控制器: 在控制器与执行器之间的网络通道引入事件触发机制, 结合反推设计方法构造基于事件触发的自适应神经网络控制器;

所述自适应神经网络控制器表示为:

$$u_1(k) = -\frac{1}{g_3} [f_3(\bar{x}_4(k)) + \hat{W}_2^T(k) S_2(Z_2(k))] - \frac{k_1+1}{g_2} \hat{W}_1^T(k) S_1(Z_1(k)) \\ - \frac{1}{g_2} [\hat{W}_1^T(k) - \gamma_1 S_1(Z_1(k)) (\hat{W}_1^T(k) S_1(Z_1(k)) + \sigma_1 e_2(k))]^T S_1(Z_1(k))$$

$$u_2(k) = -\frac{1}{g_4} [f_4(\bar{x}_4(k)) + \hat{W}_3^T(k) S_3(Z_3(k))]$$

$$\hat{W}_i(k+1) = \zeta_i \hat{W}_i(k) - \gamma_i S_i(Z_i(k)) (\hat{W}_i^T(k) S_i(Z_i(k)) + \sigma_i e_{i+1}(k)), \quad i=1, 2, 3$$

其中, g_2, g_3 和 g_4 为系统参数, $\bar{x}_4(k) = [x_1(k), x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$ 表示系统的状态变量, $f_3(\bar{x}_4)$ 和 $f_4(\bar{x}_4)$ 为系统已知的非线性函数, $\hat{W}_i(k)$ 为神经网络权值的估计值, $k_1 = 1 - BT/J$, J 和 B 表示系统参数, T 表示采样周期, ζ_i , γ_i , 和 σ_i 表示设计常数, e_i ($i=2, 3, 4$) 表示跟踪误差变量, $Z_1(k)$, $Z_2(k)$ 和 $Z_3(k)$ 表示神经网络的输入信号, $S(Z) = [S_1(Z), S_2(Z), \dots, S_l(Z)]^T$ 表

示神经网络基函数向量,正整数 l 为神经网络节点数量, $s_i(Z) = \prod_{j \in I_i} [s(z_j)]^{d_j(i)}$ ($i=1,2,\dots,l$),

$\{I_1, I_2, \dots, I_l\}$ 为关于 $\{1, 2, \dots, m\}$ 的 l 个无序子集的集合, $s(z_j) = (e^{z_j} - e^{-z_j}) / (e^{z_j} + e^{-z_j})$ 为双曲正切函数;

S5:根据系统动力学模型构造扰动观测器;

S6:构建补偿匹配与非匹配扰动的前馈补偿器:针对匹配扰动,采用扰动观测器的扰动估计值进行补偿;针对非匹配扰动,通过反推设计方法,将位于非匹配通道的非匹配扰动过渡到匹配通道以进行补偿;

构建永磁同步电机系统 q 轴与 d 轴上的前馈补偿器为:

$$u_{c1}(k) = f_{c1}(\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k))$$

$$u_{c2}(k) = f_{c2}(\hat{d}_3(k))$$

其中, $\hat{d}_i(k)$, ($i=1,2,3$) 表示扰动观测器的输出信号, $f_{c1}(\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k))$ 和 $f_{c2}(\hat{d}_3(k))$ 为反推设计过程中设计的补偿函数;

S7:设计永磁同步电机网络化控制系统的输入信号为:

$$\bar{u}_i(k) = u_{ci}(k) + u_{ii}(k),$$

其中, $i=1,2$ 。

2. 根据权利要求1所述的一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法,其特征在于,步骤S1中所述永磁同步电机的动力学模型为:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3n_p\Phi}{2J}i_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} + \Delta f_\omega(\omega) + d_\omega$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_q - n_p\omega i_d - \frac{n_p\Phi}{L}\omega + \frac{1}{L}u_q + \Delta f_q(\omega, i_q, i_d) + d_q$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_d + n_p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d + \Delta f_d(\omega, i_q, i_d) + d_d$$

$$y_1 = \theta$$

$$y_2 = i_d$$

其中, θ, ω, i_q 和 i_d 是系统状态,分别为电机的转子位置,转子角速度, q 轴电流和 d 轴电流; u_q 和 u_d 是系统输入,分别为 q 轴电压和 d 轴电压; y_1 和 y_2 是系统输出,分别为转子位置和 d 轴电流; J, n_p, B, L, R_s, T_L 和 Φ 是系统参数,分别为转动惯量,极值对,粘性摩擦力,定子电感,定子电阻,负载转矩和磁通量; $\Delta f_\omega(\omega), \Delta f_q(\omega, i_q, i_d)$ 和 $\Delta f_d(\omega, i_q, i_d)$ 是系统未知动态; d_ω 是系统外部非匹配扰动, d_q 和 d_d 是系统外部匹配扰动。

3. 根据权利要求1或2所述的一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法,其特征在于,步骤S1中所述永磁同步电机的期望跟踪轨迹为:

$$y_{d1} = f_d(\theta)$$

$$y_{d2}=0$$

其中, y_{d1} 为 y_1 的期望跟踪轨迹, $f_d(\theta)$ 为已知函数, y_{d2} 为 y_2 的期望跟踪轨迹并设计为零, 用于维持恒流运行。

4. 根据权利要求1所述的一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法, 其特征在于, 步骤S2中所述采用一阶向后差分法将永磁同步电机电力学模型离散化, 具体计算公式为:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + T\omega(k)$$

$$\omega(k+1) = (1 - \frac{BT}{J})\omega(k) - \frac{T_L T}{J} + \frac{3n_p \Phi T}{2J} i_q(k) + T\Delta f_\omega(\omega(k)) + Td_\omega(k)$$

$$i_q(k+1) = (1 - \frac{R_s T}{L})i_q(k) - n_p T\omega(k)i_d(k) - \frac{n_p \Phi T}{L}\omega(k) + \frac{T}{L}u_q(k) + T\Delta f_q(\omega(k), i_q(k), i_d(k)) + Td_q(k)$$

$$i_d(k+1) = (1 - \frac{R_s T}{L})i_d(k) + n_p T\omega(k)i_q(k) + \frac{T}{L}u_d(k) + T\Delta f_d(\omega(k), i_q(k), i_d(k)) + Td_d(k)$$

其中, T 表示采样周期, 计算公式简化为:

$$x_1(k+1) = x_1(k) + g_1 x_2(k)$$

$$x_2(k+1) = f_2(x_2(k)) + \Delta f_2(x_2(k)) + g_2 x_3(k) + d_1(k)$$

$$x_3(k+1) = f_3(\bar{x}_4(k)) + \Delta f_3(\bar{x}_4(k)) + g_3 \bar{u}_1(k) + d_2(k)$$

$$x_4(k+1) = f_4(\bar{x}_4(k)) + \Delta f_4(\bar{x}_4(k)) + g_4 \bar{u}_2(k) + d_3(k)$$

其中, $x_1(k) = \theta(k)$, $x_2(k) = \omega(k)$, $x_3(k) = i_q(k)$, $x_4(k) = i_d(k)$, $\bar{x}_4(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$, $f_2(x_2(k)) = (1 - BT/J)\omega(k) - T_L T/J$, $f_3(\bar{x}_4(k)) = (1 - R_s T/L)i_q(k) - n_p T\omega(k)i_d(k) - n_p \Phi T/L\omega(k)$, $f_4(\bar{x}_4(k)) = (1 - R_s T/L)i_d(k) + n_p T\omega(k)i_q(k)$, $g_1 = T$, $g_2 = 3n_p \Phi T/(2J)$, $g_3 = T/L$, $g_4 = T/L$, $\Delta f_2(x_2(k)) = T\Delta f_\omega(\omega(k))$, $\Delta f_3(\bar{x}_4(k)) = T\Delta f_q(\omega(k), i_q(k), i_d(k))$, $\Delta f_4(\bar{x}_4(k)) = T\Delta f_d(\omega(k), i_q(k), i_d(k))$,

$\bar{u}_1(k) = u_q(k)$, $\bar{u}_2(k) = u_d(k)$, $d_1(k) = Td_\omega(k)$, $d_2(k) = Td_q(k)$, $d_3(k) = Td_d(k)$ 。

5. 根据权利要求1所述的一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法, 其特征在于, 步骤S4中所述控制器的设计过程误差变量 e_i , 其中, $i \in [1, 2, 3, 4]$, 所述误差变量 e_i 具体表示为:

$$e_1(k) = x_1(k) - y_{d1}(k)$$

$$e_2(k) = x_2(k) - \alpha_1(k)$$

$$e_3(k) = x_3(k) - \alpha_2(k)$$

$$e_4(k) = x_4(k)$$

$$\alpha_1(k) = \frac{1}{g_1}(-x_1(k) + y_{d1}(k+1))$$

$$\alpha_2(k) = \frac{1}{g_2}[-f_2(x_2(k)) - \hat{W}_1^T(k)S_1(Z_1(k)) + \frac{1}{g_1}(-x_1(k) - g_1 x_2(k) + y_{d1}(k+2))]$$

其中, $\alpha_1(k)$ 和 $\alpha_2(k)$ 表示虚拟控制量。

6. 根据权利要求1所述的一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法, 其特征在于, 步骤S5中所述根据系统动力学模型构造扰动观测器, 具体表示为:

$$z_d(k+1) = z_d(k) - x(k) + f(k) + f_m(k) + g\bar{u}(k) + \hat{d}(k)$$

$$\hat{d}(k) = \Lambda(x(k) - z_d(k))$$

$$\bar{u}(k) = [i_q(k), \bar{u}_1(k), \bar{u}_2(k)]^T$$

$$f_m(k) = [\hat{W}_1^T(k)S_1(Z_1(k)), \hat{W}_2^T(k)S_2(Z_2(k)), \hat{W}_3^T(k)S_3(Z_3(k))]^T$$

其中, $z_d(k) = [z_{d1}(k), z_{d2}(k), z_{d3}(k)]^T$ 为扰动观测器的内部状态, $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\}$ 表示扰动观测器的设计参数, $\hat{d}(k) = [\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k), \hat{d}_3(k)]^T$ 表示扰动估计值, $x(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$, $f(k) = [f_2(x_2(k)), f_3(\bar{x}_4(k)), f_4(\bar{x}_4(k))]^T$ 表示已知的非线性项, $g = [g_2, g_3, g_4]^T$ 表示已知的常数。

7. 根据权利要求1所述的一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法, 其特征在于, 在步骤S6中, 设计前馈补偿器的补偿函数为:

$$f_{c1}(\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k)) = -\frac{1}{g_3} \left[\frac{k_1 + 2}{g_2} \hat{d}_1(k) + \hat{d}_2(k) \right]$$

$$f_{c2}(\hat{d}_3(k)) = -\frac{1}{g_4} \hat{d}_3(k)$$

其中, $\hat{d}_i(k), (i=1, 2, 3)$ 表示扰动观测器的输出信号。

一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及永磁同步电机位置跟踪控制的技术领域,具体涉及一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法。

背景技术

[0002] 永磁同步电机是一种由永磁体励磁的转子与定子空间磁场同步旋转的电机。与传统的电励磁电机和感应电机相比,永磁同步电机具有结构简单、体积小、效率高、功率密度高等显著优点,并已在位置控制、驱动牵引、高效动力输出等领域获得许多应用。此外,将网络引入到控制系统中设计网络化控制系统,改变了传统的点对点控制方式,拥有广阔的发展前景和研究意义。永磁同步电机作为控制系统中重要的执行机构,网络化成为了一个重要的发展趋势,在不断扩大的应用需求以及智能制造业的大背景下,永磁同步电机控制系统以其优良性能,正朝着高性能、数字化、智能化、网络化方向发展。

[0003] 由于永磁同步电机的多变量、非线性和强耦合等特点,传统控制理论无法实现其高性能要求。因此,将各种智能控制方法应用于永磁同步电机控制系统具有重要的应用价值。此外,在实际应用中,永磁同步电机系统通常会受到外部扰动的影响,导致控制性能欠佳。因此,如何提高系统的抗干扰能力也具有重要的应用意义;另外,工业无线网络及各类现场总线的应用是工厂自动化工程技术的发展趋势,永磁同步电机作为控制系统中重要的执行机构,网络化成为了一个重要的发展趋势,然而目前多数控制系统采用基于时间触发机制的控制模式,控制系统中的传感器按固定周期采样对象状态发送至控制器,控制器也按固定周期更新控制律并发送至执行器,冗余采样信号将浪费有限的网络带宽、计算和能量等资源。

发明内容

[0004] 本发明的目的是针对现有技术的不足,提出了一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法。针对永磁同步电机无法精确建模问题,该方法利用神经网络的万能逼近定理,结合反推设计方法实现自适应神经网络控制;针对网络带宽资源有限问题,该方法在控制器与执行器之间的网络通道引入事件触发机制,减少不必要的信号传输,达到有效节省网络带宽资源的目的;针对永磁同步电机控制系统存在匹配与非匹配扰动问题,该方法采用扰动观测器对扰动进行估计,并结合反推控制方法设计出前馈补偿器,从而提高系统的抗干扰能力。

[0005] 本发明的目的可以通过如下技术方案实现:

[0006] 本发明提供一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法,包括下述步骤:

[0007] S1:构建永磁同步电机的动力学模型和期望跟踪轨迹;构建以永磁同步电机转子位置、转子角速度、q轴电流和d轴电流作为状态变量的永磁同步电机q-d轴模型,并构建转子位置和d轴电流的期望跟踪轨迹;

[0008] S2:采用一阶向后差分法将永磁同步电机动力学模型离散化;

[0009] S3:构建作用于控制器与执行器之间网络通道的事件触发机制:

[0010] 定义位于控制器与执行器之间网络通道的信号传输误差为:

$$[0011] \quad u_e(k) = u_t(k) - u(k)$$

[0012] 其中, $u(k) = [u_1(k), u_2(k)]^T$, $u_t(k) = [u_{t1}(k), u_{t2}(k)]^T$ 和 $u_e(k) = [u_{e1}(k), u_{e2}(k)]^T$; $u_1(k)$, $u_2(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的控制器输出信号, $u_{t1}(k)$, $u_{t2}(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的执行器输入信号, $u_{e1}(k)$, $u_{e2}(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的网络通道两端信号的传输误差;

[0013] 设计网络通道传输信号的触发条件为:

$$[0014] \quad |u_{ei}(k)| \geq m_i$$

[0015] 其中, $m_i \geq 0$ 为触发条件中的设计参数, 当 $m_i = 0$ 时, 事件触发机制退化为时间触发机制;

[0016] 事件触发的时间序列 $\{k_{\tau i}\}$, $i = 1, 2$ 表示为:

$$[0017] \quad k_{\tau i+1} = \min_{k > k_{\tau i}} \{ |u_{ei}(k)| \geq m_i \}, (i = 1, 2)$$

[0018] 其中, τ 为自然数, $k_{\tau i}$ 为最近一次事件触发时刻, $k_{\tau i+1}$ 为下一次事件触发时刻; 在 $[k_{\tau i}, k_{\tau i+1})$ 时间区间内, 当触发条件满足时, $u_{ti}(k)$ 被更新为 $u_i(k)$ 在触发时刻 $k_{\tau i+1}$ 的值 $u_i(k_{\tau i+1})$, 否则 $u_{ti}(k)$ 受零阶保持器的作用, 始终保持为 $u_i(k)$ 在触发时刻 $k_{\tau i}$ 的值 $u_i(k_{\tau i})$;

[0019] S4:设计基于事件触发的自适应神经网络控制器:在控制器与执行器之间的网络通道引入事件触发机制, 结合反推设计方法构造基于事件触发的自适应神经网络控制器;

[0020] 所述自适应神经网络控制器表示为:

$$[0021] \quad \begin{aligned} u_1(k) = & -\frac{1}{g_3} [f_3(\bar{x}_4(k)) + \hat{W}_2^T(k) S_2(Z_2(k))] - \frac{k_1 + 1}{g_2} \hat{W}_1^T(k) S_1(Z_1(k)) \\ & - \frac{1}{g_2} [\hat{W}_1^T(k) - \gamma_1 S_1(Z_1(k)) (\hat{W}_1^T(k) S_1(Z_1(k)) + \sigma_1 e_2(k))]^T S_1(Z_1(k)) \end{aligned}$$

$$[0022] \quad u_2(k) = -\frac{1}{g_4} [f_4(\bar{x}_4(k)) + \hat{W}_3^T(k) S_3(Z_3(k))]$$

$$[0023] \quad \hat{W}_i(k+1) = \zeta_i \hat{W}_i(k) - \gamma_i S_i(Z_i(k)) (\hat{W}_i^T(k) S_i(Z_i(k)) + \sigma_i e_{i+1}(k)), \quad i = 1, 2, 3$$

[0024] 其中, g_2, g_3 和 g_4 为系统参数, $\bar{x}_4(k) = [x_1(k), x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$ 表示系统的状态变量, $f_3(\bar{x}_4)$ 和 $f_4(\bar{x}_4)$ 为系统已知的非线性函数, $\hat{W}_i(k)$ 为神经网络权值的估计值, $k_1 = 1 - BT/J$, J 和 B 表示系统参数, T 表示采样周期, ζ_i , γ_i 和 σ_i 表示设计常数, e_i ($i = 2, 3, 4$) 表示跟踪误差变量, $Z_1(k)$, $Z_2(k)$ 和 $Z_3(k)$ 表示神经网络的输入信号, $S(Z) = [s_1(Z), s_2(Z), \dots, s_l(Z)]^T$ 表示神经网络基函数向量, 正整数 l 为神经网络节点数量, $s_i(Z) = \prod_{j \in I_i} [s(z_j)]^{d_j^{(i)}} (i = 1, 2, \dots, l)$,

$\{I_1, I_2, \dots, I_l\}$ 为关于 $\{1, 2, \dots, m\}$ 的 l 个无序子集的集合, $s(z_j) = (e^{z_j} - e^{-z_j}) / (e^{z_j} + e^{-z_j})$ 为双曲正切函数;

[0025] S5:根据系统动力学模型构造扰动观测器;

[0026] S6:构建补偿匹配与非匹配扰动的前馈补偿器:针对匹配扰动,采用扰动观测器的扰动估计值进行补偿;针对非匹配扰动,通过反推设计方法,将位于非匹配通道的非匹配扰动过渡到匹配通道以进行补偿;

[0027] 构建永磁同步电机系统q轴与d轴上的前馈补偿器为:

$$[0028] \quad u_{c1}(k) = f_{c1}(\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k))$$

$$[0029] \quad u_{c2}(k) = f_{c2}(\hat{d}_3(k))$$

[0030] 其中, $\hat{d}_i(k), (i=1,2,3)$ 表示扰动观测器的输出信号, $f_{c1}(\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k))$ 和 $f_{c2}(\hat{d}_3(k))$ 为反推设计过程中设计的补偿函数;

[0031] S7:设计永磁同步电机网络化控制系统的输入信号为:

$$[0032] \quad \bar{u}_i(k) = u_{ci}(k) + u_{ii}(k),$$

[0033] 其中, $i=1,2$ 。

[0034] 作为优选的技术方案,步骤S1中所述永磁同步电机的动力学模型为:

$$[0035] \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$[0036] \quad \frac{d\omega}{dt} = -\frac{3n_p\Phi}{2J}i_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} + \Delta f_\omega(\omega) + d_\omega$$

$$[0037] \quad \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_q - n_p\omega i_d - \frac{n_p\Phi}{L}\omega + \frac{1}{L}u_q + \Delta f_q(\omega, i_q, i_d) + d_q$$

$$[0038] \quad \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_d + n_p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d + \Delta f_d(\omega, i_q, i_d) + d_d$$

$$[0039] \quad y_1 = \theta$$

$$[0040] \quad y_2 = i_d$$

[0041] 其中, θ, ω, i_q 和 i_d 是系统状态,分别为电机的转子位置,转子角速度,q轴电流和d轴电流; u_q 和 u_d 是系统输入,分别为q轴电压和d轴电压; y_1 和 y_2 是系统输出,分别为转子位置和d轴电流; J, n_p, B, L, R_s, T_L 和 Φ 是系统参数,分别为转动惯量,极值对,粘性摩擦力,定子电感,定子电阻,负载转矩和磁通量; $\Delta f_\omega(\omega), \Delta f_q(\omega, i_q, i_d)$ 和 $\Delta f_d(\omega, i_q, i_d)$ 是系统未知动态; d_ω 是系统外部非匹配扰动, d_q 和 d_d 是系统外部匹配扰动。

[0042] 作为优选的技术方案,步骤S1中所述永磁同步电机的期望跟踪轨迹为:

$$[0043] \quad y_{d1} = f_d(\theta)$$

$$[0044] \quad y_{d2} = 0$$

[0045] 其中, y_{d1} 为 y_1 的期望跟踪轨迹, $f_d(\theta)$ 为已知函数, y_{d2} 为 y_2 的期望跟踪轨迹并设计为零,用于维持恒流运行。

[0046] 作为优选的技术方案,步骤S2中所述采用一阶向后差分法将永磁同步电机动力学模型离散化,具体计算公式为:

$$[0047] \quad \theta(k+1) = \theta(k) + T\omega(k)$$

$$[0048] \quad \omega(k+1) = (1 - \frac{BT}{J})\omega(k) - \frac{T_L T}{J} + \frac{3n_p\Phi T}{2J}i_q(k) + T\Delta f_\omega(\omega(k)) + Td_\omega(k)$$

$$[0049] \quad i_q(k+1) = (1 - \frac{R_s T}{L}) i_q(k) - n_p T \omega(k) i_d(k) - \frac{n_p \Phi T}{L} \omega(k) + \frac{T}{L} u_q(k) + T \Delta f_q(\omega(k), i_q(k), i_d(k)) + T d_q(k)$$

$$[0050] \quad i_d(k+1) = (1 - \frac{R_s T}{L}) i_d(k) + n_p T \omega(k) i_q(k) + \frac{T}{L} u_d(k) + T \Delta f_d(\omega(k), i_q(k), i_d(k)) + T d_d(k)$$

[0051] 其中, T表示采样周期, 计算公式简化为:

$$[0052] \quad x_1(k+1) = x_1(k) + g_1 x_2(k)$$

$$[0053] \quad x_2(k+1) = f_2(x_2(k)) + \Delta f_2(x_2(k)) + g_2 x_3(k) + d_1(k)$$

$$[0054] \quad x_3(k+1) = f_3(\bar{x}_4(k)) + \Delta f_3(\bar{x}_4(k)) + g_3 \bar{u}_1(k) + d_2(k)$$

$$[0055] \quad x_4(k+1) = f_4(\bar{x}_4(k)) + \Delta f_4(\bar{x}_4(k)) + g_4 \bar{u}_2(k) + d_3(k)$$

[0056] 其中, $x_1(k) = \theta(k)$, $x_2(k) = \omega(k)$, $x_3(k) = i_q(k)$, $x_4(k) = i_d(k)$, $\bar{x}_4(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$, $f_2(x_2(k)) = (1 - BT/J) \omega(k) - T_L T/J$, $f_3(\bar{x}_4(k)) = (1 - R_s T/L) i_q(k) - n_p T \omega(k) i_d(k) - n_p \Phi T/L \omega(k)$, $f_4(\bar{x}_4(k)) = (1 - R_s T/L) i_d(k) + n_p T \omega(k) i_q(k)$, $g_1 = T$, $g_2 = 3 n_p \Phi T / (2J)$, $g_3 = T/L$, $g_4 = T/L$, $\Delta f_2(x_2(k)) = T \Delta f_\omega(\omega(k))$, $\Delta f_3(\bar{x}_4(k)) = T \Delta f_q(\omega(k), i_q(k), i_d(k))$, $\Delta f_4(\bar{x}_4(k)) = T \Delta f_d(\omega(k), i_q(k), i_d(k))$, $\bar{u}_1(k) = u_q(k)$, $\bar{u}_2(k) = u_d(k)$, $d_1(k) = T d_\omega(k)$, $d_2(k) = T d_q(k)$, $d_3(k) = T d_d(k)$ 。

[0057] 作为优选的技术方案, 步骤S4中所述控制器的设计过程误差变量 e_i , 其中, $i \in [1, 2, 3, 4]$, 所述误差变量 e_i 具体表示为:

$$[0058] \quad e_1(k) = x_1(k) - y_{d1}(k)$$

$$[0059] \quad e_2(k) = x_2(k) - a_1(k)$$

$$[0060] \quad e_3(k) = x_3(k) - a_2(k)$$

$$[0061] \quad e_4(k) = x_4(k)$$

$$[0062] \quad \alpha_1(k) = \frac{1}{g_1} (-x_1(k) + y_{d1}(k+1))$$

$$[0063] \quad \alpha_2(k) = \frac{1}{g_2} [-f_2(x_2(k)) - \hat{W}_1^T(k) S_1(Z_1(k)) + \frac{1}{g_1} (-x_1(k) - g_1 x_2(k) + y_{d1}(k+2))]$$

[0064] 其中, $\alpha_1(k)$ 和 $\alpha_2(k)$ 表示虚拟控制量。

[0065] 作为优选的技术方案, 步骤S5中所述根据系统动力学模型构造扰动观测器, 具体表示为:

$$[0066] \quad z_d(k+1) = z_d(k) - x(k) + f(k) + f_{nn}(k) + g \bar{u}(k) + \hat{d}(k)$$

$$[0067] \quad \hat{d}(k) = \Lambda(x(k) - z_d(k))$$

$$[0068] \quad \bar{u}(k) = [i_q(k), \bar{u}_1(k), \bar{u}_2(k)]^T$$

$$[0069] \quad f_{nn}(k) = [\hat{W}_1^T(k) S_1(Z_1(k)), \hat{W}_2^T(k) S_2(Z_2(k)), \hat{W}_3^T(k) S_3(Z_3(k))]^T$$

[0070] 其中, $z_d(k) = [z_{d1}(k), z_{d2}(k), z_{d3}(k)]^T$ 为扰动观测器的内部状态, $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\}$ 表示扰动观测器的设计参数, $\hat{d}(k) = [\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k), \hat{d}_3(k)]^T$ 表示扰动估计值, $x(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$, $f(k) = [f_2(x_2(k)), f_3(\bar{x}_4(k)), f_4(\bar{x}_4(k))]^T$ 表示已知的非线性项, $g = [g_2, g_3, g_4]^T$ 表示已知的常数。

[0071] 作为优选的技术方案,在步骤S6中,设计前馈补偿器的补偿函数为:

$$[0072] \quad f_{c1}(\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k)) = -\frac{1}{g_3} \left[\frac{k_1+2}{g_2} \hat{d}_1(k) + \hat{d}_2(k) \right]$$

$$[0073] \quad f_{c2}(\hat{d}_3(k)) = -\frac{1}{g_4} \hat{d}_3(k)$$

[0074] 其中, $\hat{d}_i(k), (i=1,2,3)$ 表示扰动观测器的输出信号。

[0075] 本发明与现有技术相比,具有如下优点和有益效果:

[0076] 1、本发明通过设计自适应神经网络控制器,利用神经网络的万能逼近定理,结合反推控制方法实现自适应神经网络控制,解决因永磁同步电机无法精确建模而导致的控制性能问题。

[0077] 2、本发明通过设计扰动观测器对扰动进行估计,并结合反推控制方法设计出前馈补偿器,解决了永磁同步电机控制系统存在匹配与非匹配扰动问题,提高了系统的抗干扰能力。

[0078] 3、本发明通过设计合理的扰动观测器,结合反推控制方法,解决了控制器设计过程中非匹配扰动引发的因果矛盾问题。

[0079] 4、本发明通过设计事件触发机制,针对网络带宽资源有限问题,引入该事件触发机制,减少不必要的信号传输,达到有效节省网络带宽资源的目的。

附图说明

[0080] 图1为永磁同步电机系统示意图。

[0081] 图2为本实施例永磁同步电机的整体控制框图。

[0082] 图3为本实施例位置与期望位置跟踪轨迹图。

[0083] 图4为本实施例位置跟踪误差变化曲线图。

[0084] 图5为本实施例q轴的事件触发控制与时间触发控制所需触发次数比较图。

[0085] 图6为本实施例q轴的事件触发时间间隔表示图。

[0086] 图7为本实施例q轴的系统输入变化曲线图。

[0087] 图8为本实施例d轴电流变化曲线图。

[0088] 图9为本实施例d轴的事件触发控制与时间触发控制所需触发次数比较图。

[0089] 图10为本实施例d轴的事件触发时间间隔表示图。

[0090] 图11为本实施例d轴的系统输入变化曲线图。

[0091] 图12为本实施例神经网络权值收敛仿真图。

[0092] 图13为本实施例神经网络逼近系统未知动态效果图。

[0093] 图14为本实施例扰动与扰动观测量变化曲线图。

具体实施方式

[0094] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。

[0095] 实施例:

[0096] 如图1、图2所示,本实施例提供了一种基于事件触发的永磁同步电机位置跟踪控制方法,其详细实施过程包括:

[0097] 步骤1、建立永磁同步电机的动力学模型:

$$[0098] \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$[0099] \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{3n_p\Phi}{2J}i_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} + \Delta f_\omega(\omega) + d_\omega$$

$$[0100] \quad \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_q - n_p\omega i_d - \frac{n_p\Phi}{L}\omega + \frac{1}{L}u_q + \Delta f_q(\omega, i_q, i_d) + d_q$$

$$[0101] \quad \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_d + n_p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d + \Delta f_d(\omega, i_q, i_d) + d_d$$

$$[0102] \quad y_1 = \theta$$

$$[0103] \quad y_2 = i_d$$

[0104] 其中, θ , ω , i_q 和 i_d 是系统状态,分别为电机的转子位置,转子角速度,q轴电流和d轴电流; u_q 和 u_d 是系统输入,分别为q轴电压和d轴电压; y_1 和 y_2 是系统输出,分别为转子位置和d轴电流; J , n_p , B , L , R_s , T_L 和 Φ 是系统参数,分别为转动惯量,极值对,粘性摩擦力,定子电感,定子电阻,负载转矩和磁通量; $\Delta f_\omega(\omega)$, $\Delta f_q(\omega, i_q, i_d)$ 和 $\Delta f_d(\omega, i_q, i_d)$ 是系统未知动态; d_ω 是系统外部非匹配扰动, d_q 和 d_d 是系统外部匹配扰动。

[0105] 建立永磁同步电机的期望跟踪轨迹:

$$[0106] \quad y_{d1} = f_d(\theta)$$

$$[0107] \quad y_{d2} = 0$$

[0108] 其中, y_{1d} 为 y_1 的期望跟踪轨迹, $f_d(\theta)$ 为已知函数, y_{2d} 为 y_2 的期望跟踪轨迹并设计为零,以维持恒流运行。

[0109] 本实施例中选取的永磁同步电机模型的相关参数分别为:

$$[0110] \quad J=0.00375\text{Kg}\cdot\text{m}^2, n_p=3, B=0.001158\text{Nm}/(\text{rad}/\text{s}), L=0.00315\text{H}, R_s=0.68\Omega, T_L=1\text{Nm}, \Phi=0.1245\text{H}, d_\omega=2\sin(\pi k), d_q=0.8\sin(\pi k), d_d=0.3\sin(\pi k), \Delta f_\omega(\omega)=0.1\omega-0.15, \Delta f_q(\omega, i_q, i_d)=-0.02i_q-0.07\omega-0.002\omega i_d, \Delta f_d(\omega, i_q, i_d)=-0.02i_d+0.002\omega i_q。$$

$$[0111] \quad \text{本实施例中给定的期望跟踪轨迹为 } y_{1d} = 2\sin(\frac{\pi k}{2}), y_{2d}=0。$$

[0112] 步骤2、永磁同步电机的动力学模型离散化为:

$$[0113] \quad \theta(k+1) = \theta(k) + T\omega(k)$$

$$[0114] \quad \omega(k+1) = (1 - \frac{BT}{J})\omega(k) - \frac{T_L T}{J} + \frac{3n_p\Phi T}{2J}i_q(k) + T\Delta f_\omega(\omega(k)) + Td_\omega(k)$$

$$[0115] \quad i_q(k+1) = (1 - \frac{R_s T}{L})i_q(k) - n_p T\omega(k)i_d(k) - \frac{n_p\Phi T}{L}\omega(k) + \frac{T}{L}u_q(k) + T\Delta f_q(\omega(k), i_q(k), i_d(k)) + Td_q(k)$$

$$[0116] \quad i_d(k+1) = (1 - \frac{R_s T}{L})i_d(k) + n_p T\omega(k)i_q(k) + \frac{T}{L}u_d(k) + T\Delta f_d(\omega(k), i_q(k), i_d(k)) + Td_d(k)$$

[0117] 其中, T 是采样周期。为方便陈述,将以上方程简记为:

$$[0118] \quad x_1(k+1) = x_1(k) + g_1 x_2(k)$$

$$[0119] \quad x_2(k+1) = f_2(x_2(k)) + \Delta f_2(x_2(k)) + g_2 x_3(k) + d_1(k)$$

$$[0120] \quad x_3(k+1) = f_3(\bar{x}_4(k)) + \Delta f_3(\bar{x}_4(k)) + g_3 \bar{u}_1(k) + d_2(k)$$

$$[0121] \quad x_4(k+1) = f_4(\bar{x}_4(k)) + \Delta f_4(\bar{x}_4(k)) + g_4 \bar{u}_2(k) + d_3(k)$$

$$[0122] \quad \text{其中, } x_1(k) = \theta(k), x_2(k) = \omega(k), x_3(k) = i_q(k), x_4(k) = i_d(k),$$

$$\bar{x}_4(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T, f_2(x_2(k)) = (1 - B T / J) \omega(k) - T L T / J,$$

$$f_3(\bar{x}_4(k)) = (1 - R_s T / L) i_q(k) - n_p T \omega(k) i_d(k) - n_p \Phi T / L \omega(k), f_4(\bar{x}_4(k)) = (1 - R_s T / L) i_d(k) + n_p T \omega(k) i_q(k),$$

$$g_1 = T, g_2 = 3 n_p \Phi T / (2 J), g_3 = T / L, g_4 = T / L, \Delta f_2(x_2(k)) = T \Delta f_\omega(\omega(k)),$$

$$\Delta f_3(\bar{x}_4(k)) = T \Delta f_q(\omega(k), i_q(k), i_d(k)), \Delta f_4(\bar{x}_4(k)) = T \Delta f_d(\omega(k), i_q(k), i_d(k)),$$

$$\bar{u}_1(k) = u_q(k), \bar{u}_2(k) = u_d(k), d_1(k) = T d_\omega(k), d_2(k) = T d_q(k), d_3(k) = T d_d(k)。$$

[0123] 本实施例中的采样周期参数设计为 $T=0.0055$,系统初始状态设置为 $x_1(k)=0.3$, $x_2(k)=0.5$, $x_3(k)=0.5$, $x_4(k)=0.5$ 。

[0124] 步骤3、设计作用于控制器与执行器之间网络通道的事件触发机制:

[0125] 定义位于控制器与执行器之间网络通道的信号传输误差为:

$$[0126] \quad u_e(k) = u_t(k) - u(k)$$

[0127] 其中, $u(k) = [u_1(k), u_2(k)]^T$, $u_t(k) = [u_{t1}(k), u_{t2}(k)]^T$ 和 $u_e(k) = [u_{e1}(k), u_{e2}(k)]^T$; $u_1(k)$, $u_2(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的控制器输出信号, $u_{t1}(k)$, $u_{t2}(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的执行器输入信号, $u_{e1}(k)$, $u_{e2}(k)$ 分别为永磁同步电机系统q轴与d轴上的网络通道两端信号的传输误差;

[0128] 设计网络通道传输信号的触发条件为:

$$[0129] \quad |u_{ei}(k)| \geq m_i, (i=1, 2)$$

[0130] 其中, $m_i \geq 0$ 为触发条件中的设计参数,当 $m_i=0$ 时,事件触发机制退化为时间触发机制。

[0131] 因此,事件触发的时间序列 $\{k_{\tau i}\}$, $i=1, 2$ 可以表示为:

$$[0132] \quad k_{\tau i+1} = \min_{k > k_{\tau i}} \{ |u_{ei}(k)| \geq m_i \}, (i=1, 2)$$

[0133] 其中, $k_{\tau i}$ 为最近一次事件触发时刻, $k_{\tau i+1}$ 为下一次事件触发时刻。在 $[k_{\tau i}, k_{\tau i+1})$ 时间区间内,当触发条件满足时, $u_{ti}(k)$ 会被更新为 $u_i(k)$ 在触发时刻 $k_{\tau i+1}$ 的值 $u_i(k_{\tau i+1})$,否则 $u_{ti}(k)$ 会受零阶保持器的作用始终保持为 $u_i(k)$ 在上一个触发时刻 $k_{\tau i}$ 的值 $u_i(k_{\tau i})$ 。

[0134] 本实施例中事件触发机制的参数设计为: $m_1=0.1$, $m_2=0.05$ 。

[0135] 步骤4、设计基于事件触发的自适应神经网络控制器为:

[0136] 采用反推设计方法,定义系统误差方程为:

$$[0137] \quad e_1(k) = x_1(k) - y_d(k)$$

$$[0138] \quad e_2(k) = x_2(k) - \alpha_1(k)$$

$$[0139] \quad e_3(k) = x_3(k) - \alpha_2(k)$$

$$[0140] \quad e_4(k) = x_4(k)$$

[0141] 其中, $\alpha_1(k)$ 和 $\alpha_2(k)$ 为虚拟控制量。

[0142] 根据李雅普诺夫函数稳定性分析,设计虚拟控制量为:

$$[0143] \quad \alpha_1(k) = \frac{1}{g_1}(-x_1(k) + y_d(k+1))$$

$$[0144] \quad \alpha_2(k) = \frac{1}{g_2}[-f_2(x_2(k)) - \hat{W}_1^T(k)S_1(Z_1(k)) + \frac{1}{g_1}(-x_1(k) - g_1x_2(k) + y_d(k+2))]$$

[0145] 设计自适应神经网络控制器为：

$$[0146] \quad u_1(k) = -\frac{1}{g_3}[f_3(\bar{x}_4(k)) + \hat{W}_2^T(k)S_2(Z_2(k))] - \frac{k_1+1}{g_2}\hat{W}_1^T(k)S_1(Z_1(k)) \\ - \frac{1}{g_2}[\hat{W}_1^T(k) - \gamma_1S_1(Z_1(k))(\hat{W}_1^T(k)S_1(Z_1(k)) + \sigma_1e_2(k))]^T S_1(Z_1(k))$$

$$[0147] \quad u_2(k) = -\frac{1}{g_4}[f_4(\bar{x}_4(k)) + \hat{W}_3^T(k)S_3(Z_3(k))]$$

$$[0148] \quad \hat{W}_i(k+1) = \zeta_i \hat{W}_i(k) - \gamma_i S_i(Z_i(k))(\hat{W}_i^T(k)S_i(Z_i(k)) + \sigma_i e_{i+1}(k)), \quad i=1,2,3$$

[0149] 其中, $k_1=1-BT/J$, $\hat{W}_i(k)(i=1,2,3)$ 为神经网络权值的估计值, $\zeta_i, \gamma_i, \sigma_i$ 为设计常数, $Z_1(k) = x_2(k)$, $Z_2(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$ 和 $Z_3(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$ 为神经网络的输入信号, 基函数向量选取为 $S(Z) = [s_1(Z), s_2(Z), \dots, s_l(Z)]^T$, 正整数 l 为神经网络节点数量, $s_i(Z) = \prod_{j \in I_i} [s(z_j)]^{d_j(i)} (i=1,2,\dots,l)$, $\{I_1, I_2, \dots, I_l\}$ 为关于 $\{1,2,\dots,m\}$ 的 l 个无序子集的集合, $s(z_j) = (e^{z_j} - e^{-z_j}) / (e^{z_j} + e^{-z_j})$ 为双曲正切函数。

[0150] 将步骤4中的事件触发机制引入自适应神经网络控制器与执行器之间的网络通道, 则可得到基于事件触发的自适应神经网络控制器 $u_{ti}(k)$ 。

[0151] 本实施例中神3个神经网络的节点数量分别设计为: $l_1=5, l_2=19, l_3=10$ 。神经网络的权值更新率参数分别设计为 $\zeta_1=1, \gamma_1=0.08, \sigma_1=0.1; \zeta_2=0.9, \gamma_2=0.09, \sigma_2=0.05$ 和 $\zeta_3=1, \gamma_3=0.01, \sigma_3=0.1$ 。

[0152] 步骤5、设计扰动观测器为：

$$[0153] \quad z_d(k+1) = z_d(k) - x(k) + f(k) + f_m(k) + g\bar{u}(k) + \hat{d}(k)$$

$$[0154] \quad \hat{d}(k) = \Lambda(x(k) - z_d(k))$$

[0155] 其中, $z_d(k) = [z_{d1}(k), z_{d2}(k), z_{d3}(k)]^T$ 为扰动观测器的内部状态, $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\}$ 为扰动观测器的设计参数, $\hat{d}(k) = [\hat{d}_1(k), \hat{d}_2(k), \hat{d}_3(k)]^T$ 为扰动估计值, $x(k) = [x_2(k), x_3(k), x_4(k)]^T$, $f(k) = [f_2(x_2(k)), f_3(\bar{x}_4(k)), f_4(\bar{x}_4(k))]^T$, $g = [g_2, g_3, g_4]^T$, $\bar{u}(k) = [i_q(k), \bar{u}_1(k), \bar{u}_2(k)]^T$, $f_m(k) = [\hat{W}_1^T(k)S_1(Z_1(k)), \hat{W}_2^T(k)S_2(Z_2(k)), \hat{W}_3^T(k)S_3(Z_3(k))]^T$ 为使用神经网络对系统未知动态进行逼近的结果。

[0156] 本实施例中扰动观测器的参数设计为: $\lambda_1=0.5, \lambda_2=0.5, \lambda_3=0.5$ 。

[0157] 步骤6、设计补偿匹配与非匹配扰动的前馈补偿器为：

[0158] 针对匹配扰动, 直接使用扰动观测器的扰动估计值进行补偿; 针对非匹配扰动, 通过反推设计方法, 将位于非匹配通道的非匹配扰动过渡到匹配通道以进行补偿。设计永磁

同步电机系统q轴与d轴上的前馈补偿器为：

$$[0159] \quad u_{c1}(k) = -\frac{1}{g_3} \left[\frac{k_1+2}{g_2} \hat{d}_1(k) + \hat{d}_2(k) \right]$$

$$[0160] \quad u_{c2}(k) = -\frac{1}{g_4} \hat{d}_3(k)$$

[0161] 步骤7、永磁同步电机网络化控制系统的输入信号为：

$$[0162] \quad \bar{u}_i(k) = u_{ci}(k) + u_{ii}(k), (i=1,2)。$$

[0163] 本实施例中，将结合仿真结果及曲线图结合分析如下：

[0164] 如图3、图4所示，从位置与期望位置跟踪轨迹图、位置跟踪误差变化曲线图中可以得出，永磁同步电机位置跟踪性能良好，位置跟踪误差收敛到零的小邻域内；

[0165] 如图5、图6所示，从q轴的事件触发控制与时间触发控制所需触发次数比较图、以及q轴的事件触发时间间隔表示图中可以得出，时间触发控制方式需要触发800次，而事件触发控制方式只需触发500次，因此事件触发控制方式能够在保证位置跟踪性能的基础上，有效降低触发次数，从而节省系统网络带宽资源；

[0166] 如图7所示，从q轴的系统输入变化曲线图中可以得出q轴的系统输入有界，同时给定的系统输入稳定，保障该系统在实际中可以运用；

[0167] 如图8、图9、图10所示，结合d轴的事件触发控制与时间触发控制所需触发次数比较图可以得出，d轴的事件触发控制方式仅触发9次，该方式使得d轴电流的收敛误差处于可接受范围内的同时，能够极大地减少事件触发次数；

[0168] 如图11所示，在d轴的系统输入变化曲线图中可以得出d轴的系统输入有界，同时给定的系统输入稳定，保障该系统在实际中可以运用；

[0169] 如图12所示，从神经网络权值收敛仿真图中可以得出3个神经网络的权值均是有界的；

[0170] 如图13所示，从3个神经网络分别逼近3个系统未知动态的效果图可以得出，本实施例逼近效果良好；

[0171] 如图14所示，从扰动与扰动观测量变化曲线图中可以得出，扰动观测器能够很好地估计出不可测扰动量，此外，扰动与扰动观测量变化曲线图中的扰动估计值出现偏差的原因在于扰动估计值不仅估计了扰动量，还估计了神经网络逼近系统未知动态时所产生的逼近误差。

[0172] 图14为扰动与扰动观测量变化曲线图，可以看出扰动观测器能够很好地估计出不可测扰动量。此外，图14中的扰动估计值出现偏差的原因在于扰动估计值不仅估计了扰动量，还估计了神经网络逼近系统未知动态时所产生的逼近误差。

[0173] 以上所述，仅为本发明专利较佳的实施例，但本发明专利的保护范围并不局限于此，任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明专利所公开的范围内，根据本发明专利的技术方案及其发明专利构思加以等同替换或改变，都属于本发明专利的保护范围。

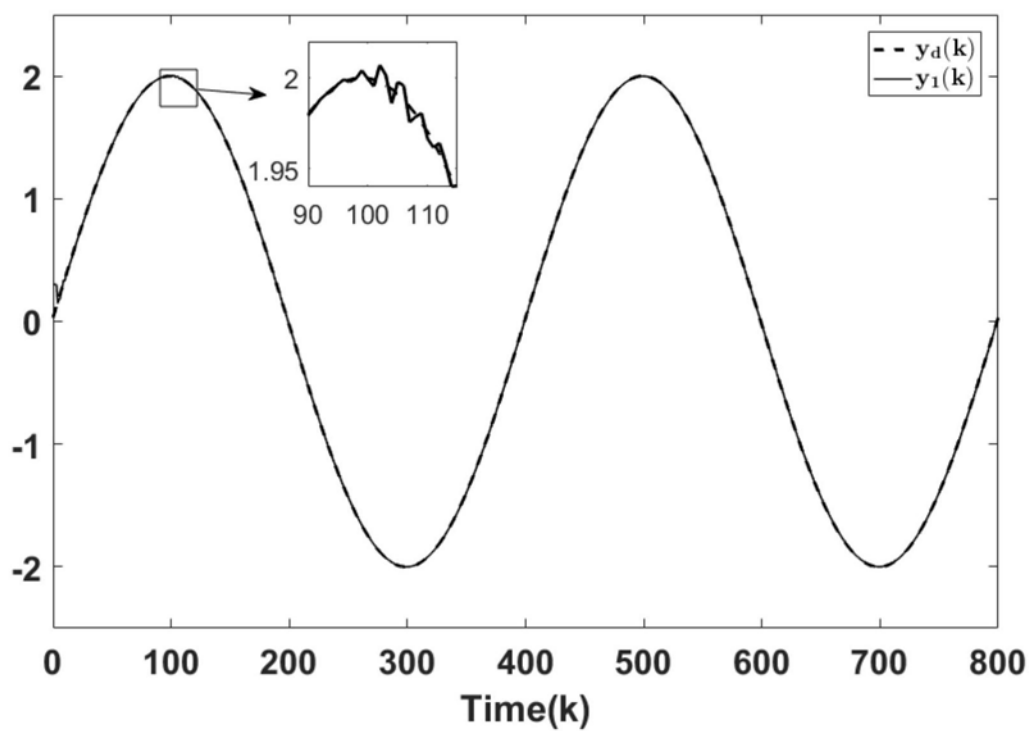


图3

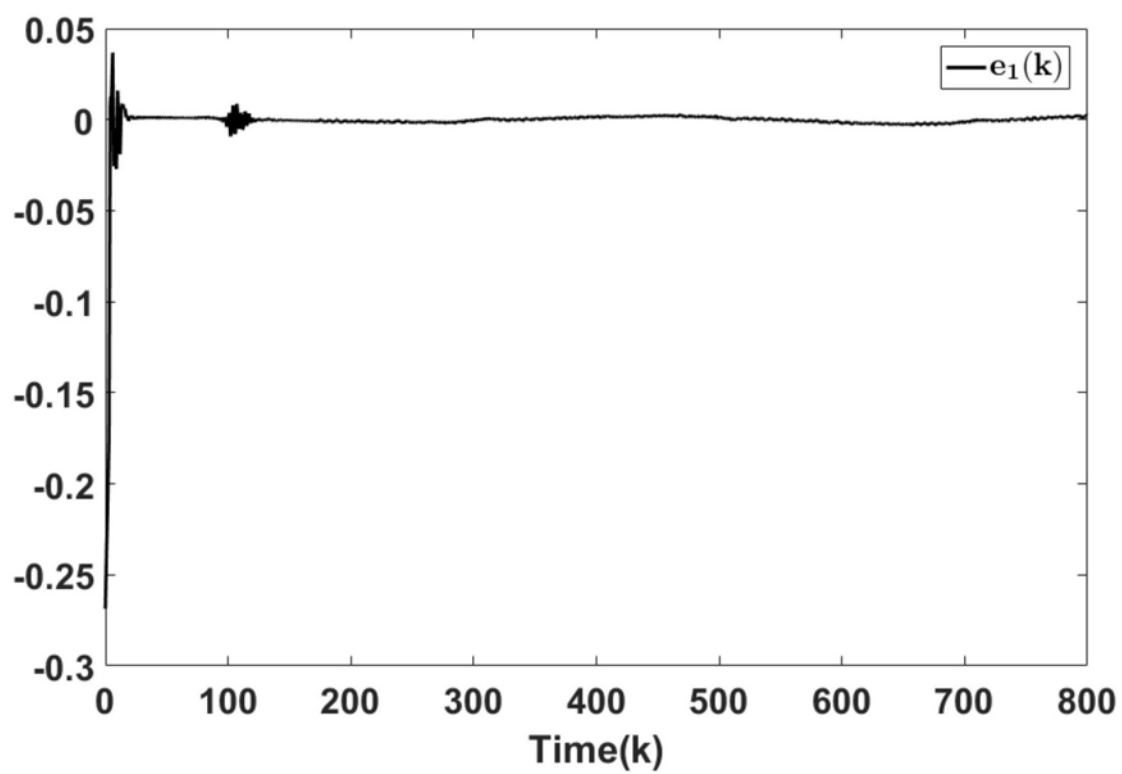


图4

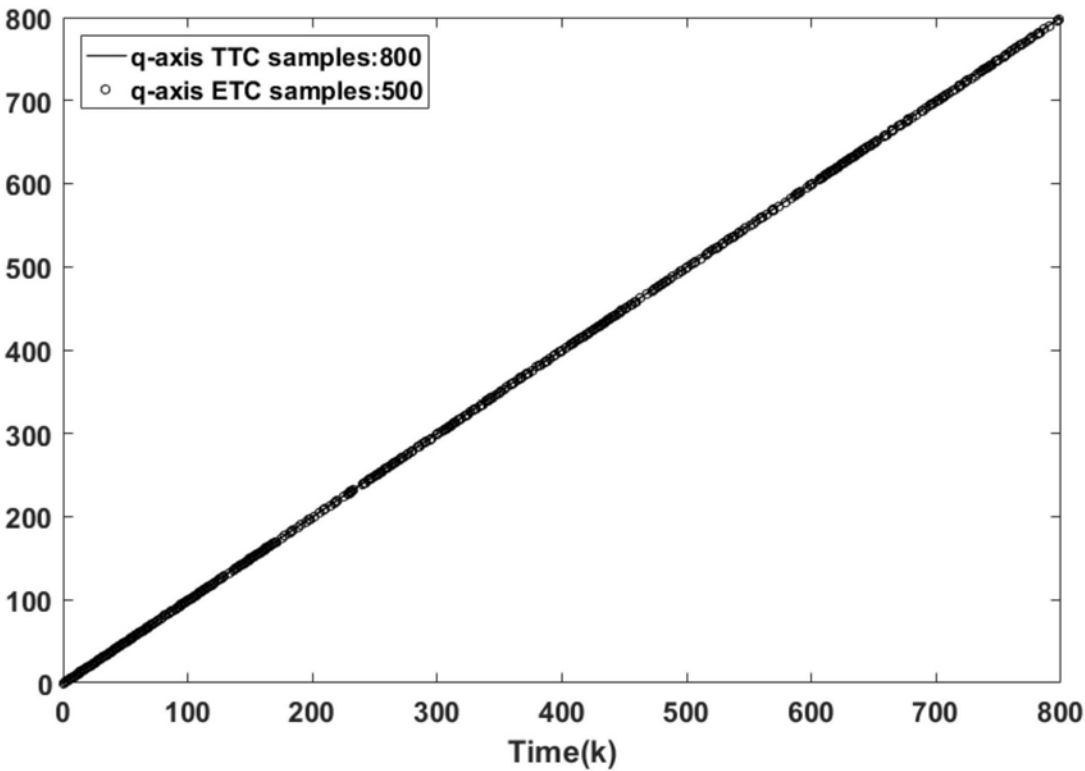


图5

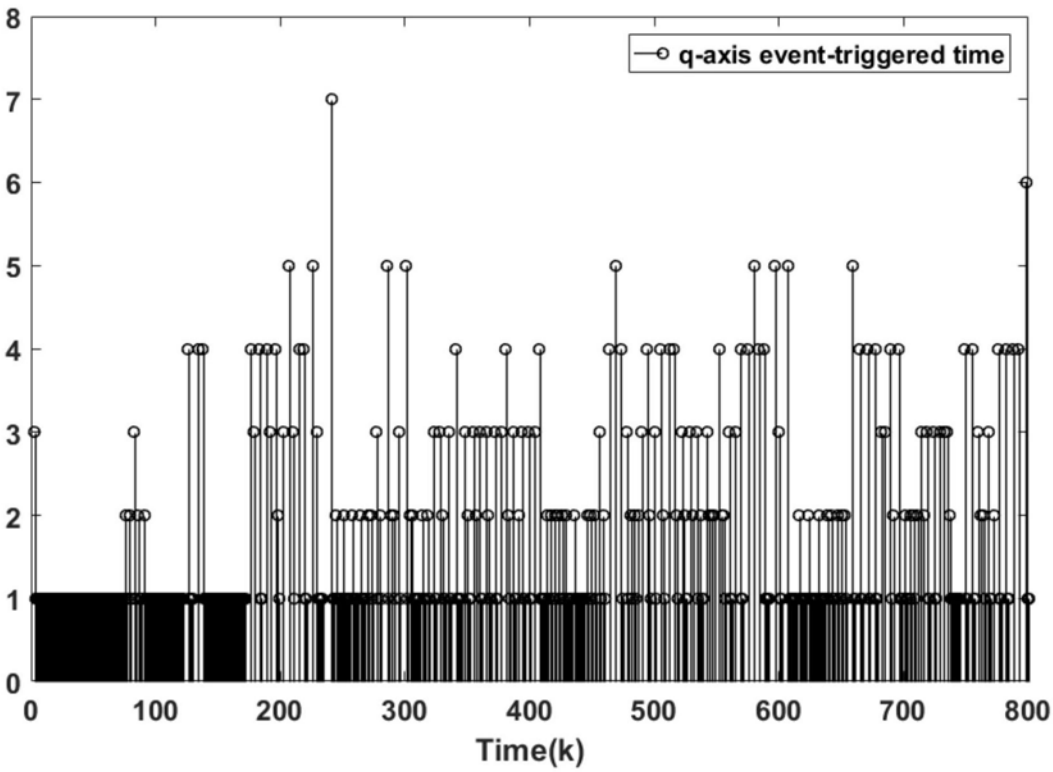


图6

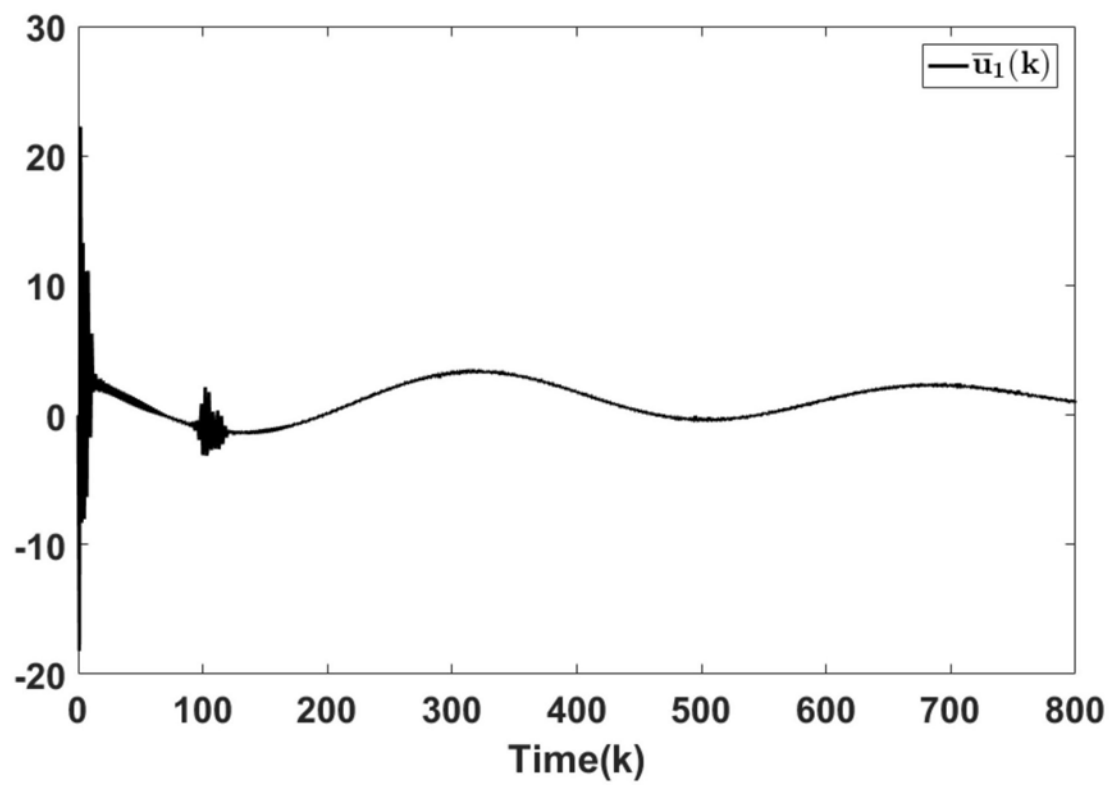


图7

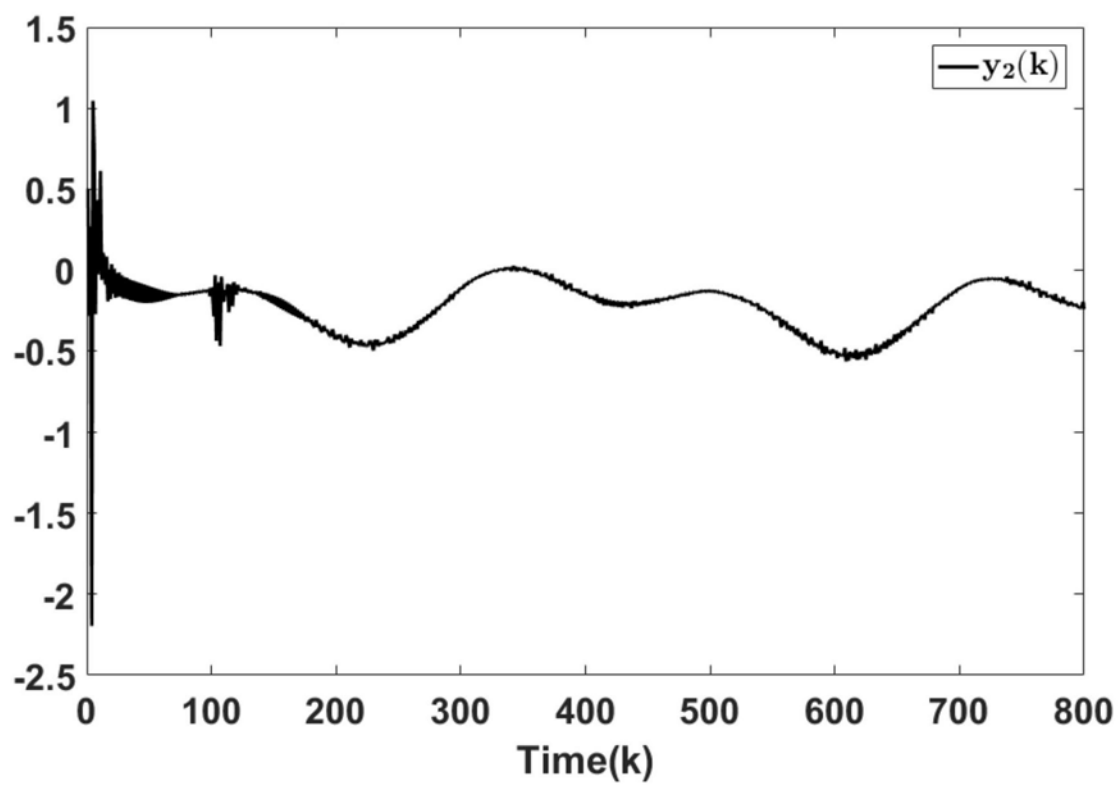


图8

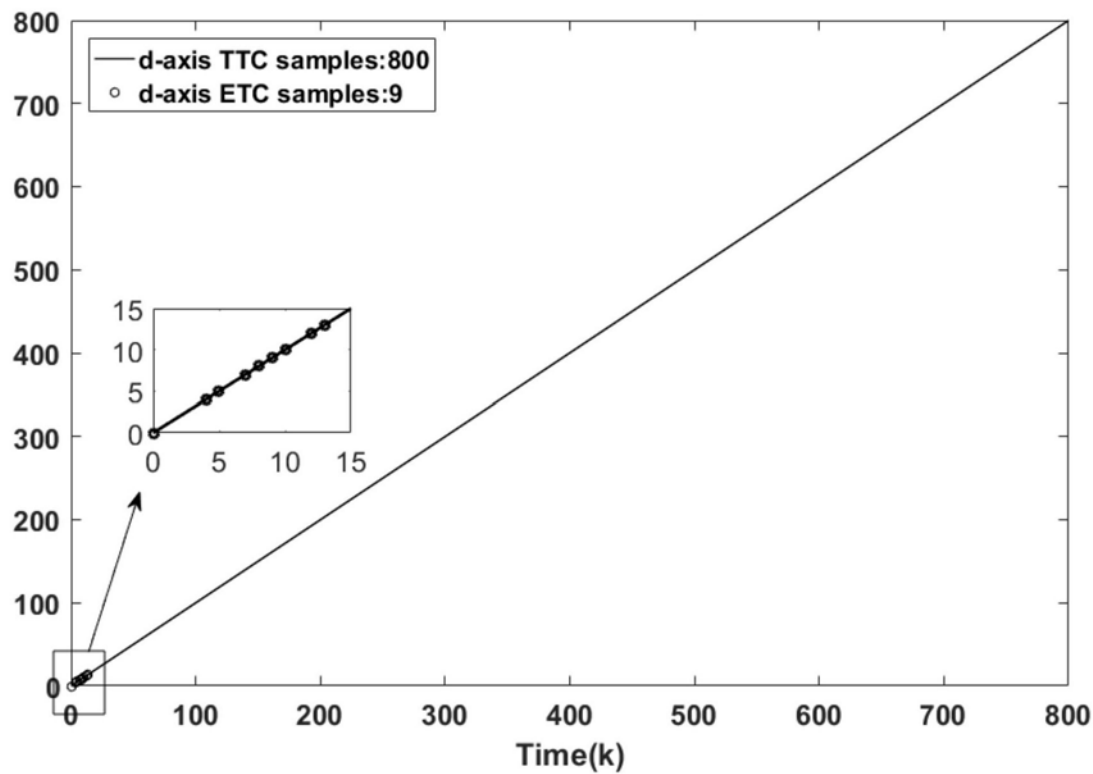


图9

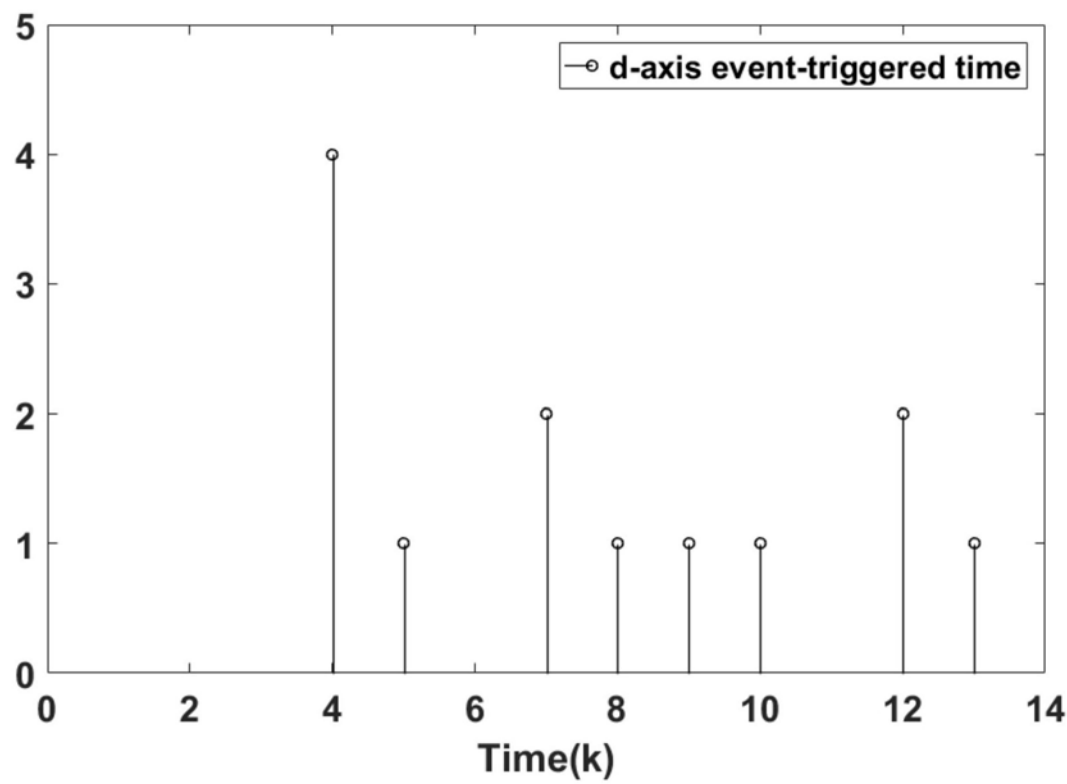


图10

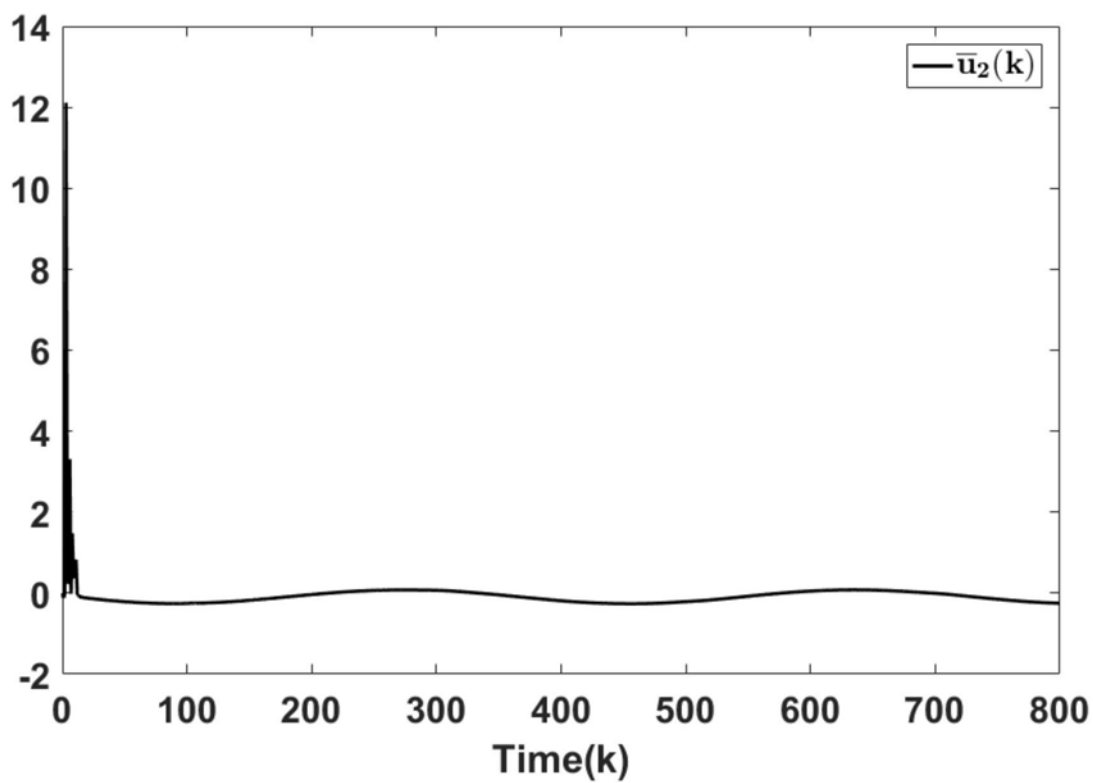


图11

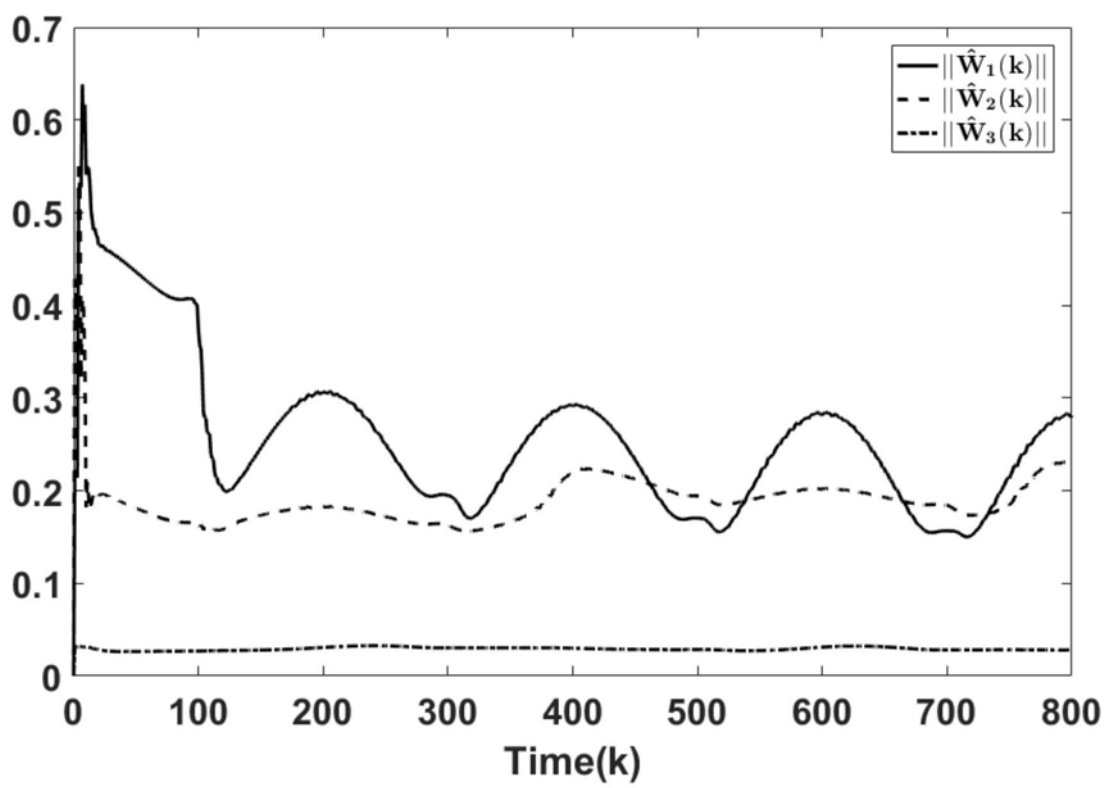


图12

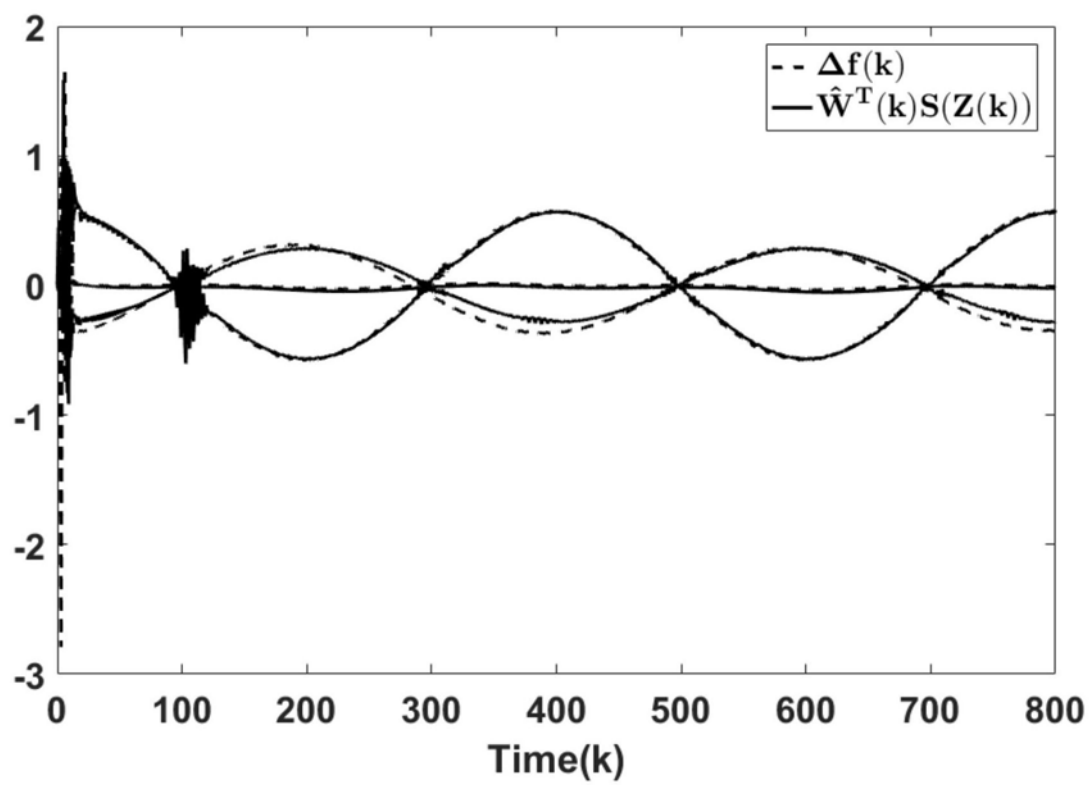


图13

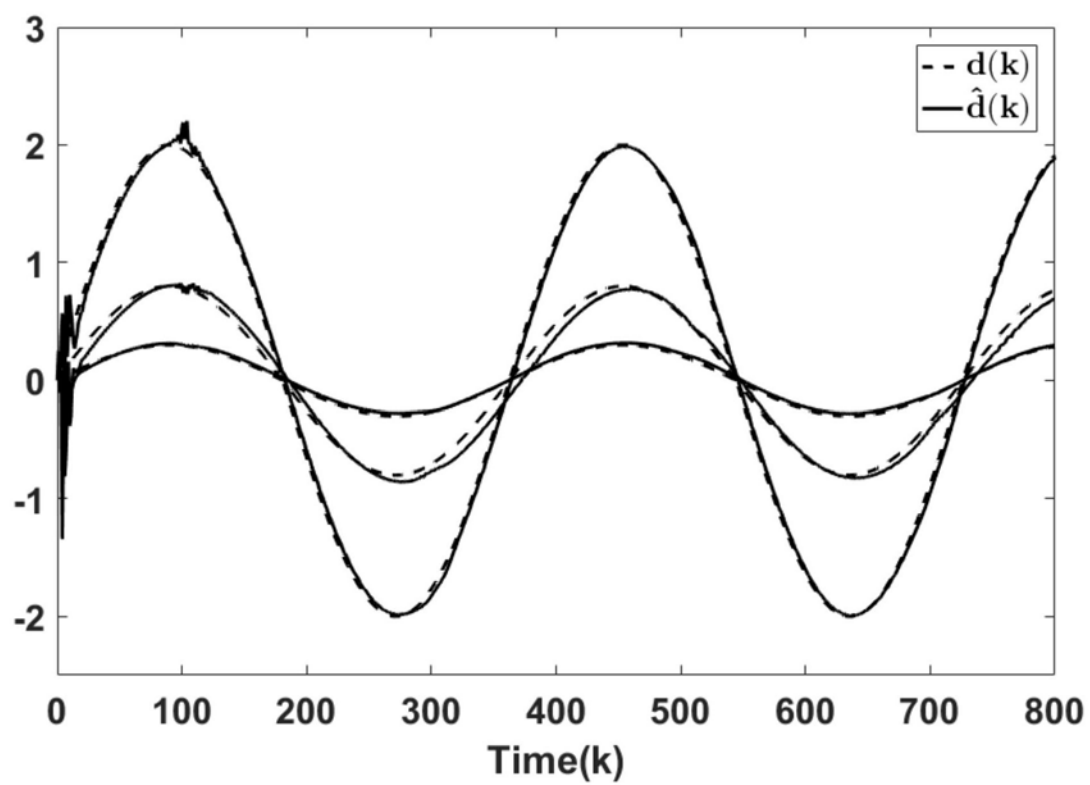


图14