



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113067520 B

(45) 授权公告日 2021.11.12

(21) 申请号 202110230411.X

H02P 21/22 (2016.01)

(22) 申请日 2021.03.02

H02P 21/00 (2016.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 113067520 A

(56) 对比文件

CN 112332718 A, 2021.02.05

CN 111555680 A, 2020.08.18

(43) 申请公布日 2021.07.02

US 2020328709 A1, 2020.10.15

(73) 专利权人 南京理工大学

地址 210094 江苏省南京市玄武区孝陵卫  
200号

Le Sun et al. "Investigation of a Practical Convex-Optimization-Based Sensorless Scheme for IPMSM Drives".《IEEE Transactions on Power Electronics》.2019, 柳青秀等.基于长短时记忆一自编码神经网络的风电机性能评估及异常检测.《计算机集成制造系统》.2019, (第12期),

(72) 发明人 陈龙淼 孙乐 邹权 陈红彬

审查员 舒红芳

(74) 专利代理机构 南京理工大学专利中心

32203

代理人 岑丹

(51) Int. Cl.

H02P 21/24 (2016.01)

H02P 21/18 (2016.01)

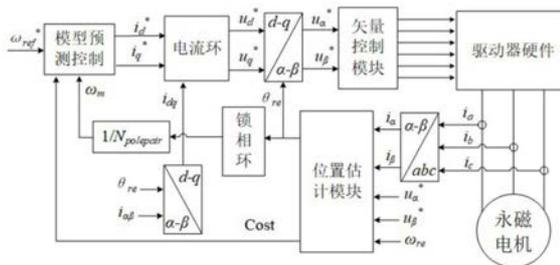
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,在无位置传感器的情况下通过电压、电流以及电机电流环模型及其参数估计永磁电机转子位置和转速;在速度环中采用模型预测控制,通过调节模型预测控制的动态响应参数加快或者降低速度环响应速度,速度环的转速反馈即为电流环估计的转速信息。本发明的核心创新点在于建立了通过电流环估计残差自适应调节速度环模型预测控制器动态响应的机制,在实现无位置传感器控制的同时提高了系统稳定性。



1. 一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,其特征在于,具体步骤为:

步骤1:通过转速指令与实际电机转速的误差,基于运动方程计算d-q轴电流指令参考值;

步骤2:根据d-q轴电流指令参考值,电流传感器采样得到三相电机相电流,通过Clark变换获得 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电流,再通过Park变换获得d-q轴实际电流;在d-q轴系下根据d-q轴实际电流通过PI调节器以及d-q轴解耦计算,计算d-q轴电压指令参考值;

步骤3:通过反Park变换获得 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电压指令;基于空间矢量脉宽调制方法并通过矢量控制模块通过 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电压指令调制6路脉宽可调的矩形波通过驱动器硬件部分驱动6路开关管,驱动电机旋转;

步骤4:将 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电流、 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电压指令,以及上一时刻估计转速 $\omega_{re}$ 输入位置估计模块,根据损失函数通过牛顿迭代法,计算出当前转子位置和Cost值;转子位置通过锁相环,对噪声造成的估计波动进行滤波,并计算出当前时刻的转子电气角速度;

步骤5:根据转速反馈与转速指令计算规划未来N个采样周期参考转速轨迹,通过模型预测算法预测未来N个采样周期的转速预测值,并建立基于规划转速与预测转速差值的损失函数,通过搜索建立的损失函数极值计算电流指令参考值;

其中,未来N个采样周期参考转速轨迹 $\omega_{ref}(1) \dots \omega_{ref}(N)$ 计算方法为:

$\omega_{ref}(i) = \omega_{ref}^*(0) - \alpha_r^i [\omega_{ref}^*(0) - \omega(0)]$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , 其中,  $\alpha_r = e^{-(T_s/T_r)}$ ,  $T_s$ 是转速环采样时间,  $T_r$ 是速度环动态响应时间,  $\omega(0)$ 是当前实际转速反馈,即 $\omega_m$ ;

未来N个采样周期的转速预测值 $\omega_p(1) \dots \omega_p(N)$ 计算方法为:

$$\omega_p(i) = \omega_p(0) + \frac{iT_s K_t}{J} \left(1 - \frac{T_s}{T_e}\right) i_{MPC}^*, i = 1, 2, \dots, N,$$

其中,  $T_e = K_t \cdot i_{MPC}^*$ ,  $K_t$ 是电流转矩系数,  $T_L$ 是负载转矩,  $J$ 是系统机械惯量,  $\omega(0)$ 是当前实际转速反馈,  $T_s$ 是转速环采样时间,  $i_{MPC}^*$ 是电流参考值;

步骤6:以步骤5中得到电流指令参考值作为电流环新的输入,重复步骤2~步骤5,形成闭环控制。

2. 根据权利要求1所述的基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,其特征在于,步骤2中的d-q轴解耦计算,具体为:

$$\begin{cases} u_d^* = u_d^{PI*} - \omega_{re} L_q i_q \\ u_q^* = u_q^{PI*} + \omega_{re} (L_d i_d + \varphi_e) \end{cases}$$

其中 $u_d^{PI*}$ 和 $u_q^{PI*}$ 是PI调节器计算出的电压参考指令,  $L_d$ 和 $L_q$ 是d-q轴电感,  $\varphi_e$ 是永磁磁链,  $\omega_{re}$ 为上一时刻估计转速;  $i_d$ 和 $i_q$ 分别为d-q轴实际电流。

3. 根据权利要求1所述的基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,其特征在于,根据损失函数通过牛顿迭代法,计算出当前转子位置和Cost值的具体方法为:

基于 $\alpha$ - $\beta$ 轴电压方程,建立损失函数;

基于上述损失函数,在第k次电流采样周期,采用牛顿迭代法计算估计转子位置:

$$\hat{\theta}_{re}[n] = \hat{\theta}_{re}[n-1] - \frac{h'(\hat{\theta}_{re}[n-1])}{h''(\hat{\theta}_{re}[n-1])}$$

其中,  $\hat{\theta}_{re}[n]$  为迭代n次时转子位置的估计值,  $\hat{\theta}_{re}[n-1]$  为迭代n-1次时转子位置的估计值,  $h(\hat{\theta}_{re}[n-1])$  为牛顿迭代法定义公式, 在有限迭代n次时, 获得使  $h(\theta_{re})$  最小的估计位置, 此时的  $\theta_{re}$  就是估计转子位置;

将估计转子位置  $\theta_{re}$  代入损失函数计算得出的  $h(\theta_{re})$  值即 Cost 值。

4. 根据权利要求3所述的基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法, 其特征在于,  $\alpha$ - $\beta$  轴电压方程具体为:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha(\theta_{re}) & pL_{\alpha\beta}(\theta_{re}) \\ pL_{\alpha\beta}(\theta_{re}) & R + pL_\beta(\theta_{re}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -L_{\alpha\beta}(\theta_{re}) & -L_\beta(\theta_{re}) \\ L_\alpha(\theta_{re}) & L_{\alpha\beta}(\theta_{re}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \varphi_e \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix}$$

其中  $v_\alpha$  是  $\alpha$  轴电压,  $v_\beta$  是  $\beta$  轴电压,  $R$  是定子的电阻,  $p$  是微分算子,  $L_\alpha(\theta_{re})$ 、 $L_\beta(\theta_{re})$ 、 $L_{\alpha\beta}(\theta_{re})$  是电感值在  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的中间变量, 随  $\theta_{re}$  值发生变化,  $\theta_{re}$  是转子位置,  $i_\alpha$  和  $i_\beta$  是  $\alpha$ - $\beta$  轴电流,  $\varphi_e$  表示永磁磁链。

5. 根据权利要求4所述的基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法, 其特征在于, 建立的损失函数具体为:

$$h(\theta_{re}(k)) = \left\| \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha(k) \\ \bar{v}_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{L_\alpha(\theta_{re}(k))}{T_s} \left( T_{pk}(\Delta\theta_{re}) \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_\alpha(k-1) \\ i_\beta(k-1) \end{bmatrix} \right) - \omega_{re}(k-1) \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta_{re}(k)) \\ L_\beta(\theta_{re}(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} + \varphi_e \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re}(k) \\ \cos \theta_{re}(k) \end{bmatrix} \right\|^2$$

其中  $\bar{v}_\alpha(k) = v_\alpha(k) - i_\alpha(k)r_a$  和  $\bar{v}_\beta(k) = v_\beta(k) - i_\beta(k)r_a$ ,  $r_a$  是向电阻;  $T_{pk}(\Delta\theta_{re})$  是在  $\alpha$ - $\beta$  轴系下的旋转运算,  $T_s$  是采样时间,  $i_\alpha(k)$  和  $i_\beta(k)$  是第  $k$  次  $\alpha$ - $\beta$  轴电流,  $i_\alpha(k-1)$  和  $i_\beta(k-1)$  是第  $k-1$  次  $\alpha$ - $\beta$  轴电流,  $\omega_{re}(k-1)$  是第  $k-1$  次转子电气角速度,  $L_\alpha(\theta_{re}(k))$ 、 $L_\beta(\theta_{re}(k))$  是  $L_\alpha(\theta_{re})$ 、 $L_\beta(\theta_{re})$  的离散形式。

6. 根据权利要求1所述的基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法, 其特征在于, 建立的基于规划转速与预测转速差值的损失函数为:

$$J_p = \sum_{i=1}^p [\omega_{ref}(i) - \omega_p(i) - e(i)]^2 + r^2 \hat{i}_{MPC}^{*2},$$

其中,  $\hat{i}_{MPC}^*$  表示模型预测控制电流的估计值, 预测转速误差定义为  $e(i) = \omega(i) - \omega_p(i)$ ,  $\omega_p(i)$  为未来  $N$  个采样周期的转速预测值” “ $\omega_{ref}(i)$  为未来  $N$  个采样周期参考转速轨迹;

基于损失函数的模型预测电流参考值  $i_{MPC}^*$  计算方法为:

$$i_{MPC}^* = \min_{\hat{i}_{MPC} \in D} J_p(\hat{i}_{MPC}^*), \text{ 即在损失函数 } J_p(i_{MPC}^*) \text{ 取得最小值时的电机参考值为 } i_{MPC}^*.$$

7. 根据权利要求1所述的基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法, 其特征在于, 当 Cost 值小于设定阈值时, 计算电流指令参考值时, 减小速度环动态响应时间  $T_r$ , 以提高转速动态响应; 当 Cost 值大于设定阈值时, 计算电流指令参考值时, 增大速度环动态响应时间。

## 基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于传感器控制技术,具体为一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法。

### 背景技术

[0002] 无传感器电机控制算法是电机驱动领域一个很重要的研究课题。虽然电机位置传感器在大多数工业电机驱动中仍然被使用,但成本问题仍然是推动行业放弃位置传感器的一个原因。同时,无传感器驱动在伺服系统中具有广泛的应用前景,其中,工业伺服系统和机器人伺服系统就是上述无传感器控制方案的典型应用。在这些伺服系统中,电机需要频繁地启动和停止到一些精确的位置,具有较大的负载。这一要求实际上挑战了电机转子在零/低速条件下的位置跟踪能力。

[0003] 目前已经有很多种无位置传感器控制算法被提出,虽然上述无位置传感器控制方法种类很多,但是普遍有一个问题:全系统无位置传感器的情况下,位置估计如果出现偏差甚至发散,控制器自身难以修正该估计故障,因为没有传感器作为修正参考;在电机的启动的过程中,由于转子转速突然增长到设定转速,在这个过程中,因为转速的不稳定,会对位置估计产生较大难度,甚至造成电机故障。

### 发明内容

[0004] 本发明的目的在于提出了一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,以提高无位置传感器控制系统的运行稳定性,在估计状态较差的情况下主动降低系统动态响应以保证系统可靠运行。

[0005] 实现本发明目的技术方案为:一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,具体步骤为:

[0006] 步骤1:通过转速指令与实际电机转速的误差,基于运动方程计算d-q轴电流指令参考值;

[0007] 步骤2:根据d-q轴电流指令参考值,电流传感器采样得到三相电机相电流,通过Clark变换获得 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电流,再通过Park变换获得d-q轴实际电流;在d-q轴系下根据d-q轴实际电流通过PI调节器以及d-q轴解耦计算,计算d-q轴电压指令参考值;

[0008] 步骤3:通过反Park变换获得 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电压指令;基于空间矢量脉宽调制方法并通过矢量控制模块通过 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电压指令调制6路脉宽可调的矩形波通过驱动器硬件部分驱动6路开关管,驱动电机旋转;

[0009] 步骤4:将 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电流、 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电压指令,以及上一时刻估计转速 $\omega_{re}$ 输入位置估计模块,根据损失函数通过牛顿迭代法,计算出当前转子位置和Cost值;转子位置通过锁相环,对噪声造成的估计波动进行滤波,并计算出当前时刻的转子电气角速度;

[0010] 步骤5:根据转速反馈与转速指令计算规划未来N个采样周期参考转速轨迹,通过模型预测算法预测未来N个采样周期的转速预测值,并建立基于规划转速与预测转速差值

的损失函数,通过搜索建立的损失函数极值计算电流指令参考值;

[0011] 步骤6:以步骤5中得到电流指令参考值作为电流环新的输入,重复步骤2~步骤5,形成闭环控制。

[0012] 优选地,步骤2中的d-q轴解耦计算,具体为:

$$[0013] \quad \begin{cases} u_d^* = u_d^{PI*} - \omega_{re} L_q i_q \\ u_q^* = u_q^{PI*} + \omega_{re} (L_d i_d + \varphi_e) \end{cases}$$

[0014] 其中 $u_d^{PI*}$ 和 $u_q^{PI*}$ 是PI调节器计算出的电压参考指令, $L_d$ 和 $L_q$ 是d-q轴电感, $\varphi_e$ 是永磁磁链, $\omega_{re}$ 为上一时刻估计转速; $i_d$ 和 $i_q$ 分别为d-q轴实际电流。

[0015] 优选地,根据损失函数通过牛顿迭代法,计算出当前转子位置和Cost值的具体方法为:

[0016] 基于 $\alpha$ - $\beta$ 轴电压方程,建立损失函数;

[0017] 基于上述损失函数,在第k次电流采样周期,采用牛顿迭代法计算估计转子位置:

$$[0018] \quad \hat{\theta}_{re}[n] = \hat{\theta}_{re}[n-1] - \frac{h'(\hat{\theta}_{re}[n-1])}{h''(\hat{\theta}_{re}[n-1])}$$

[0019] 其中, $\hat{\theta}_{re}[n]$ 为迭代n次时转子位置的估计值, $\hat{\theta}_{re}[n-1]$ 为迭代n-1次时转子位置的估计值, $h(\hat{\theta}_{re}[n-1])$ 为牛顿迭代法定义公式,在有限迭代n次时,获得使 $h(\theta_{re})$ 最小的估计位置,此时的 $\theta_{re}$ 就是估计转子位置;

[0020] 将估计转子位置 $\theta_{re}$ 代入损失函数计算得出的 $h(\theta_{re})$ 值即Cost值。

[0021] 优选地, $\alpha$ - $\beta$ 轴电压方程具体为:

$$[0022] \quad \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha(\theta_{re}) & pL_{\alpha\beta}(\theta_{re}) \\ pL_{\alpha\beta}(\theta_{re}) & R + pL_\beta(\theta_{re}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -L_{\alpha\beta}(\theta_{re}) & -L_\beta(\theta_{re}) \\ L_\alpha(\theta_{re}) & L_{\alpha\beta}(\theta_{re}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \varphi_e \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix}$$

[0023] 其中 $v_\alpha$ 是 $\alpha$ 轴电压, $v_\beta$ 是 $\beta$ 轴电压, $R$ 是定子的电阻, $p$ 是微分算子, $L_\alpha(\theta_{re})$ 、 $L_\beta(\theta_{re})$ 、 $L_{\alpha\beta}(\theta_{re})$ 是电感值在 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系下的中间变量,随 $\theta_{re}$ 值发生 $\theta_{re}$ 变化, $\theta_{re}$ 是转子位置, $i_\alpha$ 和 $i_\beta$ 是 $\alpha$ - $\beta$ 轴电流。

[0024] 优选地,建立的损失函数具体为:

$$[0025] \quad h(\theta_{re}(k)) = \left\| \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha(k) \\ \bar{v}_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{L_\alpha(\theta_{re}(k))}{T_s} \left( T_{pk}(\Delta\theta_{re}) \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_\alpha(k-1) \\ i_\beta(k-1) \end{bmatrix} \right) - \omega_{re}(k-1) \begin{bmatrix} L_b(\theta_{re}(k)) \\ L_{\alpha\beta}(\theta_{re}(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} + \varphi_e \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re}(k) \\ \cos\theta_{re}(k) \end{bmatrix} \right\|^2$$

[0026] 其中 $\bar{v}_\alpha(k) = v_\alpha(k) - i_\alpha(k)r_a$ 和 $\bar{v}_\beta(k) = v_\beta(k) - i_\beta(k)r_a$ , $r_a$ 是向电阻; $T_{pk}(\Delta\theta_{re})$ 是在 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下的旋转运算, $T_s$ 是采样时间, $i_\alpha(k)$ 和 $i_\beta(k)$ 是第k次 $\alpha$ - $\beta$ 轴电流, $i_\alpha(k-1)$ 和 $i_\beta(k-1)$ 是第k-1次 $\alpha$ - $\beta$ 轴电流, $\omega_{re}(k-1)$ 是第k-1次转子电气角速度, $L_\alpha(\theta_{re}(k))$ 、 $L_\beta(\theta_{re}(k))$ 是 $L_\alpha(\theta_{re})$ 、 $L_\beta(\theta_{re})$ 的离散形式。

[0027] 优选地,未来N个采样周期参考转速轨迹 $\omega_{ref}(1) \dots \omega_{ref}(N)$ 计算方法为:

[0028]  $\omega_{ref}(i) = \omega_{ref}^*(0) - \alpha_r^i [\omega_{ref}^*(0) - \omega(0)]$ , $i = 1, 2, \dots, N$ ,其中, $\alpha_r = e^{-(T_s/T_r)}$ , $T_s$ 是转速环采样时间, $T_r$ 是速度环动态响应时间, $\omega(0)$ 是当前实际转速反馈,即 $\omega_m$ ;

[0029] 未来N个采样周期的转速预测值 $\omega_p(1) \dots \omega_p(N)$ 计算方法为:

$$[0030] \quad \omega_p(i) = \omega_p(0) + \frac{iT_s K_t}{J} \left(1 - \frac{T_L}{T_e}\right) i_{MPC}^*, i = 1, 2, \dots, N,$$

[0031] 其中,  $T_e = K_t \cdot i_{MPC}^*$ ,  $K_t$  是电流转矩系数,  $T_L$  是负载转矩,  $J$  是系统机械惯量,  $\omega(0)$  是当前实际转速反馈,  $T_s$  是转速环采样时间,  $i_{MPC}^*$  是电流参考值。

[0032] 优选地, 建立的基于规划转速与预测转速差值的损失函数为:

$$[0033] \quad J_p = \sum_{i=1}^P [\omega_{ref}(i) - \omega_p(i) - e(i)]^2 + r^2 \hat{i}_{MPC}^{*2},$$

[0034] 其中“ $\hat{i}_{MPC}^*$ ”表示模型预测控制电流的估计值, 预测转速误差定义为  $e(i) = \omega(i) - \omega_p(i)$ ;

[0035] 基于损失函数的模型预测电流参考值  $i_{MPC}^*$  计算方法为:

$$[0036] \quad \hat{i}_{MPC}^* = \min_{i_{MPC}^* \in D} J_p(\hat{i}_{MPC}^*), \text{ 即在损失函数 } J_p(i_{MPC}^*) \text{ 取得最小值时的电机参考值为 } i_{MPC}^*。$$

[0037] 优选地, 当 Cost 值小于设定阈值时, 减小速度环动态响应时间  $T_r$ , 以提高转速动态响应; 当 Cost 值大于设定阈值时, 增大速度环动态响应时间。

[0038] 本发明与现有技术相比, 其显著优点为:

[0039] 本发明在每一步迭代中计算损失函数的数值, 即为本发明中定义的优化残差, 该残差在位置估计效果好时处于较小值, 在位置估计效果差时处于较大值, 当优化残差值较小时, 采用较小  $T_r$ , 以提高转速动态响应; 在残差较大时, 采用较大  $T_r$ , 降低了动态响应, 保证了系统稳定性。

## 附图说明

[0040] 图1是本发明控制系统框图。

[0041] 图2是本发明利用残差调节动态响应机制的示意图。

[0042] 图3是本发明在转速控制应用中的效果图。

[0043] 图4是本发明在转速控制应用中优化残差对  $T_r$  的调节效果图。

## 具体实施方式

[0044] 下面结合附图对本发明作更进一步的说明, 具体步骤如下:

[0045] 一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法, 在控制系统中, 采用转速环与电流环级联的结构, 具体步骤为:

[0046] 步骤1: 通过转速指令  $\omega_{ref}^*$  与实际电机转速  $\omega_m$  的误差, 基于运动方程计算出需要的电流指令参考值  $i_d^*$  和  $i_q^*$ ;

[0047] 步骤2: 在电流环模块中, 根据步骤1计算出的d-q轴电流指令参考值  $i_d^*$  和  $i_q^*$ , 根据电流传感器采样得到三相电机相电流  $i_a$   $i_b$   $i_c$ , 通过Clark变换获得  $\alpha$ - $\beta$  轴系下电流  $i_\alpha$  和  $i_\beta$ , 再通过Park变换获得d-q轴实际电流  $i_d$  和  $i_q$ ; 在d-q轴系下根据实际d-q轴电流通过PI调节器以及d-q轴解耦计算, 计算得所需d-q轴电压指令参考值  $u_d^*$  和  $u_q^*$ ;

[0048] 进一步, 所述步骤2中的d-q轴解耦计算, 具体定义为:

[0049] 
$$\begin{cases} u_d^* = u_d^{PI*} - \omega_{re} L_q i_q \\ u_q^* = u_q^{PI*} + \omega_{re} (L_d i_d + \varphi_e) \end{cases}$$
, 其中  $u_d^{PI*}$  和  $u_q^{PI*}$  是PI调节器计算出的电压参考指令,  $L_d$

和  $L_q$  是d-q轴电感,  $\varphi_e$  是永磁磁链,  $\omega_{re}$  为上一时刻估计转速;  $i_d$  和  $i_q$  分别为d-q轴实际电流。

[0050] 具体地, PI调节器计算出的电压参考指令为:

[0051]  $u_d^{PI*} = (K_p + K_i/s) (i_d^* - i_d)$ ,  $u_q^{PI*} = (K_p + K_i/s) (i_q^* - i_q)$

[0052] 步骤3: 通过反Park变换获得 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电压指令  $u_\alpha^*$  和  $u_\beta^*$ ; 基于空间矢量脉宽调制方法并通过矢量控制模块通过电压指令  $u_\alpha^*$  和  $u_\beta^*$  调制6路脉宽可调的矩形波通过驱动器硬件部分驱动6路开关管, 从而驱动电机旋转;

[0053] 步骤4: 将在步骤2中得到的 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下电流  $i_\alpha$  和  $i_\beta$ , 电压指令  $u_\alpha^*$  和  $u_\beta^*$ , 以及上一时刻估计转速  $\omega_{re}$  输入位置估计模块, 根据损失函数通过牛顿迭代法, 计算出当前转子位置和Cost值; 转子位置通过锁相环, 一方面对噪声造成的估计波动进行滤波, 另一方面计算出当前时刻的转子电气角速度  $\omega_{re}$ ;

[0054] 进一步地, 根据损失函数通过牛顿迭代法, 计算出当前转子位置和Cost值的具体方法为:

[0055] 基于 $\alpha$ - $\beta$ 轴电压方程, 建立损失函数, 其中,  $\alpha$ - $\beta$ 轴电压方程具体为:

[0056] 
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha(\theta_{re}) & pL_{\alpha\beta}(\theta_{re}) \\ pL_{\alpha\beta}(\theta_{re}) & R + pL_\beta(\theta_{re}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -L_{\alpha\beta}(\theta_{re}) & -L_\beta(\theta_{re}) \\ L_\alpha(\theta_{re}) & L_{\alpha\beta}(\theta_{re}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \varphi_e \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix}$$

[0057] 其中  $v_\alpha$  是 $\alpha$ 轴电压,  $v_\beta$  是 $\beta$ 轴电压,  $R$  是定子的电阻,  $p$  是微分算子,  $L_\alpha(\theta_{re})$ 、 $L_\beta(\theta_{re})$ 、 $L_{\alpha\beta}(\theta_{re})$  是电感值在 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系下的中间变量, 随  $\theta_{re}$  值发生  $\theta_{re}$  变化,  $\theta_{re}$  是转子位置,  $i_\alpha$  和  $i_\beta$  是 $\alpha$ - $\beta$ 轴电流。

[0058] 损失函数具体为:

[0059] 
$$h(\theta_{re}(k)) = \left\| \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha(k) \\ \bar{v}_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{L_\alpha(\theta_{re}(k))}{T_s} \left( T_{pk}(\Delta\theta_{re}) \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_\alpha(k-1) \\ i_\beta(k-1) \end{bmatrix} \right) - \omega_{re}(k-1) \begin{bmatrix} L_\beta(\theta_{re}(k)) \\ L_{\alpha\beta}(\theta_{re}(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} + \varphi_e \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re}(k) \\ \cos\theta_{re}(k) \end{bmatrix} \right\|^2$$

[0060] 其中  $\bar{v}_\alpha(k) = v_\alpha(k) - i_\alpha(k)r_a$  和  $\bar{v}_\beta(k) = v_\beta(k) - i_\beta(k)r_a$ ,  $r_a$  是向电阻;  $T_{pk}(\Delta\theta_{re})$  是在 $\alpha$ - $\beta$ 轴系下的旋转运算,  $T_s$  是采样时间,  $i_\alpha(k)$  和  $i_\beta(k)$  是第  $k$  次 $\alpha$ - $\beta$ 轴电流,  $i_\alpha(k-1)$  和  $i_\beta(k-1)$  是第  $k-1$  次 $\alpha$ - $\beta$ 轴电流,  $\omega_{re}(k-1)$  是第  $k-1$  次转子电气角速度,  $L_\alpha(\theta_{re}(k))$ 、 $L_\beta(\theta_{re}(k))$  是上述  $L_\alpha(\theta_{re})$ 、 $L_\beta(\theta_{re})$  的离散形式。

[0061] 基于上述损失函数, 在第  $k$  次电流采样周期, 采用牛顿迭代法:

[0062] 
$$\hat{\theta}_{re}[n] = \hat{\theta}_{re}[n-1] - \frac{h'(\hat{\theta}_{re}[n-1])}{h''(\hat{\theta}_{re}[n-1])}$$

[0063] 其中,  $\hat{\theta}_{re}[n]$  为迭代  $n$  次时转子位置的估计值,  $\hat{\theta}_{re}[n-1]$  为迭代  $n-1$  次时转子位置的估计值,  $h(\hat{\theta}_{re}[n-1])$  为牛顿迭代法定义公式, 在有限迭代  $n$  次时, 获得使  $h(\theta_{re})$  最小的估计位置, 此时的  $\theta_{re}$  就是估计转子位置, 将该  $\theta_{re}$  代入损失函数计算得出的  $h(\theta_{re})$  值, 就是所述残差, 即Cost值。

[0064] 步骤5: 根据转速反馈与参考转速  $\omega_{ref}^*$  计算未来  $N$  个采样周期参考转速轨迹  $\omega_{ref}(1) \dots \omega_{ref}(N)$ , 通过模型预测算法预测未来  $N$  个采样周期的转速预测值  $\omega_p(1) \dots \omega_p(N)$ ,

并建立基于规划转速与预测转速差值的损失函数,通过搜索建立的损失函数极值计算电流参考值 $i_{MPC}^*$ ;

[0065] 进一步,未来N个采样周期参考转速轨迹 $\omega_{ref}(1) \dots \omega_{ref}(N)$ 计算方法为:

[0066]  $\omega_{ref}(i) = \omega_{ref}^*(0) - \alpha_r^i [\omega_{ref}^*(0) - \omega(0)]$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , 其中,  $\alpha_r = e^{-(T_s/T_r)}$ ,  $T_s$ 是转速环采样时间,  $T_r$ 是速度环动态响应时间,  $\omega(0)$ 是当前实际转速反馈,即 $\omega_m$ 。

[0067] 未来N个采样周期的转速预测值 $\omega_p(1) \dots \omega_p(N)$ 计算方法为:

[0068]  $\omega_p(i) = \omega_p(0) + \frac{iT_s K_t}{J} (1 - \frac{T_L}{T_e}) i_{MPC}^*$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ ,

[0069] 其中,  $T_e = K_t \cdot i_{MPC}^*$ ,  $K_t$ 是电流转矩系数,  $T_L$ 是负载转矩,  $J$ 是系统机械惯量,  $\omega(0)$ 是当前实际转速反馈,  $T_s$ 是转速环采样时间,  $i_{MPC}^*$ 是电流参考值。

[0070] 基于规划转速与预测转速差值的损失函数为:

[0071]  $J_p = \sum_{i=1}^P [\omega_{ref}(i) - \omega_p(i) - e(i)]^2 + r^2 \hat{i}_{MPC}^{*2}$ ,

[0072] 其中“ $\hat{i}_{MPC}^*$ ”表示模型预测控制电流的估计值,预测转速误差定义为 $e(i) = \omega(i) - \omega_p(i)$ 。

[0073] 基于上述损失函数的模型预测电流参考值 $i_{MPC}^*$ 计算方法为: $i_{MPC}^* = \min_{i_{MPC}^* \in D} J_p(i_{MPC}^*)$ ,即在损失函数 $J_p(i_{MPC}^*)$ 取得最小值时的电机参考值为 $i_q^*$ 。

[0074] 步骤6:以步骤5中得到电机参考值 $i_q^*$ ,作为电流环新的输入,重复步骤2~步骤5,形成闭环控制,达到响应自适应,从而更好地控制电机的转动。

[0075] 一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,会在每一步迭代中计算损失函数的数值,即为本发明中定义的优化残差,该残差在位置估计效果好的时候处于较小值,在位置估计效果差的时候处于较大值。残差可以被看作一种状态指示器,这种机制如图2所示。

[0076] 一种基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法,其中,电流环优化残差被用于调节速度环中的模型预测控制动态响应性能,具体方法是:当优化残差值较小时,采用较小 $T_r$ ,以提高转速动态响应;在残差较大时,采用较大 $T_r$ ,以降低动态响应,保证系统稳定性。

[0077] 基于优化残差的无传感器响应自适应电机控制方法会在每一步迭代中计算损失函数的Cost值,即为本发明中定义的优化残差,该残差在位置估计效果好的时候处于较小值,在位置估计效果差的时候处于较大值。残差被看作一种状态指示器,这种机制如图2所示。

[0078] 图3是本发明在转速控制应用中的效果图。其中上图虚线是转速指令,实线是实际转速,完成0到100r/m阶跃加速过程,下图展示整个过程中位置估计情况,可见估计转速始终能够良好跟随实际转速。其中,电流环优化残差被用于调节速度环中的模型预测控制动态响应性能,具体方法是:通过调整速度环动态响应时间 $T_r$ 来调整转速动态响应,当优化残差值较小时,采用较小 $T_r$ ,以提高转速动态响应;在残差较大时,采用较大 $T_r$ ,以降低动态响应,保证系统稳定性。

[0079] 图4是本发明在转速控制应用中优化残差对速度环动态响应时间 $T_r$ 的调节效果

图。图4描述了图3所示加速过程中误差情况,以及残差cost值变化情况,当cost值大于50时, $T_r$ 调整为0.02s以降低速度环响应,从而保证系统稳定运行;当cost值小于50时, $T_r$ 调整为0.008s以提高速度环响应,从而实现高动态响应的速度环控制。

[0080] 在本说明书的描述中,参考术语“一个实施例”、“一些实施例”、“示意性实施例”、“示例”、“具体示例”、或“一些示例”等的描述意指结合该实施例或示例描述的具体特征、结构、材料或者特点包含于本发明的至少一个实施例或示例中。在本说明书中,对上述术语的示意性表述不一定指的是相同的实施例或示例。而且,描述的具体特征、结构、材料或者特点在任何的一个或多个实施例或示例中以合适的方式结合。

[0081] 尽管已经示出和描述了本发明的实施例,本领域的普通技术人员理解:在不脱离本发明的原理和宗旨的情况下对这些实施例进行多种变化、修改、替换和变型,本发明的范围由权利要求及其等同物限定。

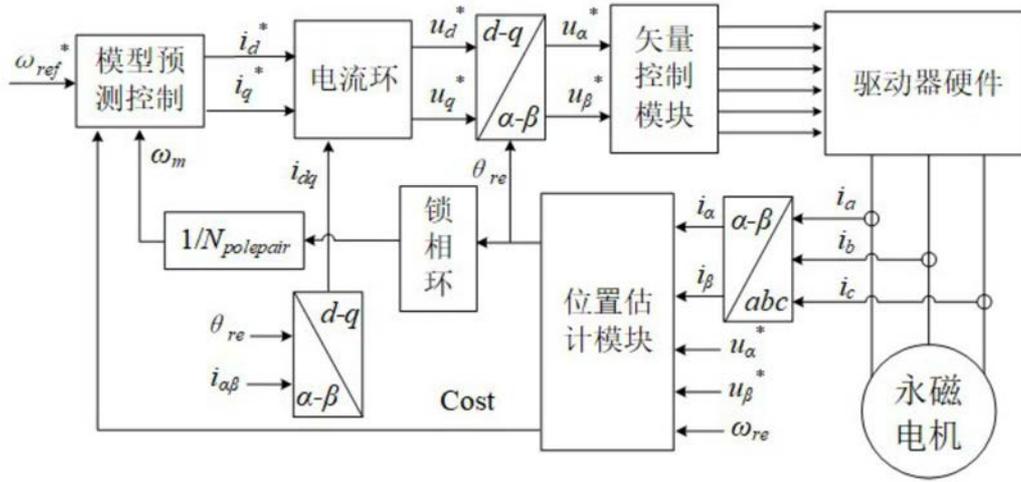


图1

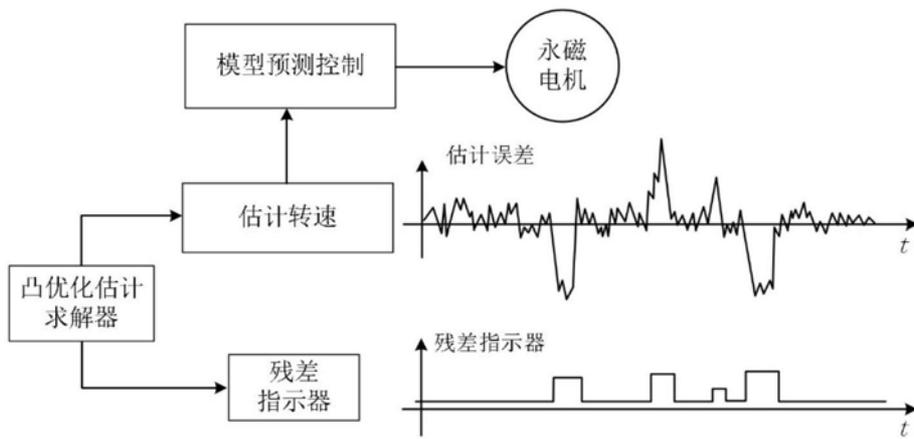


图2

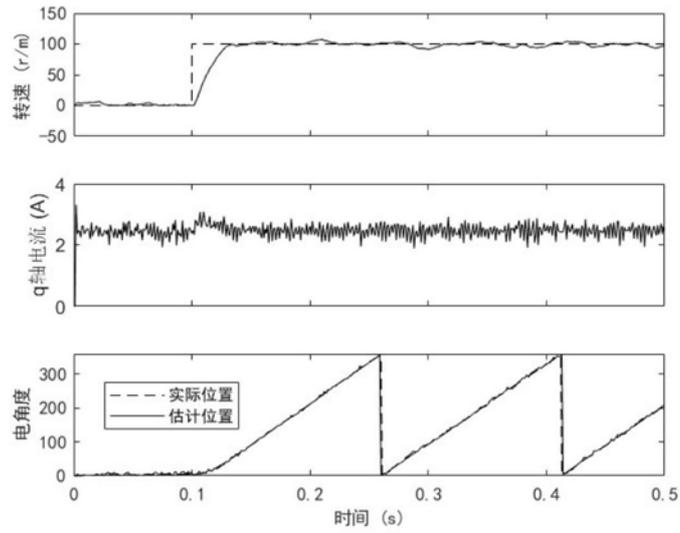


图3

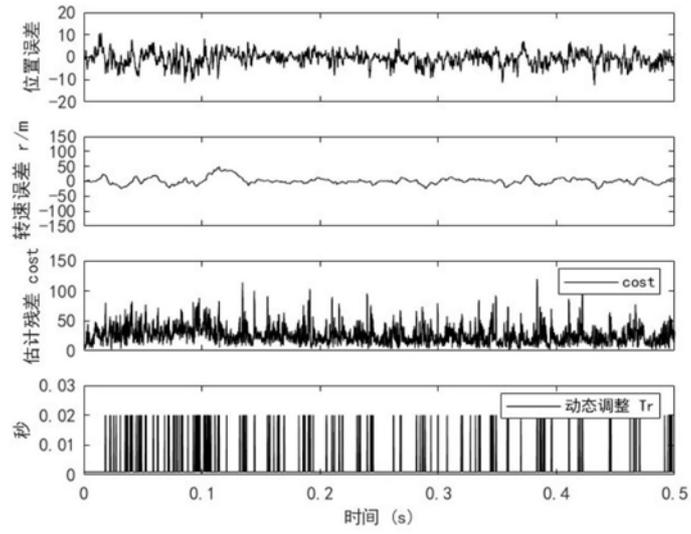


图4