

永磁同步直线电机模型预测控制策略研究

何承曾¹, 刘琦², 许龙斌², 邵玉周³, 耿乙文²

(1. 苏州伟创电气科技股份有限公司, 江苏 苏州 215128;

2. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116;

3. 国网盐城市大丰区供电公司, 江苏 盐城 224100)

摘要: 永磁同步直线电机(PMSLM)在运行时存在负载扰动、导轨与转子之间的摩擦力、齿槽效应以及端部效应引起的定位力扰动等问题, 对此, 提出了一种基于增量式模型的电流环连续控制集模型预测控制和基于滑模控制的速度环PMSLM控制策略。首先, 建立了PMSLM两相旋转坐标系数学模型; 然后, 对增量式连续控制集模型预测进行参数优化设计, 从而提高系统的动态响应能力, 通过李雅普诺夫分析了系统的稳定性; 接着, 采用引入扩展滑模扰动观测器的滑模控制策略, 提高控制系统的暂态与稳态性能。最后, 通过实验验证了所提出方案的有效性。与矢量控制相比, 该方法在保证快速收敛性和跟踪精度的情况下, 提高了系统的动态响应能力, 具有较强的鲁棒性。

关键词: 增量式模型; 连续控制集模型预测控制; 扩展滑模扰动观测器; 滑模控制

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd26524

Research on Model Predictive Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Linear Motor

HE Chengzeng¹, LIU Qi², XU Longbin², SHAO Yuzhou², GENG Yiwen²

(1. Suzhou Inovance Electric Technology Co., Ltd., Suzhou 215128, Jiangsu, China;

2. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu, China;

3. State Grid Yancheng Dafeng District Power Supply Company, Yancheng 224100, Jiangsu, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM) suffers from load disturbances, frictional forces between the guide rail and the rotor, tooth slot effects, and positioning force disturbances caused by end effects during operation. To address these issues, a kind of PMSLM control strategy was proposed for continuous control set model predictive control (CCS-MPC) and speed loop sliding mode control based on an incremental model in the current loop. Firstly, a mathematical model of the PMSLM two-phase rotating coordinate system was established. Then, parameter optimization design was carried out on the CCS-MPC control strategy, and the stability of the system was analyzed through Lyapunov, thereby improving the dynamic response ability of the system. Next, a sliding mode control strategy that introduces an extended sliding mode disturbance observer was adopted to improve the transient and steady-state performance of the control system. Finally, the effectiveness of the proposed scheme was verified through experiments. Compared with vector control, this method improved the dynamic response capability of the system while ensuring fast convergence and tracking accuracy, and had strong robustness.

Key words: incremental model; continuous control set model predictive control (CCS-MPC); extended sliding mode disturbance observer; sliding mode control

永磁同步直线电机(PMSLM)克服了传统“旋转电机+滚珠丝杠”^[1]存在控制精度低、噪声大、传动效率低^[2]等诸多问题, 在直线驱动领域中受到了广泛关注, 并取得了一定的研究成果。然而,

作者简介: 何承曾(1975—), 男, 本科, 工程师, 主要研究方向为电力电子逆变器系统、功率半导体驱动及控制电路设计等, Email: hechengzeng@163.com

通讯作者: 耿乙文(1977—), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为可再生能源逆变控制技术及微电网稳定性控制, Email: gengyw@cumt.edu.cn

PMSLM系统的数学模型具有较强的耦合性,这对其控制方法提出了很高的要求。此外,在PMSLM驱动控制系统中,因其自身结构的特点,存在严重的端部效应^[3]和齿槽效应^[4],这会对电机的控制性能产生严重影响。因此,研究一种高带宽且高鲁棒性的控制策略对整个PMSLM驱动控制系统极为重要。

连续控制集模型预测控制(CCS-MPC)具有动态响应快、带宽高等优点,随着该控制方法不断发展以及微控制器运算和存储能力的逐步提升,众多学者尝试将CCS-MPC引入电机的驱动控制中^[5-6]。文献[7]提出增广模型的概念,增强了CCS-MPC对外界扰动的鲁棒性,并提出了显式MPC算法,将优化计算的过程离线完成,减少了CCS-MPC的在线计算量;文献[8]提出了一种谐振MPC控制策略,有效抑制了电机控制系统中的周期性扰动;文献[9]针对CCS-MPC的预测范围进行研究,结果表明,增加一定的预测时域长度可以提高控制系统的控制性能以及鲁棒性。驱动控制系统多采用转速-电流环控制结构,对MPC控制系统,为避免代价函数中权重系数过多导致参数选取困难,进而对控制系统造成不利影响,一般基于MPC的控制系统多采用级联控制结构^[10],即将MPC策略用于控制系统电流、转矩或者磁链控制,而采用其他类型的控制器用于速度控制。目前,众多学者对MPC控制系统中的速度控制策略展开研究,如滑模控制^[11-12]、自抗扰控制^[13-14]以及模糊控制^[15-16]等。

上述研究均实现了一定的控制效果,但是对于CCS-MPC来说,其控制精度对电机数学模型具有着极高的要求,若电机模型参数存在着参数失配,将大大影响MPC的控制效果^[17-20]。针对上述问题,本文采用基于增量式模型的CCS-MPC策略,采用增量式模型消除了磁链参数对模型预测控制策略的影响,并且提高了控制系统针对电阻和电感参数失配的鲁棒性。此外,速度环采用引入ESMDO的SMC策略,与电流环共同构成先进控制系统,从而提高控制系统的稳态性能与暂态性能。

1 PMSLM数学模型

忽略磁路饱和,不计磁滞和涡流损耗,PMSLM在两相旋转 $d-q$ 坐标系下的电压平衡方程式数学模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q = R_s i_q + \omega_e L_d i_d + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: R_s 为一相等值电阻; L_d, L_q 分别为直轴电感和交轴电感; ω_e 为动子的电角速度; i_d, i_q 分别为定子 d 轴和 q 轴电流; Ψ_f 为永磁体磁链。

因为控制策略采用 $i_d^*=0$ 控制,并且 $L_d=L_q$,所以电磁推力方程可以表示为

$$F_e = k_i i_q \quad (2)$$

其中

$$k_i = 1.5 \pi n_p \Psi_f / \tau$$

式中: n_p 为PMSLM的极对数; τ 为极距。

运动方程可表示为

$$M \frac{dv}{dt} = F_e - f - B_v v \quad (3)$$

式中: M 为动子质量; f 为PMSLM运行过程中存在的扰动力; B_v 为PMSLM的黏滞摩擦系数。

2 PMSLM电流环控制器设计

本文所提控制策略如图1所示,针对PMSLM的矢量控制系统电流环采用CCS-MPC,速度环采用引入扩展滑模扰动观测器(extended sliding mode disturbance observer, ESMDO)的滑模控制(sliding mode control, SMC),提高控制系统整体控制性能。

2.1 连续控制集模型预测控制器设计

对式(1)离散化处理可将连续系统模型转换为离散系统模型,状态空间方程为

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

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) = \mathbf{y}(k) &= \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} & \mathbf{u}(k) &= \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} \\ \mathbf{d}(k) &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e(k)\Psi_f}{L_q} T \end{bmatrix} \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \omega_e(k) T_s \\ -\omega_e(k) T_s & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix} & \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

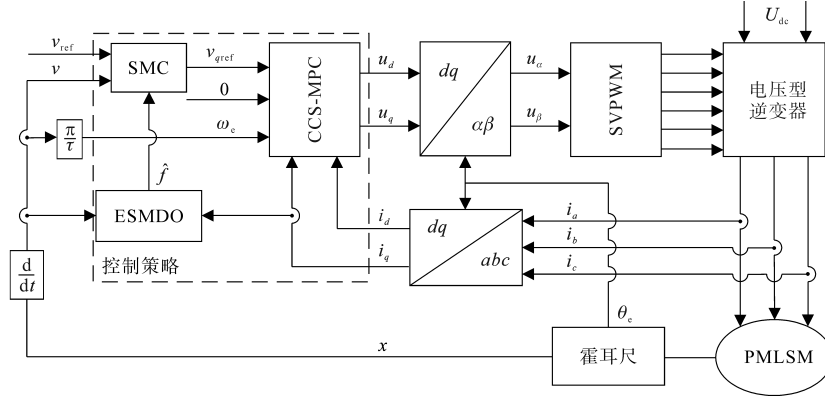


图1 所提策略整体控制框图

Fig.1 Overall control block diagram of the proposed strategy

式中: \$T_s\$ 为采样时间。

将式(4)转化为增量形式:

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

构建新的状态空间方程为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_N(k+1) = \mathbf{A}_x \mathbf{x}_N(k) + \mathbf{B}_u \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{D}_d \Delta \mathbf{d}(k) \\ \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{C}_y \mathbf{x}_N(k+1) \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{A}_x = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}\mathbf{A} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{C}\mathbf{B} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_y = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}] \quad \mathbf{D}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{C}\mathbf{D} \end{bmatrix} \quad \mathbf{x}_N(k) = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{y}(k) \end{bmatrix}$$

控制周期很短,可近似认为扰动量 \$\mathbf{d}(k)\$ 在相邻控制周期保持不变,则 \$k\$ 个控制周期后 \$N_p\$ 个输出变量为

$$\begin{cases} \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x \mathbf{x}_N(k) + \mathbf{C}_y \mathbf{B}_u \Delta \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k+2) = \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^2 \mathbf{x}_N(k) + \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x \mathbf{B}_u \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{C}_y \mathbf{B}_u \Delta \mathbf{u}(k+1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(k+N_c) = \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_c} \mathbf{x}_N(k) + \sum_{i=1}^{N_c} \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{i-1} \mathbf{B}_u \Delta \mathbf{u}(k+N_c-i) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(k+N_p) = \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_p} \mathbf{x}_N(k) + \sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_p-i} \mathbf{B}_u \Delta \mathbf{u}(k+i-1) \end{cases} \quad (7)$$

令

$$\mathbf{y}_p(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(k+1) \\ \mathbf{y}(k+2) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(k+N_c) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(k+N_p) \end{bmatrix} \quad \mathbf{T}_x = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x \\ \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_c} \\ \vdots \\ \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_p} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{T}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_y \mathbf{B}_u & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x \mathbf{B}_u & \mathbf{C}_y \mathbf{B}_u & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_c-1} \mathbf{B}_u & \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_c-2} \mathbf{B}_u & \cdots & \mathbf{C}_y \mathbf{B}_u \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_p-1} \mathbf{B}_u & \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_p-2} \mathbf{B}_u & \cdots & \mathbf{C}_y \mathbf{A}_x^{N_p-N_c} \mathbf{B}_u \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}(k) \\ \Delta \mathbf{u}(k+1) \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{u}(k+N_c-1) \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{u}(k+i-1) \end{bmatrix}$$

可得:

$$\mathbf{y}_p(k) = \mathbf{T}_x \mathbf{x}_N(k) + \mathbf{T}_u \Delta \mathbf{U} \quad (8)$$

定义预测控制的代价函数为

$$J = [\mathbf{R}(k) - \mathbf{Y}_p(k)]^T \boldsymbol{\zeta} [\mathbf{R}(k) - \mathbf{Y}_p(k)] + \Delta \mathbf{U}^T \mathbf{Q} \Delta \mathbf{U} \quad (9)$$

其中

$$\boldsymbol{\zeta} = \text{diag}(\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_{i-1}) \quad \mathbf{Q} = \text{diag}(Q_1, Q_2, \dots, Q_{i-1})$$

式中: \$\boldsymbol{\zeta}, \mathbf{Q}\$ 为代价函数权重系数矩阵。

对 \$J\$ 进行求导并令偏导数为 0,可得到最优增量为

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{U}(k) = [\mathbf{I} \quad \mathbf{0} \quad \cdots \quad \mathbf{0}] \mathbf{U}^* \\ \mathbf{U}^* = (\mathbf{T}_u^T \boldsymbol{\zeta} \mathbf{T}_u + \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{T}_u^T \boldsymbol{\zeta} [\mathbf{R}(k) - \mathbf{T}_x \mathbf{x}_N(k)] \end{cases} \quad (10)$$

可得 \$k\$ 时刻的最优输出量为

$$\mathbf{U}^{\text{opt}}(k) = \mathbf{U}^{\text{opt}}(k-1) + \Delta \mathbf{U}(k) \quad (11)$$

2.2 参数选择分析

权重系数是构成代价函数的关键,表征关键控制目标在所有控制目标中的重要性,对系统的整体性能有很大的影响。

由式(9)可得,本文所采用的电流内环模型预测控制系统代价函数为

$$J = \lambda_1 (i_{dref} - i_d)^2 + \lambda_2 (i_{qref} - i_q)^2 + \lambda_3 \Delta u_d^2 + \lambda_4 \Delta u_q^2 \quad (12)$$

所需要设计的权重系数共有4个,为简化权重系数设计,取相同量纲的参数权重系数保持一致,即 $\lambda_1=\lambda_2, \lambda_3=\lambda_4$,同时以电流权重系数为基准,故可取 $\lambda_1=\lambda_2=1$,即 ζ 为单位矩阵。因此本文主要调整电压增量 Δu_d 和 Δu_q 的权重系数,即 λ_3 和 λ_4 。

为确定 λ_3 和 λ_4 的最优取值,选取 q 轴电流超调量和纹波作为量化指标,不同权重系数下进行单电流环仿真实验, q 轴电流如图2所示。由图2可知,在给定 $i_{qref}=2.6$ A的仿真条件下,随着权重系数的增加, q 轴电流的响应速度与超调也在不断变大,同时其稳态性能变差。故综合考虑 q 轴电流稳态性能、暂态性能的仿真结果,本文 λ_3 和 λ_4 最终取值为0.005。

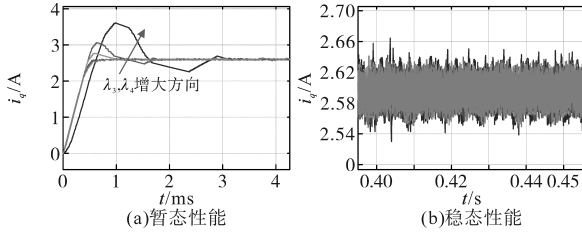


图2 不同权重系数下 q 轴电流波形

Fig.2 q -axis current waveforms under different weight coefficients

2.3 稳定性分析

令系数 $K_{mpc}=[I \ 0 \ \cdots \ 0](T_u^T \zeta T_u + Q)^{-1} T_u^T \zeta$,由式(10)可知当前控制周期控制量的最优增量为

$$\Delta U(k) = K_{mpc} [R(k) - T_x x_N(k)] \quad (13)$$

将式(13)代入式(6)中,可得空间状态方程为

$$\begin{aligned} x_N(k+1) &= A_x x_N(k) + B_u \Delta u(k) \\ &= A_x x_N(k) + B_u K_{mpc} [R(k) - T_x x_N(k)] \\ &= (A_x - B_u K_{mpc} T_x) x_N(k) + \\ &\quad B_u [I \ 0 \ \cdots \ 0] K_{mpc} R(k) \end{aligned} \quad (14)$$

令

$$A_x - B_u K_{mpc} T_x = E$$

根据Lyapunov第一法稳定性判断准则,控制系统的稳定性由矩阵 E 的特征值来决定,若能够保证矩阵 E 的特征值均位于单位圆内,即可证明该系统稳定。针对CCS-MPC参数设计,选取权重系数 $\zeta_1=\zeta_2=1, Q_1=Q_2=0.005$;预测时域 $N_p=5T_s$,控制时域 $N_c=T_s$ 。

在当前选定参数情况下,当动子速度由0 m/s增大至2 m/s得到的特征值分布如图3所示,当动子速度变化时,矩阵特征根在单位圆内位置无明显变化,具有足够大的稳定裕度。

显变化,具有足够大的稳定裕度。

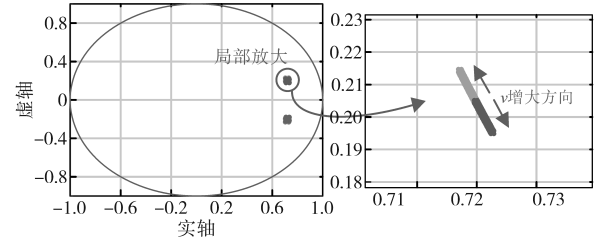


图3 特征值分布图

Fig.3 Distribution of eigenvalues

2.4 参数失配问题分析

2.4.1 稳定性分析

基于增量式模型的状态空间方程中已经消除了磁链参数,所以主要考虑电感和电阻参数失配的影响,取电感和电阻为实际值的0.1倍、0.5倍、1倍、2倍、5倍以及10倍,对应的特征根分布情况如图4所示。电感发生0.1~10倍参数失配时,随着参数增大,闭环极点由圆心向边界运动,稳定裕度逐渐下降;当参数减小时,闭环极点向圆内运动,稳定裕度提高但向实轴靠近,阻尼比增加,动态响应能力下降。当电阻发生0.1~10倍参数失配时,闭环极点均在圆内,与参数未失配时闭环极点的分布变化不大,具有足够的稳定裕度。根据闭环极点分析,电感参数失配对控制系统影响显著,电阻参数失配影响较小。

2.4.2 稳态性能分析

考虑参数失配并预测和控制时域为1,则有:

$$\begin{cases} \Delta u_d(k) = \frac{1}{\frac{T_s}{L_s + \Delta L_s} + \lambda_3 \frac{L_s + \Delta L_s}{T_s}} \cdot \{ i_{dref}(k) - i_d(k) - [1 - \frac{(R_s + \Delta R_s)T_s}{L_s + \Delta L_s}] \Delta i_d(k) - \omega_e T_s \Delta i_q(k) \} \\ \Delta u_q(k) = \frac{1}{\frac{T_s}{L_s + \Delta L_s} + \lambda_4 \frac{L_s + \Delta L_s}{T_s}} \{ i_{qref}(k) - i_q(k) - [1 - \frac{(R_s + \Delta R_s)T_s}{(L_s + \Delta L_s)}] \Delta i_q(k) + \omega_e T_s \Delta i_d(k) \} \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可知,当控制系统在稳态运行时,控制系统已无静差跟踪电流指令,可得 $\Delta u_d(k)=0, \Delta u_q(k)=0$,因此参数失配不会对CCS-MPC产生偏差;当系统暂态运行时, $\Delta u_d(k), \Delta u_q(k)$ 非零,因此参数失配会对暂态性能产生影响。

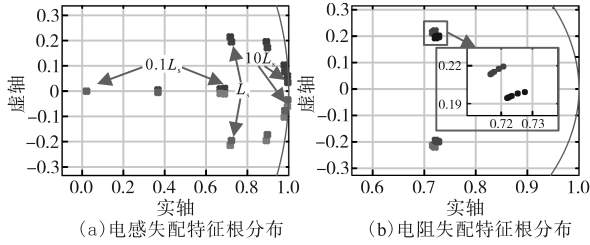


图4 参数失配特征根在单位圆内分布

Fig.4 Distribution of parameter mismatch roots within the unit circle

3 PMSLM速度环控制器设计

3.1 滑模控制器设计

3.1.1 控制器设计

已知永磁同步直线电机的运动学方程为

$$\begin{cases} F_c = k_f i_q \\ F_c = M \frac{dv}{dt} + B_v v + f \end{cases} \quad (16)$$

式中: k_f 为推力常数,值为 $3\pi n_p \Psi_f / (2\tau)$ 。

设 v^* 、 v 分别为速度的给定值和反馈值,取速度偏差值为 $e=v^*-v$,设系统变量 x_1, x_2 为

$$\begin{cases} x_1 = e \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} \end{cases} \quad (17)$$

可得永磁同步直线电机速度误差方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = \frac{de}{dt} = \frac{dv^*}{dt} - \frac{dv}{dt} \\ = \frac{dv^*}{dt} + \frac{B_v}{M} v - \frac{k_f}{M} i_q + \frac{1}{M} f \end{cases} \quad (18)$$

选取积分滑模面为

$$s = x_1 + c_0 \int_0^t x_1 d\tau \quad (19)$$

针对式(19)求偏导,可得:

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} &= \frac{dx_1}{dt} + c_0 x_1 \\ &= \frac{dv^*}{dt} + \frac{B_v}{M} v - \frac{k_f}{M} i_q + \frac{1}{M} f + c_0 x_1 \end{aligned} \quad (20)$$

选择采用变指数趋近律为^[21]

$$\begin{cases} \dot{s} = -\frac{\varepsilon_c \operatorname{sgn}(s)}{\beta^{\alpha|s|} + \frac{1-\beta^{\alpha|s|}}{e^{\alpha|s|}}} - q_c s \\ \varepsilon_c > 0, q_c > 0, \alpha > 0, 0 < \beta < 1 \end{cases} \quad (21)$$

可推导得:

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{M}{k_f} \left[c_0 x_1 + \frac{dv^*}{dt} + \frac{B_v}{M} v + \frac{\varepsilon_c \operatorname{sgn}(s)}{\beta^{\alpha|s|} + \frac{1-\beta^{\alpha|s|}}{e^{\alpha|s|}}} + \right. \\ &\quad \left. q_c s + \frac{1}{M} f \right] \end{aligned} \quad (22)$$

在式(22)中,由于传统sgn函数在过零点处具有突变特性,故采用sigmoid函数代替。

3.1.2 稳定性分析

选取Lyapunov函数为

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (23)$$

对式(23)求取导数可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \left[-\frac{\varepsilon_c \operatorname{sigmoid}(s)}{\beta^{\alpha|s|} + \frac{1-\beta^{\alpha|s|}}{e^{\alpha|s|}}} - q_c s \right] \\ &= -\frac{\varepsilon_c s \operatorname{sigmoid}(s)}{\beta^{\alpha|s|} + \frac{1-\beta^{\alpha|s|}}{e^{\alpha|s|}}} - q_c s^2 \end{aligned} \quad (24)$$

当 s 为负时, $\operatorname{sigmoid}(s)$ 为负,故 $s \operatorname{sigmoid}(s)$ 为正;当 s 为正时, $\operatorname{sigmoid}(s)$ 为正,故 $s \operatorname{sigmoid}(s)$ 为正,因此 $s \operatorname{sigmoid}(s)$ 可以等效为 $|s|$,进而式(24)可简化为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{\varepsilon_c s \operatorname{sigmoid}(s)}{\beta^{\alpha|s|} + \frac{1-\beta^{\alpha|s|}}{e^{\alpha|s|}}} - q_c s^2 \\ &= -\frac{\varepsilon_c}{\beta^{\alpha|s|} + \frac{1-\beta^{\alpha|s|}}{e^{\alpha|s|}}} |s| - q_c s^2 \end{aligned} \quad (25)$$

由式(25)可知,保证 $\varepsilon_c, q_c > 0$ 恒成立,则基于变指数趋近律的滑模控制是稳定的。

3.2 扩展滑模扰动观测器设计

3.2.1 观测器设计

选择的滑模面为估计速度与实际速度之间的误差,即

$$s = \hat{v} - v \quad (26)$$

式中: \hat{v} 为估计速度。

同样采用变指数趋近律:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\frac{\varepsilon_o \operatorname{sigmoid}(s)}{\beta^{\alpha|s|} + \frac{1-\beta^{\alpha|s|}}{e^{\alpha|s|}}} - q_o s \\ \varepsilon_o > 0, q_o > 0, \alpha > 0, 0 < \beta < 1 \end{cases} \quad (27)$$

基于PMSLM的运动学方程式(16),将系统中的扰动力 f 视为扩展变量,可建立状态空间方程:

$$\begin{cases} \frac{dv}{dt} = \frac{k_f}{M} i_q - \frac{B_v}{M} v - \frac{f}{M} \\ \frac{df}{dt} = \zeta(t) \end{cases} \quad (28)$$

式中: $\zeta(t)$ 为扰动力的变化率。

对于式(28)所示系统,构造的ESMDO为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{v}}{dt} = \frac{k_f}{M} i_q - \frac{B_v}{M} \hat{v} - \frac{\hat{f}}{M} + U_{smo} \\ \frac{d\hat{f}}{dt} = gU_{smo} \end{cases} \quad (29)$$

式中: U_{smo} 为待设计的滑模函数; g 为滑模增益。

联立式(28)、式(29),可得观测误差的微分为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\frac{B_v}{M} e_1 - \frac{e_2}{M} + U_{smo} \\ \dot{e}_2 = gU_{smo} - \zeta(t) \end{cases} \quad (30)$$

式中: e_1 为速度观测误差; e_2 为扰动力观测误差。

联立式(27)、式(30),并将 e_2 视为 U_{smo} 的扰动,可得到待设计的滑模函数表达式为

$$U_{smo} = -\frac{\varepsilon_0 \text{sigmoid}(e_1)}{\beta^{\alpha|e_1|} + \frac{1 - \beta^{\alpha|e_1|}}{e^{\alpha|e_1|}}} - q_0 e_1 + \frac{B_v}{M} e_1 \quad (31)$$

将式(29)离散化可得:

$$\begin{cases} \hat{v}(k+1) = \frac{k_f T_s}{M} i_q(k) + (1 - \frac{B_v T_s}{M}) \hat{v}(k) - \frac{T_s}{M} \hat{f} + T_s U_{smo} \\ \hat{f}(k+1) = \hat{f}(k) + g T_s U_{smo} \end{cases} \quad (32)$$

3.2.2 稳定性分析

根据式(31)和式(32),为确保ESMDO的稳定性,必须满足滑模到达条件 $s\dot{s} \leq 0$:

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= e_1 \left[-\frac{B_v}{M} e_1 - \frac{e_2}{M} + U_{smo} \right] \\ &= -\frac{e_1 e_2}{M} - \frac{\varepsilon_0 e_1 \text{sigmoid}(e_1)}{\beta^{\alpha|e_1|} + \frac{1 - \beta^{\alpha|e_1|}}{e^{\alpha|e_1|}}} - q_0 e_1^2 \\ &\leq -\frac{e_1 e_2}{M} - \frac{\varepsilon_0}{\beta^{\alpha|e_1|} + \frac{1 - \beta^{\alpha|e_1|}}{e^{\alpha|e_1|}}} |e_1| \\ &\leq -\frac{e_1 e_2}{M} - \varepsilon_0 |e_1| \end{aligned} \quad (33)$$

为确保 $s\dot{s} \leq 0$ 恒成立,参数 ε_0 应满足:

$$\varepsilon_0 \geq -\frac{e_1 e_2}{M |e_1|} \quad (34)$$

设计合理参数观测器可以稳定,误差满足:

$$\begin{cases} \frac{e_2}{M} = U_{smo} \\ \frac{de_2}{dt} = gU_{smo} - \zeta(t) \end{cases} \quad (35)$$

针对式(35)进行求解,可得:

$$e_2 = e^{\frac{g}{M}t} \left[\int \xi(t) e^{-\frac{g}{M}t} dt + C \right] \quad (36)$$

根据式(36)可知,为确保扰动力估计误差收敛至零,需要满足速度估计误差收敛至零,同时观测器参数满足 $g < 0$ 。

通过分析可知,合理设置参数 $\varepsilon_0, q_0, \alpha, \beta, g$,可保证扩展滑模扰动观测器的稳定性满足要求。

4 实验结果

为验证本文所提出算法的可行性及有效性,搭建了PMSLM实验平台,如图5所示。控制器采用XILINX公司的XC7Z020CLG400-2系列芯片。XC7Z020CLG400-2芯片可分成处理器系统部分Processor System(PS)和可编程逻辑部分Programmable Logic(PL),由PS部分执行控制算法,PL部分实现数据采样和外设芯片驱动功能,两者通过AIX-4实现数据交互。取滑模控制器参数 $\varepsilon_c=10, q_c=375, c_0=0.2$,变指数趋近律中 $\alpha=2, \beta=0.5$,ESMDO相关参数为 $\varepsilon_0=0.5, q_0=1\ 500, g=-20\ 000$,采用的变指数趋近律 $\alpha=2, \beta=0.5$ 。实验平台参数如下: d/q 轴电感 $L_s=5.9\text{ mH}$,永磁体磁链 $\Psi_f=0.044\text{ Wb}$,绕组电阻 $R_s=0.86\ \Omega$,永磁体极距 $\tau=0.012\text{ m}$,动子质量 $M=10.8\text{ kg}$,黏滞摩擦系数 $B_v=0.2\text{ N}\cdot\text{s/m}$,极对数 $n_p=2$,定子长度 144 mm ,动子长度 576 mm 。

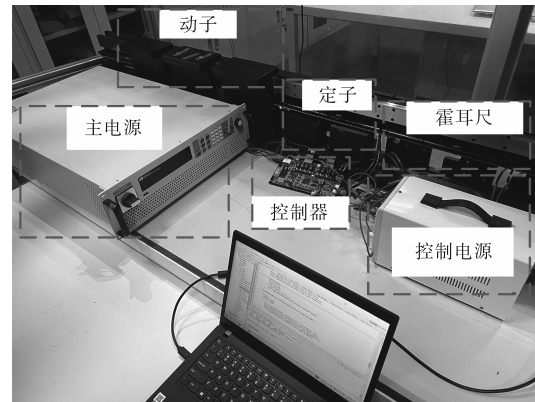


图5 永磁同步直线电机实验平台

Fig.5 PMSLM experimental platform

4.1 参数鲁棒性实验验证

在单电流环情况下进行电流环权重系数对比实验,给定 $i_{qref}=2.6\text{ A}, i_{dref}=0\text{ A}$,在此过程中电流环控制分别采用PI控制策略、CCS-MPC策略,实

验波形如图6所示。在PI控制策略下, q 轴电流稳态振荡为3.04%,当电流环控制策略替换为本文所采取权重系数下的CCS-MPC, q 轴电流稳态振荡减小至2.86%,预测控制策略具有更强的稳态跟随性能。采用在权重系数为0.000 5时CCS-MPC策略的实验波形如图6c所示, q 轴电流稳态振荡加剧至4.6%,相较于图6b电流稳态振荡明显增大。在权重系数为0.05时CCS-MPC策略的实验波形如图6d所示, d 、 q 轴电流稳态波形与权重系数为0.000 5时CCS-MPC策略的实验波形相差不大,但 q 轴电流暂态时出现明显超调,暂态性能变差。因此,权重系数取0.005具有稳态跟随性能和暂态性能。

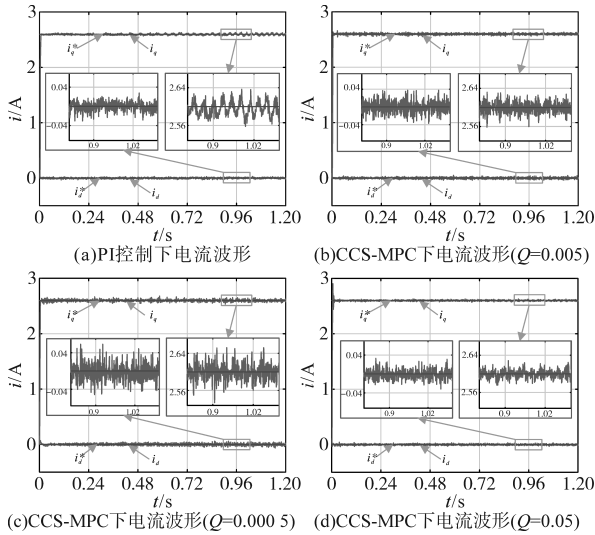


图6 单电流环闭环实验电流波形
Fig.6 Current waveforms of single current loop closed-loop experiment

因电阻参数影响较小,本文主要考虑电感参数失配的影响。为验证参数鲁棒性,将增量式CCS-MPC与传统无差拍模型预测控制分别进行实验,速度给定0.05 m/s,分析电流环跟踪性能。

参数未发生失配时传统无差拍模型预测控制和增量式CCS-MPC的实验波形分别如图7和图8所示。在参数未发生失配时均无静差跟踪。

在电感参数失配为实际电感0.3倍时,传统无差拍模型预测控制和增量式CCS-MPC的实验波形分别如图9和图10所示。传统无差拍模型预测控制的 q 轴电流与电流指令存在偏差,跟踪性能明显下降,增量式CCS-MPC的 q 轴电流波形仍能保持良好的跟踪性能。因此,相较于传统无差拍模型预测控制,基于增量式模型的CCS-MPC策略具有更好的参数鲁棒性。

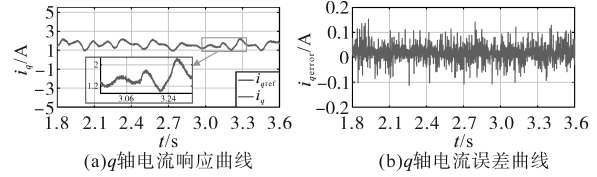


图7 传统无差拍模型预测控制策略下未发生参数失配电流响应曲线

Fig.7 Current response curves under conventional deadbeat model predictive control strategy without parameter mismatch

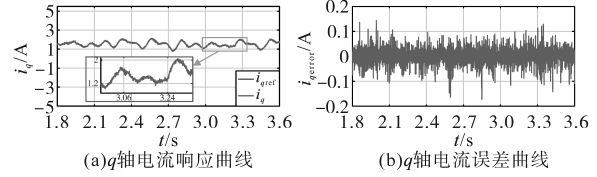


图8 增量式CCS-MPC策略下发生未参数失配时电流响应曲线
Fig.8 Current response curves under incremental CCS-MPC strategy without parameter mismatch

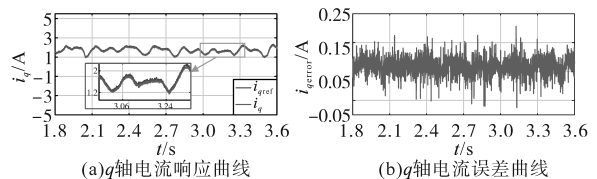


图9 传统无差拍模型预测控制策略下发生参数失配电流响应曲线

Fig.9 Current response curves under conventional deadbeat model predictive control strategy with parameter mismatch

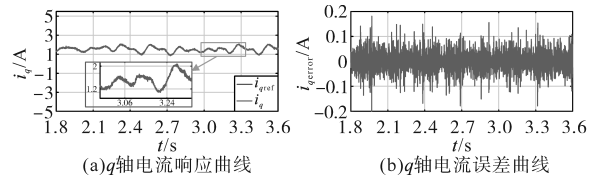


图10 增量式CCS-MPC策略下发生未参数失配时电流响应曲线
Fig.10 Current response curves under incremental CCS-MPC strategy with parameter mismatch

4.2 控制性能实验验证

为校验本文所提出控制策略的有效性,分别进行暂态性能验证与稳态性能验证。给定速度为0.05 m/s,随后加速至0.067 m/s,传统PI控制策略与本文所提出控制策略的实验对比如图11所示,ESMDO所观测到的速度波动与扰动力波形如图12所示。在PI控制策略下,控制系统的上升时间为0.028 8 s,调节时间为0.163 2 s,超调量为10.94%。在本文所采用的控制策略下,控制系统的上升时间为0.017 4 s,调节时间为0.06 s,超调量为4.29%。根据实验结果分析,明显提高了控制系统的暂态性能。根据图12可知,基于变指数趋近律的ESMDO的速度观测值与实际速度维持较小偏差,可准确观测转子速度,同时可准确对

扰动力进行估计。

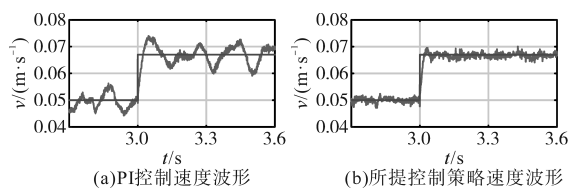


图 11 暂态性能对比

Fig.11 Transient performance comparison

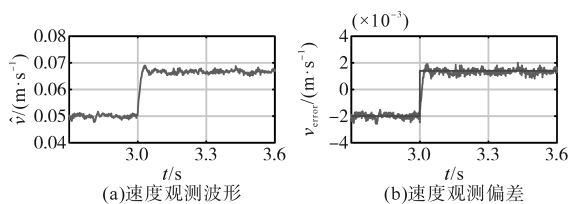


图 12 加速扰动下 ESMDO 观测波形

Fig.12 Waveforms of ESMDO observation under accelerated perturbation

稳态性能实验验证选取在给定速度为 0.075 m/s 情况下进行校验,实验波形如图 13 所示。由图可知,在 PI 控制策略下速度稳态波动为 23.96%,而当采用本文所提出控制策略后,稳态波动减小为 9.38%,可知,本文所提出的控制策略可有效抑制速度波动。

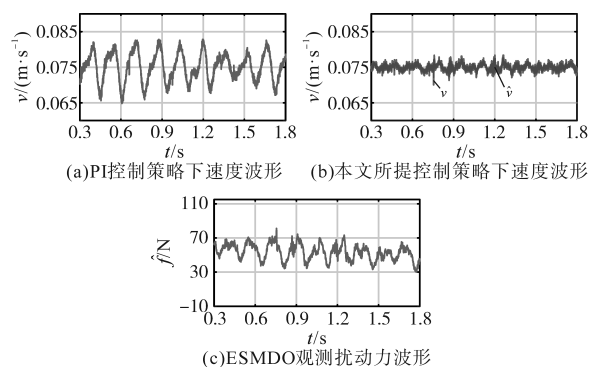


图 13 稳态性能对比

Fig.13 Comparison of steady-state performance

5 结论

针对模型预测控制高度依赖数学模型参数的问题,本文首先采用了基于增量式模型的连续控制集模型预测控制,消除了磁链参数对模型预测控制的影响,随后采用引入 ESMDO 的 SMC 策略,进一步提高控制系统的暂态和稳态性能,并通过实验平台进行验证。根据实验结果可知,在

本文所采用的控制策略下,PMSLM 运动过程平稳,能够有效抑制 PMSLM 运行过程中存在的实际扰动,增强控制系统的鲁棒性。

参考文献

- [1] 唐传胜. 永磁同步直线电机控制方法研究[D]. 西安:电子科技大学,2014.
TANG Chuansheng. Research on control method of permanent magnet linear synchronous motors[D]. Xi'an: School of Mechatronics Engineering, 2014.
- [2] 谭强. 精密永磁直线同步电机电磁力波动分析与抑制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2021.
TAN Qiang. Research on analysis and suppression of electromagnetic force ripple for precision permanent magnet linear synchronous motor[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.
- [3] ZENG L, CHEN X, LI X, et al. A thrust force analysis method for permanent magnet linear motor using Schwarz-Christoffel mapping and considering slotting effect, end effect, and magnet shape[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(9): 1-9.
- [4] SHIN J S, WATANABE R, KOSEKI T, et al. The design for cogging force reduction of a double-sided transverse flux permanent magnet linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 1-4.
- [5] WANG Z, ZHENG Z, LI Y, et al. Predictive current control for induction motor using online optimization algorithm with constraints[C]//2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2017: 4720-4725.
- [6] HAMMOUD I, HENTZELT S, XU K, et al. On continuous-set model predictive control of permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10360-10371.
- [7] ZHANG Y, YANG H. Torque ripple reduction of model predictive torque control of induction motor drives[C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, 2013: 1176-1183.
- [8] 周湛清. 永磁同步电机系统模型预测控制[D]. 天津:天津大学,2017.
ZHOU Zhanqing. Model predictive control of permanent magnet synchronous motor systems[D]. Tianjin: Tianjin University, 2017.
- [9] XUE C, DING L, LI Y R. CCS-MPC with long predictive horizon for grid-connected current source converter[C]//2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2020: 4988-4993.
- [10] 刘莹. 永磁同步电机模型预测控制策略研究[D]. 武汉:华中科技大学,2019.
LIU Ying. Research on model predictive control strategy for permanent-magnet synchronous machine[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2019.
- [11] ZHANG Y, SHAO L, YIN Z, et al. Finite control set model free

- predictive current control of permanent magnet synchronous motors[C]//2023 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), IEEE, 2023: 1–6.
- [12] ZHAO K, ZHOU R, SHE J, et al. A model predictive current control based on sliding mode speed controller for PMSM[C]//2020 13th International Conference on Human System Interaction (HSI), IEEE, 2020: 229–233.
- [13] QIU L, YANG K, LUO Y, et al. Multi-disturbances suppression for permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection model predictive control[C]//2023 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), IEEE, 2023: 1–6.
- [14] ZHAO Y, DENG Z, GE S. Position sensorless fuzzy active disturbance rejection control of PMSM based on model predictive control[C]//2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), IEEE, 2023: 1–7.
- [15] KUMAR B H, BHIMASINGU R, KUMAR V S. Fuzzy-PI based model predictive control for speed control of BLDC motor[C]//2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), IEEE, 2022: 1–6.
- [16] 张明晖. 永磁同步电机伺服控制系统研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016.
ZHANG Minghui. Research on permanent magnet synchronous motor servo control system[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2016.
- [17] ZHANG Y, WANG S, HU Y, et al. Model predictive control with parameter robustness for surface-mounted permanent magnet synchronous motor drives[C]//2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), IEEE, 2021: 322–327.
- [18] LI L, LIU Y, LI Z H. Parameters sensitivity analysis of predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer[C]//2020 5th International Conference on Electromechanical Control Technology and Transportation (ICECTT), IEEE, 2020: 321–325.
- [19] ZOU M, WANG S, DING X, et al. Improved predictive current control of permanent-magnet synchronous motor with disturbance observer[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), IEEE, 2018: 1–6.
- [20] AN Z D, WANG K, GUO L L, et al. An improved model predictive current control of permanent magnet machine with integrated MRAS-based online parameter identification[C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), IEEE, 2023: 5132–5136.
- [21] ZHANG G, ZHOU G, ZHU M, et al. Design of sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor based on improved reaching law[C]//Proceedings of the 2022 China Automation Congress (CAC), Xiamen, China, 2022: 1380–1385.

收稿日期: 2025-03-20

修改稿日期: 2025-05-08