

基于扰动观测的永磁同步电机单环预测控制

刘凤扬¹, 康尔良¹, 崔乃政², 丁越¹, 王吉³

(1. 哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080;

2. 哈尔滨工业大学 电气工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150000;

3. 东北农业大学 电气与信息学院, 黑龙江 哈尔滨 150038)

摘要:针对模型预测控制算法应用于永磁同步电机的控制过程中,存在电磁、机械参数变化导致电机模型设定值可能与实际值不匹配或负载扰动等所引起的非线性扰动现象,造成算法存在预测误差进而影响控制系统动态稳定性的问题。提出了一种基于同步旋转坐标系下具有扰动观测器的转速-电流单环模型预测控制方法。首先,根据永磁同步电机的数学模型,设计单环模型预测控制器,进而降低控制器参数整定难度。其次,设计基于卡尔曼滤波算法与无偏模型预测控制方法相结合的扰动观测器,用于反馈补偿控制,通过估计预测量和输出量中的扰动项和状态量,来消除模型不匹配和负载扰动等影响。最后,仿真结果和实验验证均表明,所提出的具有扰动观测的单环模型预测控制方法,改善了电机参数的不确定性和外部扰动所带来的鲁棒性问题。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 卡尔曼观测器; 非线性扰动观测器

中图分类号: TM301 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20719

Single Loop Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Disturbance Observation

LIU Fengyang¹, KANG Erliang¹, CUI Naizheng², DING Yue¹, WANG Ji³

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology,

Harbin 150080, Heilongjiang, China; 2. School of Electric and Engineering, Harbin Institute of

Technology, Harbin 150000, Heilongjiang, China; 3. School of Electrical and Information,

Northeast Agricultural University, Harbin 150038, Heilongjiang, China)

Abstract: In the model predictive control algorithm applied to the control process of permanent magnet synchronous motor (PMSM), there are nonlinear disturbance phenomena caused by the change of electromagnetic and mechanical parameters, which may cause the motor model set value to be mismatched with the actual value or load disturbance, resulting in prediction error of the algorithm. Aiming at the problem that the error further affects the dynamic stability of the control system, a speed-current single-loop model predictive control method based on the disturbance observer in the synchronous rotating coordinate system was proposed. Firstly, according to the mathematical model of PMSM, the model with predict the single-loop controller was designed so as to reduce the difficulty of setting the controller parameters. Secondly, a disturbance observer based on Kalman filter algorithm and unbiased model predictive control method was designed for feedback compensation control. By estimating the disturbance quantity and state quantity in the prediction quantity and output quantity, the model mismatch and load disturbance were eliminated. Finally, the simulation results and experimental verifications show that the proposed model predictive single-loop control method with disturbance observation can improve the robustness issue of external disturbances and the uncertainty of motor parameters.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive control (MPC); Kalman observer; nonlinear disturbance observers

永磁同步电机因具有结构紧凑、可靠性高、气隙磁通密度高、效率高、转矩安培比大的特点,被广泛应用于运动控制和新能源领域^[1]。目前,广泛采用的永磁同步电机电流控制策略是基于

基金项目: 黑龙江省科技攻关资助项目(GC04A517)

作者简介: 刘凤扬(1993—),男,硕士,Email: superfly93@163.com

磁场定向控制的前馈交叉耦合补偿控制,由单输入单输出的比例积分(PI)控制器执行操作。由于PI控制器具有良好的干扰性能且对系统参数变化不敏感,故在实际应用中被广泛采用,然而,PI控制器对于系统约束方式是通过抗饱和或过饱和的形式,不能反映出最佳的系统动态响应。针对多变量、强耦合、模型不确定的高度非线性的永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM),PI控制器等传统的线性控制方法不能保证PMSM伺服系统具有足够高的控制性能^[2]。

为了提高永磁同步电机的控制性能,近年来,开发了许多非线性的控制方法,如内模控制^[3]、模糊控制^[4]、滑模控制^[5]、神经网络控制^[6]以及模型预测控制(model predictive control, MPC)^[7],在这些方法中,由于其快速的动态响应和具有多变量约束的能力,MPC控制方法被作为继PID控制后电机控制领域的可行替代方案^[8]。与其他方法相比,MPC的主要优点是可将控制系统中的参数变量在硬件条件下的制约条件引入到控制算法中,并且其非线性模型可以通过分析方法和识别技术来获得^[9],从而可以进行安全可靠的预测控制。

目前,永磁同步电机模型预测控制主要集中在基于电机线性离散并采用转速环和电流环级联结构的模型控制方法的研究,文献[10-11]提出了一种基于连续时间模型的非线性广义预测控制方法,该方法根据系统的非线性模型,通过泰勒级数展开得到预测模型,定义预测输出量的成本函数,得到非线性广义预测控制器。文献[12]采用无拍差原理,提出了一种基于广义预测控制和非线性扰动观测器的转速-电流单环控制方法,保证了单环控制下电机工作于电流约束内,提高电机的稳定性。文献[13]设计了一种应用于感应电机的MPC速度控制器,将负载扰动作为附加状态变量,并应用卡尔曼滤波器来校正预测状态以抑制干扰。虽然上述非线性预测控制方法具有众多优点,但这类方法并没有直接考虑模型的不确定性,不能完全消除系统中不确定因素和外部扰动的影响。因此,研究基于预测控制方法的永磁同步电机的抗干扰性能具有重要意义。

本文基于PMSM在同步旋转坐标系下的非线性的离散数学模型,通过线性化数学模型、采用

非级联的控制结构,设计了转速-电流单环的模型预测控制器,实现PMSM的单环模型预测控制。针对模型不匹配和未建模的非线性干扰项,设计了非线性扰动观测器作为反馈补偿控制来估计系统中存在的扰动。最后,对提出的基于单环无偏模型预测的永磁同步电机控制方案进行仿真和实验验证。

1 永磁同步电机数学模型

1.1 电机非线性模型

本文以表贴式永磁同步电机(surface permanent magnet synchronous motor, SPMSM)为研究对象,根据转子磁场定向理论,SPMSM在同步旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (u_d - Ri_d + \omega_e L_q i_q) + f_d \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (u_q - Ri_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \Psi_f) + f_q \\ \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{n_p}{J} (1.5p\Psi_f i_q - \frac{B}{n_p} \omega_e - T_L) + f_\omega \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$L_d = L_q = L$$

式中: i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压; L_q, L_d 分别为交直轴电感; L 为定子电感; R 为定子电阻; ω_e 为电机电角速度; Ψ_f 为永磁体磁链; B 为电机的阻尼系数; J 为转动惯量; p 为微分算子; n_p 为电机的极对数; f_d, f_q, f_ω 为系统参数变化和外部负载引起的扰动,定义如下:

$$\begin{cases} f_d = \frac{1}{L} (\Delta Ri_d - \Delta L n_p \omega_e i_q + \Delta L \frac{di_d}{dt}) \\ f_q = \frac{1}{L} (\Delta Ri_q - \Delta L n_p \omega_e i_d + \Delta \Psi_f n_p \omega_e + \Delta L \frac{di_q}{dt}) \\ f_\omega = \frac{1}{J} (\Delta J \omega_e + \Delta B \omega + T_L - 1.5 n_p^2 \Delta \Psi_f i_q) \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$\Delta R = R_t - R \quad \Delta L = L_t - L$$

$$\Delta \Psi_f = \Psi_{ft} - \Psi_f \quad \Delta J = J_t - J \quad \Delta B = B_t - B$$

式中: T_L 为电机的负载转矩; $R_t, L_t, \Psi_{ft}, J_t, B_t$ 为电机在运行过程中的实时参数。

1.2 电机模型线性化

由于在电机模型中,除了含有不可测扰动量 f_d, f_q, f_ω 外,还存在着电机转速与 d, q 轴电流耦合的非线性项。在电机控制中通常采用 $i_d = 0$ 控制,故耦合项 $\omega_e i_d = 0$,可以忽略;而 $\omega_e i_q$ 项不能被

忽略,可视该项作为一个PMSM系统中的一个状态变量 ξ ,由于该项是随电机角速度缓慢变化的,在某一时刻 k 耦合项 $\xi(k)$ 存在着该时刻的时变的成分,可设计扰动观测器,通过扰动观测器可以观测 $\xi(k)$ 随着电流在每个预测周期中快速变化过程中的变化情况,因此, $\xi(k)$ 可以视为一个恒定的扰动量,即

$$\xi(k+i) = \xi(k) \quad i = 1, 2, \dots, N_p - 1 \quad (3)$$

式中: N_p 为预测步长。

将式(1)电机模型采用前向欧拉法进行离散化,同时 $\xi(k)$ 扩展到电机的离散状态空间模型,有:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_m(k+1) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{B}_m \mathbf{u}(k) + \mathbf{T}f \\ \mathbf{y}_m(k+1) = \mathbf{C}_m \mathbf{x}_m(k+1) \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m(k) &= [i_d(k) \quad i_q(k) \quad \xi(k) \quad \omega_e(k)]^T \\ \mathbf{u}(k) &= [u_d(k) \quad u_q(k)]^T \\ \mathbf{y}_m(k) &= [i_d(k) \quad \omega_e(k)]^T \\ \mathbf{A}_m &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT}{L} & 0 & T & 0 \\ 0 & 1 - \frac{RT}{L} & 0 & -\frac{T\Psi_f}{L} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{1.5p^2\Psi_f T}{J} & 0 & 1 - \frac{BT}{J} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_m &= \begin{bmatrix} \frac{T}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ f &= [f_d \quad f_q \quad f_\omega]^T \end{aligned}$$

式中: T 为系统的采样时间; $\mathbf{x}_m(k)$ 为状态变量矩阵; $\mathbf{u}(k)$ 为输入变量矩阵; $\mathbf{y}_m(k)$ 为输出变量矩阵; $\mathbf{A}_m, \mathbf{B}_m, \mathbf{C}_m$ 分别为系数矩阵。

式(4)的电机线性模型通过应用扰动观测器来捕获 $\xi(k)$ 在稳态下式(1)和式(3)之间的不匹配。在某些条件下,MPC控制器与观测器一起在稳态下提供零偏移。关于无偏移MPC的条件和证明的更多细节可以在文献[14]中找到。

2 单环模型预测控制器设计

模型预测控制原理包含三个部分:预测系统未来趋势、在线实时滚动优化及输入限幅。模型预测过程如图1所示,根据模型预测控制原理,需要推导PMSM的预测模型,建立最优代价函数。

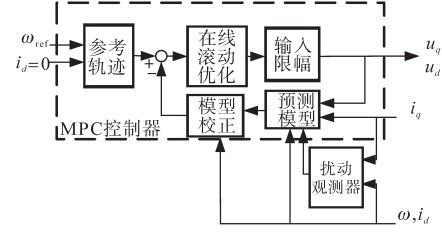


图1 模型预测控制器结构框图

Fig.1 Block diagram of the MPC controller structure

根据式(4)的电机线性模型,采用增广矩阵模型消除静态误差 f ,得到预测模型为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}_m(k+1) = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{y}_m(k) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

$$\text{其中} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_m & \mathbf{0}_m \\ \mathbf{C}_m \mathbf{A}_m & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_m \\ \mathbf{C}_m \mathbf{B}_m \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = [\mathbf{0}_m^T \quad \mathbf{1}]$$

$$\mathbf{x}(k+1) = [\Delta\mathbf{x}_m(k+1) \quad \mathbf{y}_m(k+1)]^T$$

$$\Delta\mathbf{x}_m(k+1) = \mathbf{x}_m(k+1) - \mathbf{x}_m(k)$$

$$\Delta\mathbf{u} = \mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1)$$

式中: $\mathbf{0}_m$ 为 4×2 维的零矩阵。

由于实际模型会与预测模型存在误差,加上各种扰动的存在,预测模型的输出会与实际输出存在误差,其误差为

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{y}_m(k) \quad (6)$$

式中: $\mathbf{y}$ 为实际输出量; $\mathbf{y}_m$ 为预测输出量。为了得到未来时刻的输出误差,可将未来时刻的实际输出由经过前一时刻校正后的输出代替,即

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}_c(k) = \mathbf{y}_m(k) + \mathbf{e}(k) \quad (7)$$

式中: $\mathbf{y}_c$ 为校正后的预测输出。

因此可有预测误差为

$$\mathbf{e}(k+N_p) = \dots = \mathbf{e}(k+1) = \mathbf{e}(k) \quad (8)$$

在实际输出与期望输出之间加入平滑过渡的参考轨迹,取一阶指数函数形式为

$$\begin{cases} \mathbf{y}_r(k+i) = \mathbf{y}^*(k+i) - \alpha^i [\mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k)] \\ i = 1, 2, \dots, N_p - 1 \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{其中} \quad \mathbf{y}^*(k) = [0 \quad \omega_{ref}]^T$$

式中: $\mathbf{y}_r(k)$ 为输出参考轨迹; $\mathbf{y}^*(k)$ 为输出期望轨迹; ω_{ref} 为电角速度期望值。

由于采用 $i_d = 0$ 的控制策略,故设定 $\mathbf{y}^*(k)$ 中 i_d 的期望轨迹趋于0。

在模型预测控制理论中具有两个重要的时域即预测时域 N_p 和控制时域 N_c ,由文献[15]可知,预测电流控制变化反应到电机转速响应需要至

少经历4个预测周期,即 $N_p \geq 4$,而控制周期只需一个周期即可完成,即 $1 \leq N_c \leq N_p$ 。模型预测控制策略最主要的特点是能够在线滚动优化,通过每一时刻预测该时刻预测输出,带入性能指标函数,使得性能指标达到最小值,该性能指标函数采用二次型形式:

$$J = \sum_{i=1}^{N_p} q_i^2 [\mathbf{y}_r(k+i) - \mathbf{y}_m(k+i) - \mathbf{e}(k+i)]^2 + \sum_{j=1}^{N_c} r_j^2 \Delta \mathbf{u}^2(k+j-1) \quad (10)$$

式中: q, r 分别为输出量与控制量的加权系数,分别表示跟踪误差和控制量变化的抑制,它们没有固定的值范围。 $q > r$ 强调抑制跟踪误差的能力; $q < r$ 强调抑制控制量变化的能力。 q 和 r 的合理调整不会影响系统的最终稳定性,只会影响电机趋于稳定的速度。而对于PMSM控制系统中的PI控制器,积分时间常数和比例时间常数的整定既要考虑电机运行的稳定性还要考虑电机转速的超调量和调节时间,相比之下, q 和 r 的选取则更为简易。

本文选取控制时域为 $N_c = 1$ 。写成矩阵向量形式为

$$J = \|\mathbf{Y}_r - \mathbf{Y}_m - \mathbf{E}\|^2 \mathbf{Q} + r^2 \Delta \mathbf{u}(k)^2 \quad (11)$$

其中

$$\|\mathbf{X}\|^2 \mathbf{Q} = \mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} \quad \mathbf{Q} = \text{diag}(q_1^2, q_2^2, \dots, q_{2N_p}^2)$$

为了使性能指标达到最小值,即 $\frac{dJ}{d\Delta \mathbf{u}(k)} =$

$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$,从而得到控制增量 $\Delta \mathbf{u}(k)$,对式(11)求导得:

$$\Delta \mathbf{u}(k) = (\mathbf{X}_b^T \mathbf{Q} \mathbf{X}_b + r^2)^{-1} \mathbf{X}_b^T \mathbf{Q} (\mathbf{Y}_r - \mathbf{X}_o - \mathbf{E}) \quad (12)$$

式中: $\mathbf{X}_b$ 为控制增量的系数矩阵; $\mathbf{X}_o$ 为预测量矩阵。

在 kT 时刻的电压控制量为

$$\mathbf{u}(k) = \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{u}(k-1) \quad (13)$$

规定电压范围为 $\sqrt{u_q^2 + u_d^2} \leq u_{\max}$,其中 $u_{\max}$ 为母线电压最大值。

3 扰动观测器设计

扰动观测器是采用Kalman算法,进行检测定子电流、转速的状态和扰动。对于线性时不变(LTI)系统,其输出量的数量小于扰动量的数量,由文献[10]可知,系统存在稳定状态和可测扰动。基于式(4)的扰动观测器模型为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) + \mathbf{w} \\ \mathbf{y}_m(k+1) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k+1) + \mathbf{v} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d, \mathbf{C}_d$ 为系数矩阵; $\mathbf{w}$ 为系统噪声, $\mathbf{w} \in \mathbf{R}^4, \mathbf{v}$ 为测量噪声, $\mathbf{v} \in \mathbf{R}^2$,两个都为零均值白噪声且互不相关。

噪声的协方差矩阵为

$$\begin{cases} \mathbf{Q} = \text{cov}(\mathbf{w}) = E\{\mathbf{w}\mathbf{w}^T\} \\ \mathbf{R} = \text{cov}(\mathbf{v}) = E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^T\} \end{cases} \quad (15)$$

Kalman观测器的状态估计大致分为两个阶段,第一个阶段为预测阶段,第二个阶段为校正阶段,具体步骤如下:

1)对状态矢量进行预测,通过输入 $\mathbf{u}(k)$ 和上次的状态估计 $\hat{\mathbf{x}}(k)$ 来预测 $k+1$ 时刻的状态矢量,即

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k-1) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k-1) \\ \hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}(k) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}(k)$ 为 $k+1$ 时刻的预测状态量; $\hat{\mathbf{y}}(k)$ 为 $k+1$ 时刻的预测输出量; $\hat{\mathbf{x}}(k)$ 为 k 时刻的估计状态量。

2)计算误差及其协方差矩阵,即有:

$$\mathbf{Err}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}(k) \quad (17)$$

$$\tilde{\mathbf{P}}(k) = \mathbf{A}_d \tilde{\mathbf{P}}(k-1) \mathbf{A}_d^T + \mathbf{Q}(k) \quad (18)$$

式中: $\mathbf{Err}(k)$ 为输出误差; $\tilde{\mathbf{P}}(k)$ 为输出误差的协方差矩阵。

3)计算卡尔曼观测器的增益矩阵 $\mathbf{L}(k)$ 为

$$\mathbf{L}(k) = \tilde{\mathbf{P}}(k) \mathbf{C}_d^T [\mathbf{C}_d \tilde{\mathbf{P}}(k) \mathbf{C}_d^T + \mathbf{R}(k)]^{-1} \quad (19)$$

4)对预测的状态矢量 $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$ 进行反馈校正,以此获得优化的状态估计 $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$,即

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{L}(k) \mathbf{Err}(k) \quad (20)$$

5)为了下一次的估计过程,需要预先计算出估计误差协方差矩阵,有:

$$\hat{\mathbf{P}}(k+1) = \tilde{\mathbf{P}}(k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{L}(k) \mathbf{C}_d] \tilde{\mathbf{P}}(k) \quad (21)$$

对于噪声的协方差矩阵来说,更大的 $\mathbf{Q}$ 能够使观测器得到快速的瞬态响应能力,但同时也会降低观测器的预测可靠性;而更大的 $\mathbf{R}$ 则表明测量结果可信度不高。通常系统噪声和测量造成的协方差矩阵都被视为常数矩阵,但由于温度、电流和磁饱和等因素所带来的电机参数的不确定性,需要合理的调整噪声的协方差矩阵,在系统的瞬态响应过程中,应采用较大的 $\mathbf{Q}$ 来保证系统更快的收敛过程,在系统接近稳态状态时,采用较小的 $\mathbf{Q}$ 来提高预测估计的可信度。为此,提出一种误差协方差矩阵自适应机制,即

$$\begin{cases} \text{diag}[\mathbf{Err}(k)\mathbf{Err}(k)^T] \geq [\text{err}_1, \text{err}_2]^T \\ \mathbf{Q}(k) = (1 + \lambda)\mathbf{Q}(k-1) \\ \text{diag}[\mathbf{Err}(k)\mathbf{Err}(k)^T] < [\text{err}_1, \text{err}_2]^T \\ \mathbf{Q}(k) = (1 - \lambda)\mathbf{Q}(k-1) \end{cases} \quad (22)$$

式中: λ 为观测器闭环性能的调整参数; $\text{err}_1, \text{err}_2$ 分别为误差矩阵的两个界限值。

λ 较大时会提高系统的动态响应能力,但会增加系统噪声的敏感度,因此需要合理的选择 λ 来权衡观测器的动态性能和噪声的敏感度。

相对于传统的扰动状态观测器,基于EKF观测器不仅可以直接求解非线性方程,避免非线性方程线性化过程中造成的误差和不稳定现象,而且EKF观测器的反馈增益矩阵是变化的,以状态变量估计的偏差在统计意义上最小为目的,基于最优控制理论实时改变反馈增益矩阵,使观测器能保证稳定性和响应速度。加入扰动观测器的永磁同步电机控制系统结构框图如图2所示。

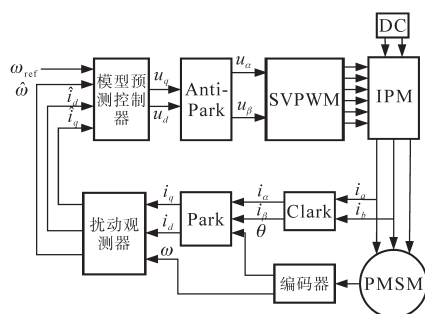


图2 永磁同步电机控制系统结构框图

Fig.2 Permanent magnet synchronous motor control system block diagram

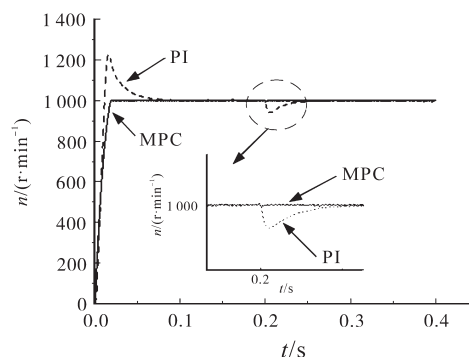
4 仿真与实验分析

4.1 仿真分析

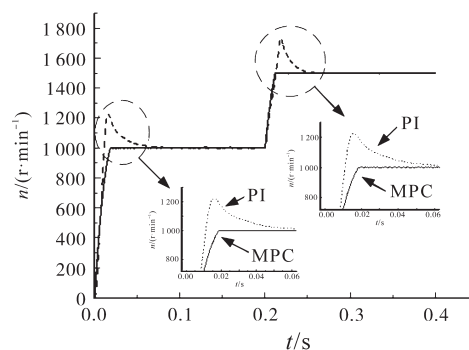
本文对所提出的基于扰动预测的单环模型预测控制算法进行了仿真和实验验证,采用 Matlab/Simulink 软件进行建模仿真,采样时间为 $T=0.0001$ s,预测时域步长为 $N_p=4$,控制时域步长 $N_c=1$,观测器闭环性能的调整参数 $\lambda=0.3$,观测器的初始误差为 $\mathbf{Err}=[0.8, 0.8]^T$,仿真和实验所用到的电机参数为:定子电阻 $R=0.958 \Omega$,电感 $L=5.25$ mH,极对数 $p=4$,转动惯量 $J=0.003 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$,摩擦系数 $B=0.008 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$,励磁磁通 $\Psi_f=0.1827$ Wb,额定功率 $P=0.75$ kW,额定转速 $n=2500$ r/min。

初始时,电机空载运行,给定电机参考转速为 1000 r/min,分别采用级联型的 PI 控制和带扰动观测器的 MPC 控制进行对比仿真,在 0.2 s 时,

负载转矩变为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时的转速响应曲线如图 3a 所示;图 3b 为电机在 0.2 s,电机给定参考转速增至 1500 r/min 时的转速响应曲线。



(a) 负载转矩变化下的转速响应曲线



(b) 给定转速变化下的转速响应曲线

图3 两种控制方案下电机的转速仿真波形

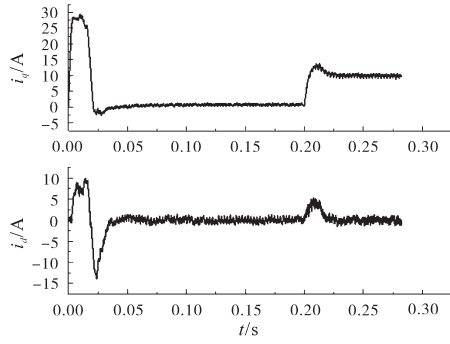
Fig.3 Motor speed simulation waveforms under two control schemes

由图 3 中仿真结果可以看出,采用带扰动观测器的 MPC 方案无论是在电机启动过程中还是电机变速过程中,电机的转速超调量均非常小,均约为 1 r/min 的幅度变化,比相同运行条件下采用 PI 控制方案的转速超调量要小很多。同时,两种方案的转速上升时间比较接近,但 MPC 方案趋于稳定的调整时间要明显小于采用 PI 的控制方案。

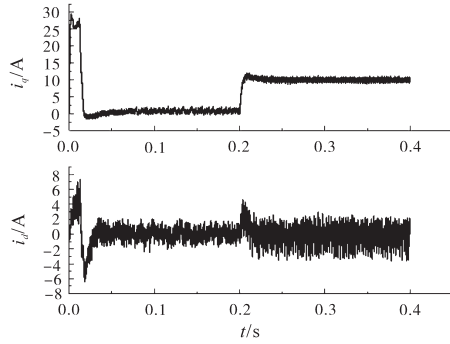
针对扰动观测器的抗扰动性能,图 4 和图 5 给出了控制器中电机模型的磁链参数存在误差情况下的 d, q 轴电流及转速响应曲线。

在图 4 和图 5 中,采用的 MPC 算法未加入扰动观测器,由电机转速曲线可知,由于控制器设定的磁链参数分别为电机额定值的 0.5 倍、1 倍和 2 倍电机,故导致电机模型参数不匹配而带来电机运行偏离给定值,由图中转速曲线可知,电机在 0.2 s 时负载增加 10 N, 0.5 倍额定磁链下的电机转速无法稳定到设定值,同时,电机电流由于磁链变化导致波动范围变大,电机的稳定性降低。

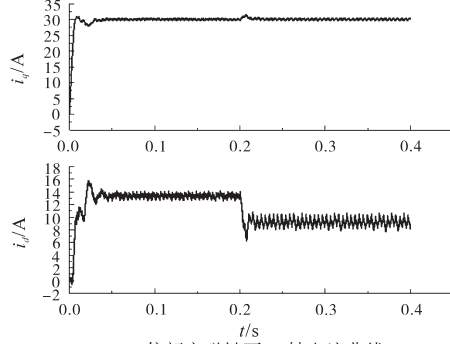
图 6 和图 7 为存在参数误差时带扰动观测器的 MPC 控制下的电流和电机转速响应仿真波形。



(a)额定磁链下 d,q 轴电流曲线



(b)0.5倍额定磁链下 d,q 轴电流曲线



(c)2倍额定磁链下 d,q 轴电流曲线

图4 存在参数误差时不带扰动观测器的MPC控制下的电机电流响应仿真波形

Fig. 4 Motor current response simulation waveforms under MPC control without disturbance observer in the presence of parameter error

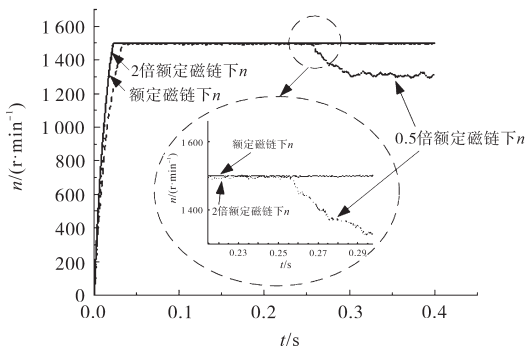
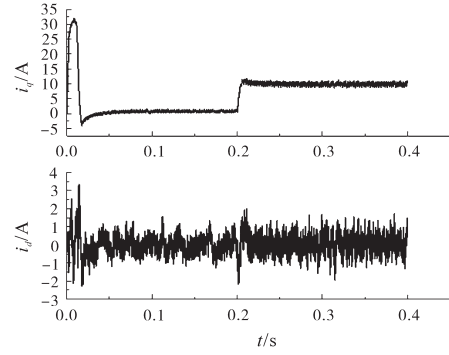
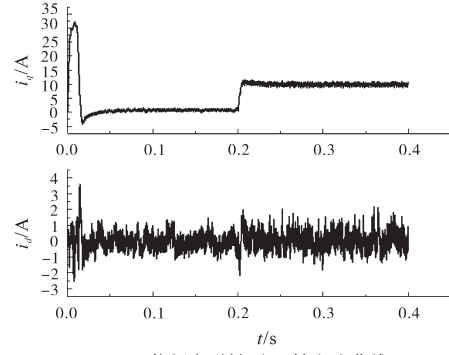


图5 存在参数误差时不带扰动观测器的MPC控制下的电机转速响应仿真波形

Fig. 5 Motor speed response simulation waveforms under MPC control without disturbance observer in the presence of parameter error



(a)0.5倍额定磁链下 d,q 轴电流曲线



(b)2倍额定磁链下 d,q 轴电流曲线

图6 存在参数误差时带扰动观测器的MPC控制下的电流响应仿真波形

Fig. 6 Current response simulation waveforms under MPC control with disturbance observer in the presence of parameter error

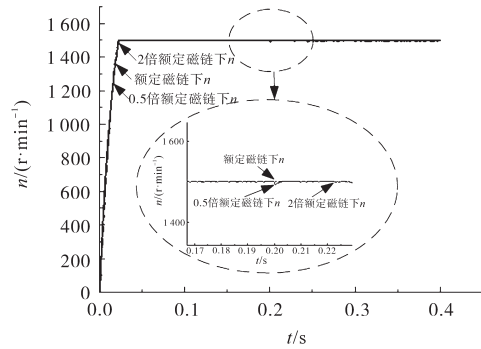


图7 存在参数误差时带扰动观测器的MPC控制下的电机转速响应仿真波形

Fig. 7 Motor speed response simulation waveforms under MPC control with disturbance observer in the presence of parameter error

在图6和图7中,由于在MPC算法中加入了扰动观测器,所设计的控制器受参数变化的影响很小,当电机磁链参数分别为额定值的0.5倍、1倍和2倍时,由电机的转速曲线可知,电机运行稳定,并有效地跟随转速给定值,同时,由 d,q 轴的电流曲线可以看出, d,q 轴的电流波动范围明显小于未加入扰动观测器下的电流波动,电机转速和电

流具有很好的动态响应性能,能够快速跟踪转速给定值并且电流能够约束在电机的合理运行范围内。通过以上结果可以看出,该控制器能有效地消除电机参数误差的影响,具有很强的鲁棒性。

4.2 实验分析

本实验采用 DSP28335 芯片为核心的控制器,通过驱动永磁同步电机来拖动异步电机运行,采样周期为 0.000 1 s。给定转速为 1 200 r/min,额定电压 220 V。永磁同步电机硬件实验平台如图 8 所示,异步电机作为负载,由永磁同步电机驱动运转,机组参数、电机参数与仿真部分一致见 4.1 节。

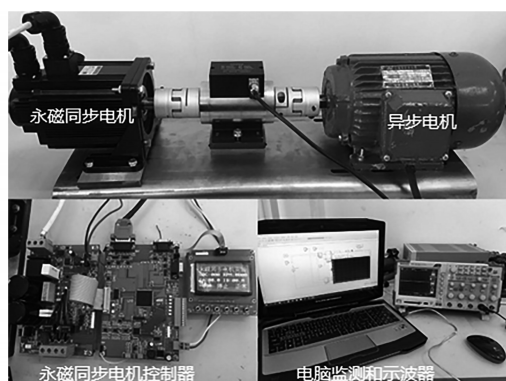


图8 永磁同步电机实验平台

Fig. 8 Permanent magnet synchronous motor experimental platform

图 9 为采用 MPC 控制器和传统 PI 控制下的电机转速波形,初始时电机给定参考转速为 1 000 r/min,在 2 s 时给定参考转速变为 1 500 r/min,可以观察到两种控制方法在电机转速变化过程中,采用 MPC 方法下的电机转速改变平稳,转速超调在 3 r/min 以内,明显小于 PI 方法下的转速超调量。在 3 s 时,增加 10 N·m 负载转矩,可以看到 MPC 方法控制下转速波动明显小于采用传统 PI 方法,MPC 方法提高了电机鲁棒性。

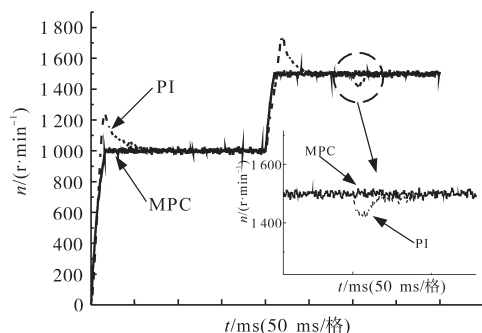


图9 两种控制方案下电机的转速实验波形

Fig. 9 Motor speed experimental waveforms under two control schemes

为了验证所设计的扰动观测器的性能,图 10 和图 11 为控制器中电机参数存在参数误差时,采用不具有扰动观测器的单环 MPC 控制器下的实验结果。PMSM 控制器采集到电机三相电流,并进行 Park 和 Clark 坐标变换,得到 d, q 轴电流,并通过数模转换,由图 8 所示数字示波器检测得到,在图 10 中,0.5 倍磁链和 2 倍磁链下的电机 d, q 轴电流振动幅度均比较大,导致电机转速出现大幅度波动,严重影响了电机运行稳定性。

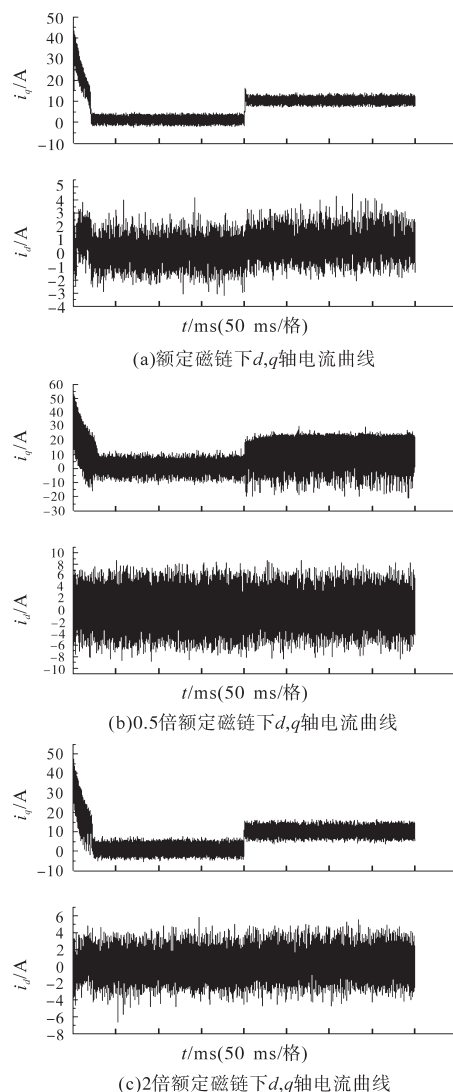


图10 存在参数误差时不带扰动观测器的 MPC 控制下的电流响应实验波形

Fig. 10 Current response experimental waveforms under MPC control without disturbance observer in the presence of error

图 12 为存在参数误差时带扰动观测器的 MPC 控制下的电流响应实验波形。同条件下电机转速响应曲线如图 13 所示。

对于未加入扰动观测器的 MPC 方法,从图 10

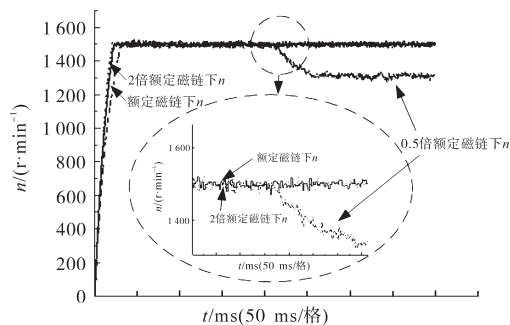


图11 存在参数误差时不带扰动观测器的MPC控制下的电机转速响应实验波形

Fig.11 Speed response experimental waveforms under MPC control without disturbance observer in the presence of parameter error

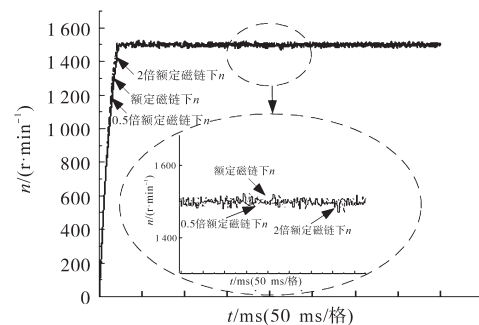


图13 存在参数误差时带扰动观测器的MPC控制下的电机转速响应实验波形

Fig.13 Speed response experimental waveforms under MPC control with disturbance observer in the presence of parameter error

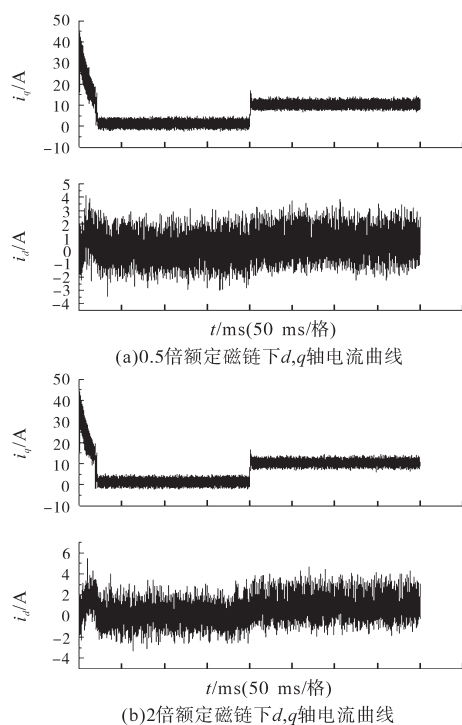


图12 存在参数误差时带扰动观测器的MPC控制下的电流响应实验波形

Fig.12 Current response experimental waveforms under MPC control with disturbance observer in the presence of parameter error

和图11可以看出,在控制器中磁链为额定磁链时,电机运行平稳,转速在启动过程中基本无超调且启动过程迅速,在负载增加时,调节时间短,能够快速恢复给定值,由此可知,该单环MPC控制器具有良好的控制性能。但由于控制器中设定的磁链参数与实际电机的额定参数不同,导致电机在运行过程中转速不能有效地跟随给定值,在图11中,控制器中的磁链值为额定值的两倍时,由于在0.2 s时负载增加,电机转速不能恢复

到给定值运行,同时,在图10中,0.5倍磁链和2倍磁链下运行时的电流波动范围也明显大于额定磁链下的电流。而加入扰动观测器后,图12中两种磁链参数下的电流波动范围明显小于未加入观测器的波动情况,电流变化稳定,因此,根据电流运行时的曲线可以看出,扰动观测器的加入提高了电机在运行过程中的稳定性,同时,电机的实际电流范围能够有效地受控制器中电流条件约束。由图13中,电机在三种磁链参数情况下的转速曲线可以看出,电机在运行过程中能够稳定运行在给定值,特别是在0.2 s时,负载增加10 N的情况下,电机也能快速地恢复并跟随给定值运行,转速超调小且没有稳态误差。实验结果与仿真结果保持一致。

5 结论

本文从永磁同步电机的非线性模型出发,基于模型预测控制方法优化并设计了永磁同步电机转速-电流单环控制器,并基于卡尔曼算法设计了扰动观测器,以提高系统的鲁棒性。所设计的控制器与标准的MPC方法相比,优化了控制系统结构,由级联型改为非级联的单环结构,减少了系统的调节时间,提高了系统的稳定性;与传统的PI控制方法相比,调节参数明显减少,参数更加易于调节。仿真和实验结果表明,所提出的具有扰动观测器的单环MPC方法,对于模型参数不匹配、负载扰动等情况具有良好的动态性能和鲁棒性。

参考文献

- [1] Cheng M, Sun L, Buja G, et al. Advanced electrical machines

- and machine-based systems for electric and hybrid vehicles[J]. *Energies*, 2015, 9(2):9541-9564.
- [2] 张巍,刘跟平,欧胜. 永磁同步电机前馈补偿和单神经元PID控制[J]. *电气传动*, 2016, 46(12):12-15, 18.
- [3] Sun X, Shi Z, Chen L, *et al.* Internal model control for a bearingless permanent magnet synchronous motor based on inverse system method[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2016, 31(4):1539-1548.
- [4] 张海刚,张磊,王步来,等. 基于模糊PI滑模观测的PMSM位置检测[J]. *电气传动*, 2017, 47(8):7-9.
- [5] 苗敬利,郑大伟,周重霞. 基于新型趋近律的永磁同步电机模糊滑模控制[J]. *电气传动*, 2019, 49(3):3-7.
- [6] Sun X D, Chen L, Jiang H B, *et al.* High-performance control for a bearingless permanent-magnet synchronous motor using neural network inverse scheme plus internal model controllers[J]. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016, 63(6):3479-3488.
- [7] Bayat F, Johansen T A. Multi-resolution explicit model predictive control: delta-model formulation and approximation[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2013, 58(11):2979-2984.
- [8] Morel F, Lin-Shi X F, Retif J M, *et al.* A comparative study of two predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive[C]//2008 Power Electronics Specialists Conference, 2008:3068-3073.
- [9] Matsutani S, Zanma T, Sumiyoshi Y, *et al.* Optimal control of PMSMs using model predictive control with integrator[C]//Proceedings of ICCAS-SICE, 2009:4847-4852.
- [10] Chen W H, Balance D, Gawthrop P. Optimal control of nonlinear systems: a predictive control approach[J]. *Automatic*, 2003, 39(4):633-641.
- [11] Jia CY, Wang X, Liang YF, *et al.* Robust current controller for IPMSM drives based on explicit model predictive control with online disturbance observer[J]. *IEEE Access*, 2019, 7:45898-45910.
- [12] 刘旭东,李珂,张奇,等. 基于非线性扰动观测器的永磁同步电机单环预测控制[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(7):2153-2162, 2230.
- [13] Hu Z, Hameyer K. A method of constraint handling for speed-controlled induction machines[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(7):4016-4072.
- [14] Pannocchia J R, Gabriele T A. Disturbance modeling for offset-free linear model predictive control[J]. *Aiche*, 2004, 49(2):426-437.
- [15] 王东文,李崇坚,吴尧,等. 永磁同步电机的模型预测电流控制器研究[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(S1):73-79.

收稿日期:2019-08-19

修改稿日期:2019-10-14

~~~~~

(上接第12页)

- try Application, 2009, 45(2):782-793.
- [7] Tian K, Wang J, Wu B, *et al.* A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(1):839-848.
- [8] Chen H, Zhao H. Review on pulse-width modulation strategies for common-mode voltage reduction in three-phase voltage-source inverters[J]. *IET Power Electronics*, 2016, 9(14):2611-2620.
- [9] 蒋栋. 电力电子变换器的先进脉宽调制技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2018.
- [10] 郑剑,荣飞,黄守道,等. 基于共模电压抑制的双Y移30°六相SVPWM方法[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(24):7338-7349.
- [11] 阮毅,陈伯时,杨影. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 第5版北京:机械工业出版社, 2016.

收稿日期:2019-08-15

修改稿日期:2019-10-15