

基于噪声抑制的永磁同步风机鲁棒预测控制

苗云涛¹,王成贤¹,李俊达²,谷加腾²,张祯滨²

(1.中车山东风电有限公司 风电装备研究所,山东 济南 250022;

2.山东大学 电气工程学院,山东 济南 250061)

摘要:模型预测控制(MPC)因其快速动态响应和多目标优化能力,成为一种有效的永磁同步发电机(PMSG)控制策略。然而,MPC依赖精确的系统模型和传感器测量,在实际工况中,PMSG参数变化造成的参数失配以及传感器测量噪声会恶化MPC的控制效果。基于扩张状态观测器(ESO)的鲁棒预测控制可有效应对参数失配问题。然而,单一增益的ESO难以兼顾参数失配和测量噪声干扰。为此,提出一种基于混合级联并联ESO(CPESO)的鲁棒预测控制,使用多个子ESO进行串并联,对系统扰动和观测值进行加权,进行噪声抑制。该方法可以有效地兼顾参数失配和测量噪声抑制。最后,在具有参数失配和测量噪声的工况下,通过三电平PMSG实验平台进行实验,验证了所提方法的有效性。

关键词:永磁同步发电机;模型预测控制;噪声抑制;干扰抑制;鲁棒控制

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25564

Robust Predictive Control of PMSG Based on Noise Suppression

MIAO Yuntao¹,WANG Chengxian¹,LI Junda²,GU Jiateng²,ZHANG Zhenbin²

(1.Wind Power Equipment Research Institute,CRRC Shandong Wind Power Co.,Ltd.,Jinan 250022,

Shandong,China;2.School of Electrical Engineering,Shandong University,

Jinan 250061,Shandong,China)

Abstract: Model predictive control (MPC) is an effective control strategy for permanent magnet synchronous generators (PMSG) due to its fast dynamic response and multi-objective optimization capabilities. However, MPC relies on accurate system models and sensor measurements. In practical conditions, parameter mismatch caused by PMSG parameter variations and sensor measurement noise can deteriorate the control performance of MPC. Robust predictive control based on extended state observer (ESO) can effectively deal with parameter mismatch. However, a single-gain ESO is difficult to balance parameter mismatch and measurement noise disturbance. Therefore, a robust predictive control method based on hybrid cascade parallel ESO (CPESO) was proposed, which used multiple sub-ESOs in series and parallel to weight system disturbances and observed values for noise suppression. This method can effectively balance parameter mismatch and measurement noise suppression. Finally, under conditions with parameter mismatch and measurement noise, experiments were conducted on a three-level PMSG test bench to verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: permanent magnet synchronous generator (PMSG); model predictive control (MPC); noise suppression; disturbance rejection; robust control

随着能源危机的不断加剧与对新型清洁能源的迫切需求,海上风电因风速稳定、不占用土地等优势,具有广阔前景^[1]。与双馈异步风机相比,直驱永磁同步发电机(permanent magnet synchronous generator, PMSG)具有工作风速范围大、能量转换效率高、维护简单的优点^[2],因此,PMSG

成为海上风电的主流。

大功率PMSG主要采用三电平中点钳位变流器(three-level neutral point clamped converter, 3L-NPC),其主要控制目标是:1)对电流和功率参考的快速响应;2)平衡直流母线电容的电压,以确保变流器正常工作;3)抑制开关频率,以控制能

作者简介:苗云涛(1982—),男,硕士,教授级高工,主要研究方向为新能源发电及电气设计,Email:lanyun235@163.com

通讯作者:张祯滨(1984—),男,博士,教授,主要研究方向为预测控制在新能源变流器与电驱系统中的应用,Email:zbz@sdu.edu.cn

量损失。模型预测控制(model predictive control, MPC)为低开关频率电力电子设备的多目标控制提供了一种有效的解决方案,并已广泛应用于各种电力电子变流器和输电系统中^[3]。MPC具有优异的动态响应能力、多目标优化能力和对多种工况的适应性,非常适合用于背靠背变流器的控制^[4]。

然而,系统参数的准确度对MPC性能有显著影响^[5]。在实际PMSG中,定子电感和滤波器电感等参数存在偏差,并且参数测量会产生噪声,导致MPC控制效果恶化,造成稳态误差和电流纹波。因此,提高MPC对参数失配和传感器噪声的鲁棒性已成为一项重要的研究目标。

为抑制参数失配和噪声对MPC的干扰,学界提出了多种基于模型的控制策略。文献[6]提出了一种用于DC-DC变流器的鲁棒MPC方法,该方法在白噪声环境中对系统参数和直流电压具有鲁棒性。文献[7]提出了一种基于转矩平衡的级联MPC,该MPC在测量噪声条件下对转速具有鲁棒性。文献[8]使用状态观测器在不增加计算量的情况下减少电流失真,并在噪声环境中保持足够的响应速度。文献[9]使用人工神经网络进行机器学习来处理白噪声,并且具有较低的计算时间。这些基于模型的鲁棒MPC依赖于精确的模型,一旦模型发生偏差,其控制效果将急剧恶化。

与基于模型的方法不同,无模型MPC放弃了模型参数,消除了模型参数对控制有效性的影响。基于观测器的鲁棒预测控制的实现相对简单有效。文献[10-11]提出了一种基于改进的扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的MPC策略。通过使用部分模型参数,通过广义积分保证系统不受噪声干扰,并通过重建中间相位来实现电流鲁棒性。然而,该方法的动态性能较差。文献[12-13]提出了一种级联扩展状态观测器(cascade ESO, CESO),与ESO相比,它不是一个非线性滤波器,因此可以有效地考虑噪声抑制和动态性能。文献[14]提出了一种改进的高阶CESO,它对时变扰动和噪声具有鲁棒性。然而,CESO对参数失配的鲁棒性较差。文献[15-16]提出了包括级联和并行ESO的混合ESO。与CESO相比,混合ESO对参数失配更具鲁棒性,并表明多频ESO在实现电力电子和电力驱动器的鲁棒控制方面有一定的前景^[17]。

为解决参数失配和噪声干扰问题,本文提出了一种基于级联并联ESO(cascade parallel ESO,

CPESO)的无模型预测电流控制策略(model-free predictive current control, MFPC)。该方法利用CPESO,提出了基于超局部模型的PMSG无模型预测控制。与传统的线性ESO相比,所提方法具有更强的参数鲁棒性,可以更有效地抑制测量噪声。通过MFPC-CPESO框架,应用CPESO来提高变流器的参数鲁棒性和测量噪声抑制性能。通过对定子和电网电流的观测,得到这些变量的观测值,以保证系统的鲁棒控制性能。通过实物实验验证了该方法的有效性。

本文的主要工作如下:在第1节,对PMSG风力发电系统进行数学建模;在第2节,回顾了基于ESO的MPC(MPC-ESO)框架;在第3节,介绍了所提MFPC-CPESO控制策略;在第4节,进行实验验证和分析;在第5节,对所提方法进行总结。

1 系统模型

三级背靠背直接驱动永磁同步风力发电机组系统的数学模型如图1所示。图中,下标m和g分别表示机侧和网侧的变量; i, e, v, R, L 分别为电流、电网侧电压、变流器电压、电阻和电感; V_{C1}, V_{C2}, ω_m 分别为直流母线两个电容的电压和发电机的转速; P, Q 分别为电网侧有功功率和无功功率。在本节我们将为3L-NPC变流器、永磁同步发电机以及交流电网建模。

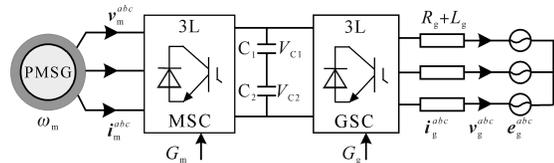


图1 基于3L-NPC变流器的PMSG风电系统的简化拓扑
Fig.1 Simplified topology of 3L-NPC converter based PMSG wind turbine system

1.1 3L-NPC背靠背变流器

三电平背靠背变流器由一对通过直流母线连接的3L-NPC组成。变流器的一侧与风机相连,另一侧与交流电网相连。这两个变流器共用一组均压电容器。变流器的输出电压表示为

$$v_y^{abc} = \begin{bmatrix} v_y^a \\ v_y^b \\ v_y^c \end{bmatrix} = \frac{V_{C1} + V_{C2}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{u}_y + \frac{V_{C1} - V_{C2}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{u}_y \quad (1)$$

其中 $\mathbf{u}_y = [u_y^a \ u_y^b \ u_y^c]^T$ 式中: \mathbf{u}_y 为变流器开关矢量; v_y^a, v_y^b, v_y^c 为变流器输出

电网的三相电压。

为使变流器正常工作,直流母线电压应保持恒定。考虑到均压电容的影响,直流母线电压的动态方程为

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} I_{dc}(t) = \frac{1}{C} [I_g(t) - I_m(t)] \quad (2)$$

其中 $I_g(t) = \mathbf{i}_g^{abc}(t) \cdot \mathbf{u}_g^{abc}(t)$
 $I_m(t) = \mathbf{i}_m^{abc}(t) \cdot \mathbf{u}_m^{abc}(t)$

式中: $I_g(t), I_m(t)$ 分别为网侧和机侧变流器的电流; V_{dc} 为变流器直流母线上两个均压电容器的电压之和。

中点电压偏置 V_o 的计算公式为

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{dV_{C1}}{dt} - \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C} (|\mathbf{u}_m^{abc}| \mathbf{i}_m^{abcT} - |\mathbf{u}_g^{abc}| \mathbf{i}_g^{abcT}) \quad (3)$$

1.2 永磁同步发电机

本文研究的是隐极永磁同步发电机,其直轴电抗等于交轴电抗,在 $d-q$ 坐标系中的模型为

$$\frac{d\mathbf{i}_m^{dq}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ \omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \mathbf{i}_m^{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \mathbf{v}_m^{dq} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e \Psi_{pm}}{L_s} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$T_e(t) = N_p \Psi_{pm} i_m^q \quad (5)$$

$$Jd\omega_m/dt = T_t - T_e - B\omega_m \quad (6)$$

其中 $\mathbf{i}_m^{dq} = [i_m^d \ i_m^q]^T$
 $\mathbf{v}_m^{dq} = [v_m^d \ v_m^q]^T$

式中: R_s 为定子电阻; L_s 为定子电感; i_m^{dq} 为定子电流; N_p 为极对数; v_m^{dq} 为输出电压; ω_e 为PMSG的电角速度; Ψ_{pm} 为转子永磁磁通; ω_m 为电机转速; B 为PMSG的外摩擦系数; J 为PMSG的转动惯量; T_t, T_e 分别为机械转矩和电磁转矩。

1.3 交流电网

电网侧变流器通过RL滤波器连接到无限大交流电网。 $d-q$ 坐标系下的电网模型可以表示为

$$\frac{d\mathbf{i}_g^{dq}}{dt} = \begin{bmatrix} -R_g & -\omega_g L_g \\ \omega_g L_g & -R_g \end{bmatrix} \mathbf{i}_g^{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_g^d - v_g^d \\ e_g^q - v_g^q \end{bmatrix} \quad (7)$$

2 基于ESO的鲁棒预测控制

2.1 传统线性扩张状态观测器

首先讨论ESO的工作原理,然后构建了经典

的MPC-ESO框架。在解释ESO的工作原理时,以电网侧为例,其连续时间模型如下:

$$\frac{d\mathbf{i}_g^{dq}}{dt} := x = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_g & -L_g \omega_g \\ L_g \omega_g & -R_g \end{bmatrix} \mathbf{i}_g^{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} \end{bmatrix} \mathbf{e}_g^{dq}}_{:=F} - \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} \end{bmatrix} \mathbf{v}_g^{dq}}_{:=\alpha_0 u} \quad (8)$$

其中, x 是状态变量, u 是控制变量, F 是系统的总扰动。如图2所示,如果将噪声 \mathcal{N} 添加到检测输出变量 y 的传感器中,MPC将产生控制偏差。因此,MPC的鲁棒性需要考虑两个方面:1)参数失配导致误差 Δx_u^p ;2)传感器噪声污染导致误差 Δx_h^p 。如果在MPC的正常未扰动状态下状态变量的预测值为 x^p ,则得到的预测误差总和 Δx^p 变为

$$\Delta x^p = \Delta x_u^p + \sum_{h=1}^{\infty} \Delta x_h^p \quad (9)$$

为了使系统对参数失配和噪声具有鲁棒性,有必要使 Δx^p 为0。PMSG的超局部模型如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = F + \alpha u \\ y = x + \mathcal{N} \end{cases} \quad (10)$$

其中 $x = \mathbf{i}_{m,g}^{dq,p}$ $u = \mathbf{v}_{m,g}^{dq}$

式中: y 为被测系统输出变量; \mathcal{N} 为传感器的测量噪声,在本文中用高斯白噪声表示; α 为非零输入增益。

如图2所示,ESO系统鲁棒控制的变量估计模型如下^[13]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = \hat{F} + \alpha u - \gamma_1 (\hat{z} - y) \\ \dot{\hat{F}} = -\gamma_2 (\hat{z} - y) \end{cases} \quad (11)$$

式中: \hat{z}, \hat{F} 分别为 x, F 的估计值; γ_1, γ_2 分别为估计和测量状态变量的ESO误差增益。

其特征多项式为 $s^2 + \gamma_1 s + \gamma_2$ ^[18]。根据特征多项式选取ESO误差增益的参数。控制器带宽与参

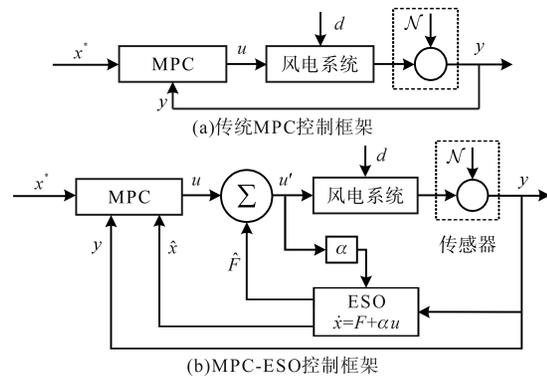


图2 MPC和MPC-ESO的控制框图

Fig.2 Control diagram of MPC and MPC-ESO

数 γ_1, γ_2 之间的关系为 $\gamma_1 = 2\omega_0, \gamma_2 = \omega_0^{2|19|}$, 其中 $-\omega_0$ 是 ESO 的极点。尽管 ESO 需要更大的 α 来提高其对参数失配的鲁棒性, 但会产生高频噪声干扰, 这会产生高阶谐波, 并恶化系统的稳态性能。同时, 如果降低 α 以衰减噪声, 则瞬态性能将较差, 并且对参数失配的鲁棒性降低。

2.2 基于 ESO 的 MPC 框架

对于 PMSG 系统, 传统 MPC-ESO 方法的控制方案如图 3 所示。电机侧的控制目标主要包括:

1) 定子电流。传感器采样电机侧电流 i_m^{abc} 、电机定子磁链角度 θ 和电机转速 ω_m 。将 i_m^{abc} 经过 park 变换, 转化成定子电流 d, q 轴分量 i_m^d, i_m^q 。将电角转速 ω_e 和参考 ω_e^* 进行比较送入 PI 控制器, 得到 q 轴电流 i_m^q 的参考 i_m^{q*} , 而 i_m^{d*} 则设为 0。ESO 用于获得定子电流的观测值 $\hat{i}_m^d(k+1), \hat{i}_m^q(k+1)$ 和 F 。电机侧的离散时间模型如下:

$$\begin{cases} \hat{i}_m^{dq}(k+1) = \hat{i}_m^{dq}(k) + T_s [\hat{F}_m^{dq}(k) + \alpha v_m^{dq}(k)] - T_s \gamma_1 [\hat{i}_m^{dq}(k) - i_m^{dq, mea}] \\ \hat{F}_m^{dq}(k+1) = \hat{F}_m^{dq}(k) - T_s \gamma_2 [\hat{i}_m^{dq}(k) - i_m^{dq, mea}] \\ \hat{i}_m^{dq}(k+2) = \hat{i}_m^{dq}(k+1) + T_s [\hat{F}_m^{dq}(k+1) + \alpha v_m^{dq}(k+1)] \end{cases} \quad (12)$$

式中: $i_m^{dq, mea}$ 为观测的定子电流; T_s 为采样时间。其代价函数为

$$J_m^i = [\hat{i}_m^d(k+2) - i_m^{d*}]^2 + [\hat{i}_m^q(k+2) - i_m^{q*}]^2 \quad (13)$$

2) 电机侧逆变器的开关频率。在大功率风电系统中, 低开关频率可以降低功率损耗和散热

要求。通过在代价函数中添加对开关动作的惩罚项来降低开关频率, 则该控制目标代价函数为

$$J_m^s = |S_a^i - S_a| + |S_b^i - S_b| + |S_c^i - S_c| \quad (14)$$

式中: S_{abc}^i 为上一周期的开关状态。

电网侧的控制目标主要包括:

1) 电网电流。采集电网侧电压 v_g^{abc} 和电流 i_g^{abc} 、背靠背变流器直流母线电压 V_{dc} 及其参考 V_{dc}^* 、两个直流母线电容的电压 V_{C1}, V_{C2} 。将电网侧电流和电压经过 park 变换, 转化到 $d-q$ 坐标系, 得到 v_g^d, v_g^q 和 i_g^d, i_g^q 。直流母线电压 V_{dc} 与其参考 V_{dc}^* 进行比较送入 PI 控制器获得 d 轴电流参考 i_g^{d*} 。将 i_g^q 设置为 0 可增加功率因数。ESO 用于获得电网电流的观测值 $\hat{i}_g^d(k+1), \hat{i}_g^q(k+1)$ 和 F 。 d, q 轴电流参考 i_g^{d*} 和 i_g^{q*} 按照如下公式计算:

$$\begin{cases} \hat{i}_g^{dq}(k+1) = \hat{i}_g^{dq}(k) + T_s [\hat{F}_g^{dq}(k) + \alpha v_g^{dq}(k)] - T_s \gamma_1 [\hat{i}_g^{dq}(k) - i_g^{dq, mea}] \\ \hat{F}_g^{dq}(k+1) = \hat{F}_g^{dq}(k) - T_s \gamma_2 [\hat{i}_g^{dq}(k) - i_g^{dq, mea}] \\ \hat{i}_g^{dq}(k+2) = \hat{i}_g^{dq}(k+1) + T_s [\hat{F}_g^{dq}(k+1) + \alpha v_g^{dq}(k+1)] \end{cases} \quad (15)$$

代价函数为

$$J_g^i = [\hat{i}_g^d(k+2) - i_g^{d*}]^2 + [\hat{i}_g^q(k+2) - i_g^{q*}]^2 \quad (16)$$

2) 中性点电压差。正常工况下直流母线上电容器的电压应相等, 且为 $V_{dc}/2$, 有必要确保 V_{C1} 和 V_{C2} 相等。

3) 电网侧逆变器的开关频率。在大功率风电系统中, 开关频率要控制在一个较低的范围。用上一个控制周期的开关状态和当前周期开关状态做差, 就能将开关频率的变化情况反映在代价函数中:

$$J_g^s = (V_o)^2 J_g^s = |S_a^i - S_a| + |S_b^i - S_b| + |S_c^i - S_c| \quad (17)$$

3 所提无模型预测控制策略

3.1 级联并联扩张状态观测器

为了解决 ESO 无法平衡噪声抑制和参数失配的问题, 可以对不同带宽的多个 ESO 进行串并联。这是通过不同频率的子 ESO 估计多个系统扰动 \hat{F}_j 来实现的。计算多个扰动的总和 $\sum_{j=1}^M \hat{F}_j$ 作为扰动估计值, 通过联合估计来自多个 ESO 的扰动来提高噪声条件下的参数鲁棒性。

本文提出了一种 CPESO, 如图 4 所示, 它不仅使用多个子 ESO 来对系统扰动 \hat{F}_j 估计和求和, 也使用多个子 ESO 来估计 \hat{z}_j 。该方法可以有效地平

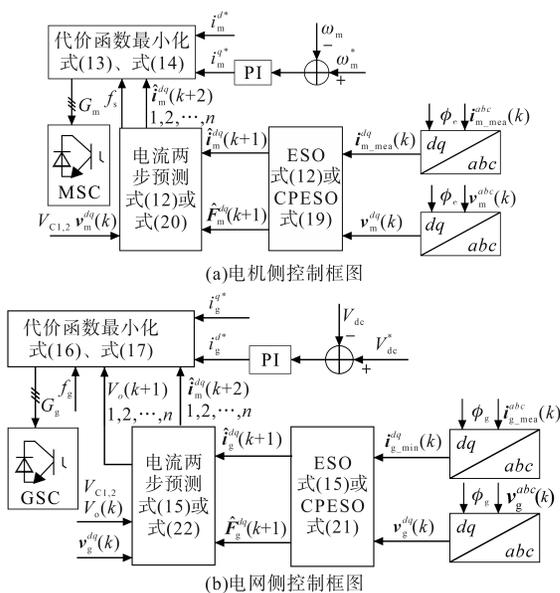


图3 MPC-ESO 和所提方法的控制框图
Fig.3 Control block diagram of MPC-ESO and the proposed method

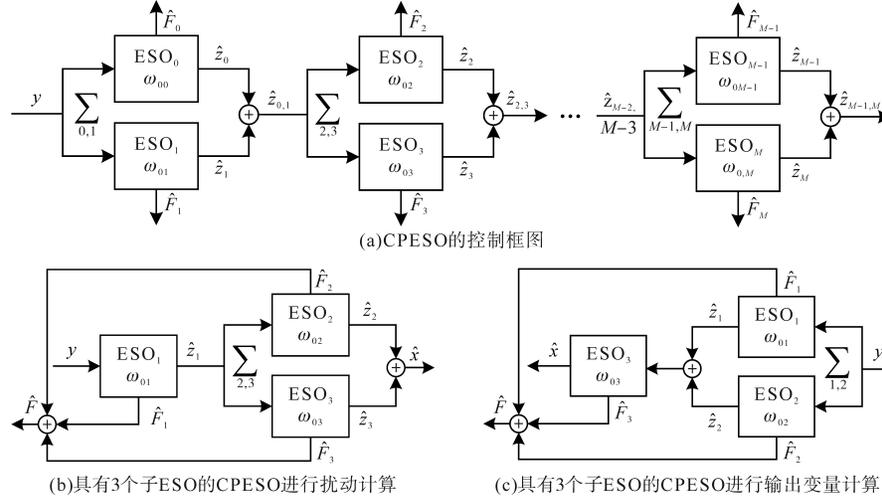


图4 CPESO的控制框图和一个具有3个子ESO的CPESO范例

Fig.4 CPESO's structure and a sample CPESO with three sub-ESO

衡参数失配和噪声抑制的鲁棒性。所提出的CPESO的结构如图4a所示,CPESO共有 M 个子ESO,每个子ESO的子频率为 ω_{0j} ,分为 $(M+1)/2$ 级级联,每一级为两个子ESO级联。CPESO($M=3$)的时域模型如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{0,1} := \begin{cases} \dot{\hat{z}}_0 = \hat{F}_0 + \alpha u - \gamma_{10}(\hat{z}_0 - y) \\ \dot{\hat{F}}_0 = -\gamma_{20}(\hat{z}_0 - y) \\ \dot{\hat{z}}_1 = \sum_{j=0}^1 \hat{F}_j + \alpha u - \gamma_{11}(\hat{z}_1 - y) \\ \dot{\hat{F}}_1 = -\gamma_{21}(\hat{z}_1 - y) \end{cases} \\ \sum_{2,3} := \begin{cases} \dot{\hat{z}}_2 = \sum_{j=0}^2 \hat{F}_j + \alpha u - \gamma_{12}(\hat{z}_2 - \hat{z}_{0,1}) \\ \dot{\hat{F}}_2 = -\gamma_{22}(\hat{z}_2 - \hat{z}_{0,1}) \\ \dot{\hat{z}}_3 = \sum_{j=0}^3 \hat{F}_j + \alpha u - \gamma_{13}(\hat{z}_3 - \hat{z}_{0,1}) \\ \dot{\hat{F}}_3 = -\gamma_{23}(\hat{z}_3 - \hat{z}_{0,1}) \end{cases} \\ \sum_{M-1,M} := \begin{cases} \dot{\hat{z}}_{M-1} = \sum_{j=0}^{M-1} \hat{F}_j + \alpha u - \gamma_{1,M-1}(\hat{z}_{M-1} - \hat{z}_{M32}) \\ \dot{\hat{F}}_{M-1} = -\gamma_{2,M-1}(\hat{z}_{M-1} - \hat{z}_{M32}) \\ \dot{\hat{z}}_M = \sum_{j=0}^M \hat{F}_j + \alpha u - \gamma_{1,M}(\hat{z}_M - \hat{z}_{M32}) \\ \dot{\hat{F}}_M = -\gamma_{2,M}(\hat{z}_M - \hat{z}_{M-3,M-2}) \end{cases} \end{array} \right. \quad (18)$$

其中

$$\hat{z}_{j-1,j} = \hat{z}_{j-1} + \hat{z}_j$$

$$\hat{z}_{M32} = \hat{z}_{M-3,M-2} = \hat{z}_{M-3} + \hat{z}_{M-2}$$

式中: \hat{z}_M 为状态变量 x_j 在子频率 ω_{0j} 的第 j 个子ESO的估计值。

ESO增益为 $\gamma_{1j}=2\omega_{0j}$ 和 $\gamma_{2j}=\omega_{0j}^2$,带有极点 $-\omega_{0j}$ 。状

态变量为 $\hat{x}=\hat{z}_{M-1}+\hat{z}_M$,且估计的扰动为 $\hat{F}=\sum_{j=0}^M \hat{F}_j$ 。

由于采用级联结构,所提CPESO在正常工作下的动态性能相对传统MPC较差,动态响应速度较慢。但是到了有测量噪声和参数失配的环境下,其对测量噪声和参数失配的鲁棒性可以保持较好的动态性能。此外,在控制带宽增大时,ESO和CPESO的噪声抑制能力都会降低,参数鲁棒性会提高。CPESO在控制带宽增大时,相比于传统ESO,噪声抑制能力降低的幅度更为明显。但尽管CPESO受到控制带宽变化的影响,其噪声抑制能力仍好于ESO。

3.2 基于级联并联ESO的无模型预测电流控制

通过 $M=3$ 的CPESO进行无模型预测控制,方案见图3。电机侧的离散时间模型如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{i}_m^{dq,1}(k+1) = \hat{i}_m^{dq,1}(k) + T_s [\hat{F}_m^{dq,1}(k) + \alpha v_m^{dq}(k)] - T_s \gamma_{11} [\hat{i}_m^{dq,1}(k) - \hat{i}_m^{dq,mea}(k)] \\ \hat{F}_m^{dq,1}(k+1) = \hat{F}_m^{dq,1}(k) - T_s \gamma_{21} [\hat{i}_m^{dq,1}(k) - \hat{i}_m^{dq,mea}(k)] \\ \hat{i}_m^{dq,2}(k+1) = \hat{i}_m^{dq,2}(k) + T_s [\sum_{j=1}^2 \hat{F}_m^{dq,j}(k) + \alpha v_m^{dq}(k)] - T_s \gamma_{12} [\hat{i}_m^{dq,2}(k) - \hat{i}_m^{dq,1}(k)] \\ \hat{F}_m^{dq,2}(k+1) = \hat{F}_m^{dq,2}(k) - T_s \gamma_{22} [\hat{i}_m^{dq,2}(k) - \hat{i}_m^{dq,1}(k)] \\ \hat{i}_m^{dq,3}(k+1) = \hat{i}_m^{dq,3}(k) + T_s [\sum_{j=1}^3 \hat{F}_m^{dq,j}(k) + \alpha v_m^{dq}(k)] - T_s \gamma_{13} [\hat{i}_m^{dq,3}(k) - \hat{i}_m^{dq,1}(k)] \\ \hat{F}_m^{dq,3}(k+1) = \hat{F}_m^{dq,3}(k) - T_s \gamma_{23} [\hat{i}_m^{dq,3}(k) - \hat{i}_m^{dq,1}(k)] \end{array} \right. \quad (19)$$

两步预测的定子电流变为

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_m^{dq}(k+1) &= \hat{\mathbf{i}}_m^{dq}(k) + T_s \left[\sum_{j=1}^3 \hat{\mathbf{F}}_m^{dqj}(k) + \alpha \mathbf{v}_m^{dq}(k) \right] - \\ &\quad \sum_{j=2}^3 \gamma_{1j} \left[\hat{\mathbf{i}}_m^{dq,2}(k+1) - \hat{\mathbf{i}}_m^{dq,1}(k+1) \right] \\ \hat{\mathbf{F}}_m^{dq}(k+1) &= \hat{\mathbf{F}}_m^{dq}(k) - \sum_{j=2}^3 \gamma_{2j} \left[\hat{\mathbf{i}}_m^{dq,2}(k+1) - \right. \\ &\quad \left. \hat{\mathbf{i}}_m^{dq,1}(k+1) \right] \\ \hat{\mathbf{i}}_m^{dq}(k+2) &= \hat{\mathbf{i}}_m^{dq}(k+1) + T_s \left[\sum_{j=1}^3 \hat{\mathbf{F}}_m^{dqj}(k+1) + \right. \\ &\quad \left. \alpha \mathbf{v}_m^{dq}(k+1) \right] \end{aligned} \right. \quad (20)$$

同样,通过 $M=3$ 的 CPESO 获得电网电流 $\hat{\mathbf{i}}_g^{dq}(k+1)$ 和系统扰动 $\hat{\mathbf{F}}(k+1)$ 在 $k+1$ 时刻的观测值。控制方案见图3。网侧的离散时间模型如下:

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k+1) &= \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k) + T_s \left[\hat{\mathbf{F}}_g^{dq,1}(k) + \alpha \mathbf{v}_g^{dq}(k) \right] - \\ &\quad T_s \gamma_{11} \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq_mea}(k) \right] \\ \hat{\mathbf{F}}_g^{dq,1}(k+1) &= \hat{\mathbf{F}}_g^{dq,1}(k) - T_s \gamma_{21} \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq_mea}(k) \right] \\ \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,2}(k+1) &= \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,2}(k) + T_s \left[\sum_{j=1}^2 \hat{\mathbf{F}}_g^{dqj}(k) + \alpha \mathbf{v}_g^{dq}(k) \right] - \\ &\quad T_s \gamma_{12} \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,2}(k) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k) \right] \\ \hat{\mathbf{F}}_g^{dq,2}(k+1) &= \hat{\mathbf{F}}_g^{dq,2}(k) - T_s \gamma_{22} \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,2}(k) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k) \right] \\ \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,3}(k+1) &= \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,3}(k) + T_s \left[\sum_{j=1}^3 \hat{\mathbf{F}}_g^{dqj}(k) + \alpha \mathbf{v}_g^{dq}(k) \right] - \\ &\quad T_s \gamma_{13} \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,3}(k) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k) \right] \\ \hat{\mathbf{F}}_g^{dq,3}(k+1) &= \hat{\mathbf{F}}_g^{dq,3}(k) - T_s \gamma_{23} \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,3}(k) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k) \right] \end{aligned} \right. \quad (21)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}}_g^{dq_mea}$ 为观测的电网电流。

两步预测的电网电流变为

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_g^{dq}(k+1) &= \hat{\mathbf{i}}_g^{dq}(k) + T_s \sum_{j=1}^3 \left[\hat{\mathbf{F}}_g^{dqj}(k) + \alpha \mathbf{v}_g^{dq}(k) \right] - \\ &\quad \sum_{j=2}^3 \gamma_{1j} \cdot \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,2}(k+1) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k+1) \right] \\ \hat{\mathbf{F}}_g^{dq}(k+1) &= \hat{\mathbf{F}}_g^{dq}(k) - \sum_{j=2}^3 \gamma_{2j} \left[\hat{\mathbf{i}}_g^{dq,2}(k+1) - \hat{\mathbf{i}}_g^{dq,1}(k+1) \right] \\ \hat{\mathbf{i}}_g^{dq}(k+2) &= \hat{\mathbf{i}}_g^{dq}(k+1) + T_s \sum_{j=1}^3 \left[\hat{\mathbf{F}}_g^{dqj}(k+1) + \alpha \mathbf{v}_g^{dq}(k) \right] \end{aligned} \right. \quad (22)$$

4 实验验证

4.1 实验平台及参数

在本节中,对所提 MFPC-CPESO 的控制性能够通过实物实验进行验证,PMSG测试平台如图5

所示。系统参数如表1所示。将文献[20]中的经典 MPC 和 MPC-ESO 与所提出的方法进行了比较。三种方法的 MPC 的权系数是相同的,即: $k_m^i = 1$, $k_m^s = 10^{-3}$, $k_g^i = 1$, $k_g^s = 10^{-2}$, $k_g^v = 10^{-3}$ 。 $k_{m,g}^i$, $k_{m,g}^s, k_g^v$ 分别为电流代价函数、开关频率代价函数、中性点电压代价函数对应的权系数。

传感器测量噪声由高斯白噪声表示,标准偏差为 $\sigma = 0.05$ (标么值),该噪声被添加到传感器测量的定子和电网电流中。

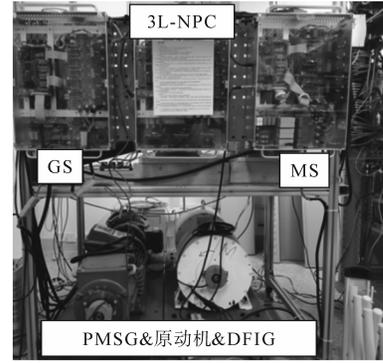


图5 PMSG实验平台

Fig.5 PMSG experimental platform

表1 实验测试参数

Tab.1 Experimental parameters

参数	符号	数值	参数	符号	数值
采样周期	T_s	20 kHz	直流母线电压	V_{dc}	800 V
风机功率	P_m	4 kW	直流母线电容	$C_1(C_2)$	3.1 mF
极对数	N_p	3	电网电压	v_g	250 V
转动惯量	J	0.01 kg/m ²	电网频率	ω_g	100π rad/s
额定转速	ω_m^*	1 700 r/min	网侧电感	L_g	20 mH
永磁磁链	Ψ_{pm}	0.426 75 Wb	网侧电阻	R_g	1.56e-3 Ω
定子电感	L_s	19.43 mH			
定子电阻	R_s	19.43e-3 Ω			

4.2 实验结果分析

首先比较在测量噪声以及电网侧参数失配 $0.5L_g$ 和 $2L_g$ 条件下,所提出的 MFPC-CPESO 相对于其他两种现有技术方法的鲁棒控制性能。有功功率在 1 s 时从 4 kW 降至 2 kW,在 2.5 s 时升高至 4 kW。

所提方法在 L_g 失配时的动态性能如图6所示。当参数失配为 $0.5L_g$ 和 $2L_g$ 且存在电流测量噪声时,由于ESO的存在,在参数失配的情况下也可以实现精确的功率跟踪。所提出的 MFPC-CPESO 保持了 MPC 的快速动态响应,对电流和功率纹波的抑制较强。

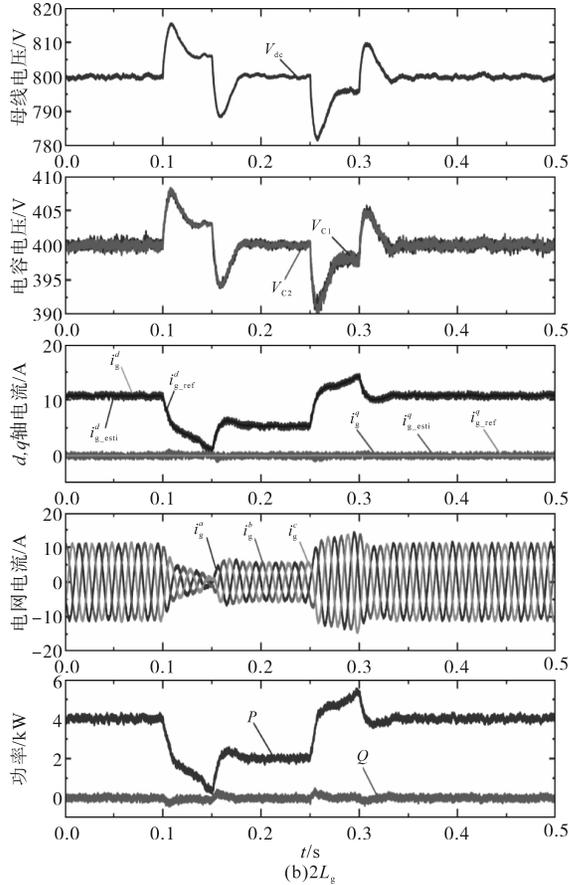
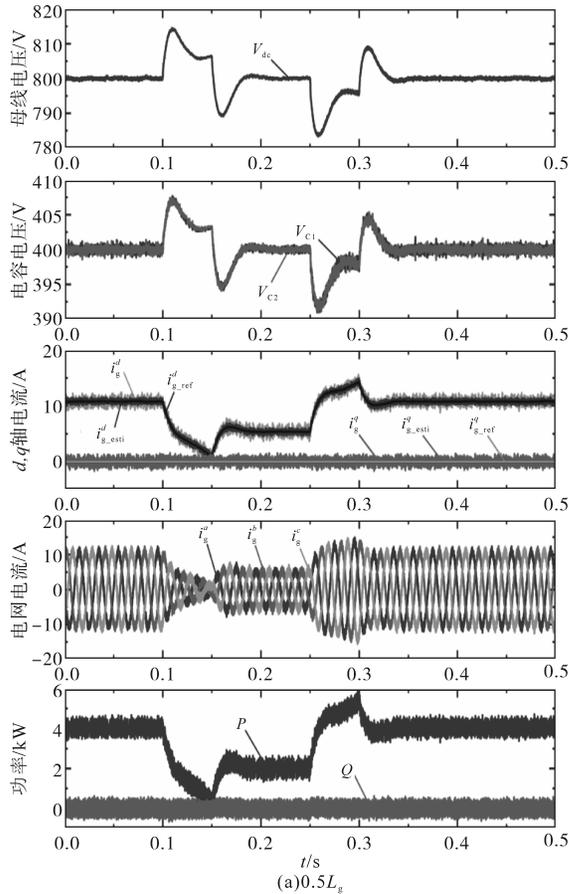


图6 所提方法在 L_g 失配时的动态性能

Fig.6 Dynamic performance of proposed method in L_g mismatch

然后比较经典 MPC, MPC-ESO 和 MFPC-CPESO在测量噪声和参数失配为 $0.5L_s$ 和 $2L_s$ 条件下的鲁棒控制性能。有功功率在1 s时从4 kW降至2 kW,在2.5 s时升高至4 kW。所提方法动态性能如图7所示。

图7a、图7b表明,带有电流测量噪声且参数失配为 $0.5L_s$ 和 $2L_s$,所提方法通过提高对多个不确定性的鲁棒性克服了噪声和参数失配对模型带来的影响,动态性能良好。

L_g, L_s 失配时的稳态性能分别如图8、图9所示。

图8显示了3种方法在传感器测量噪声以及 $0.5L_g$ 和 $2L_g$ 的参数失配下的稳态性能。从上到下分别为三相和 d, q 轴的电网电流、输出功率和电流频谱。结果表明,在参数失配为 $0.5L_g$ 和 $2L_g$ 的情况下, MPC难以平衡参数失配和噪声抑制。因

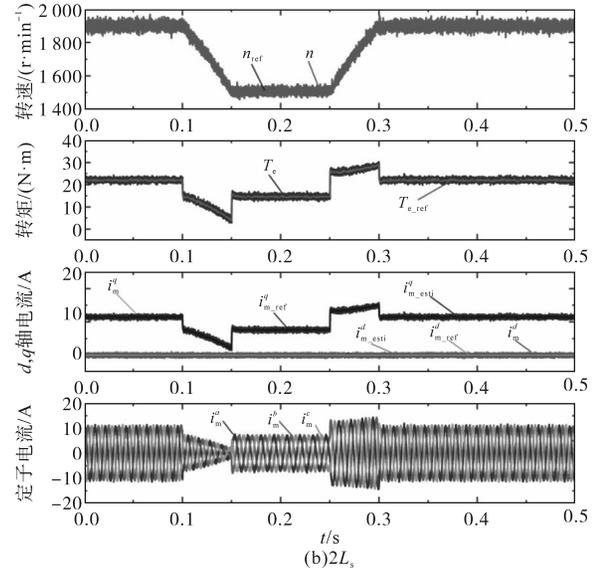
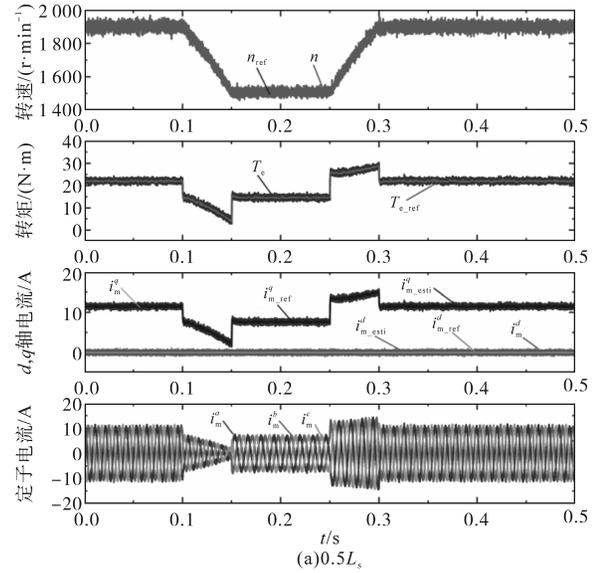


图7 所提方法在 L_s 失配时的动态性能

Fig.7 Dynamic performance of proposed method in L_s mismatch

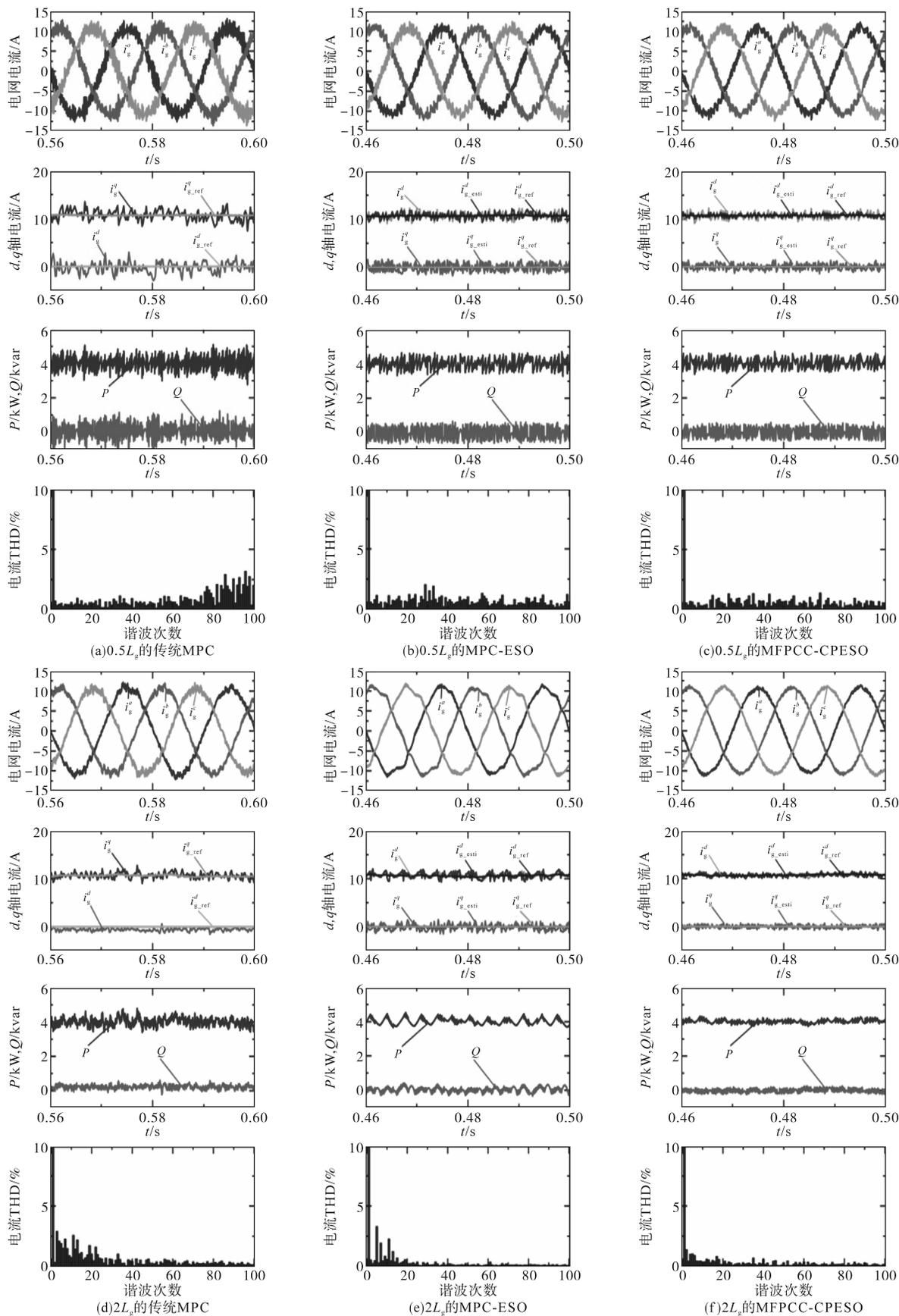


图8 3种方法在 L_g 失配时的稳态性能

Fig.8 Steady-state performance of three methods in L_g mismatch

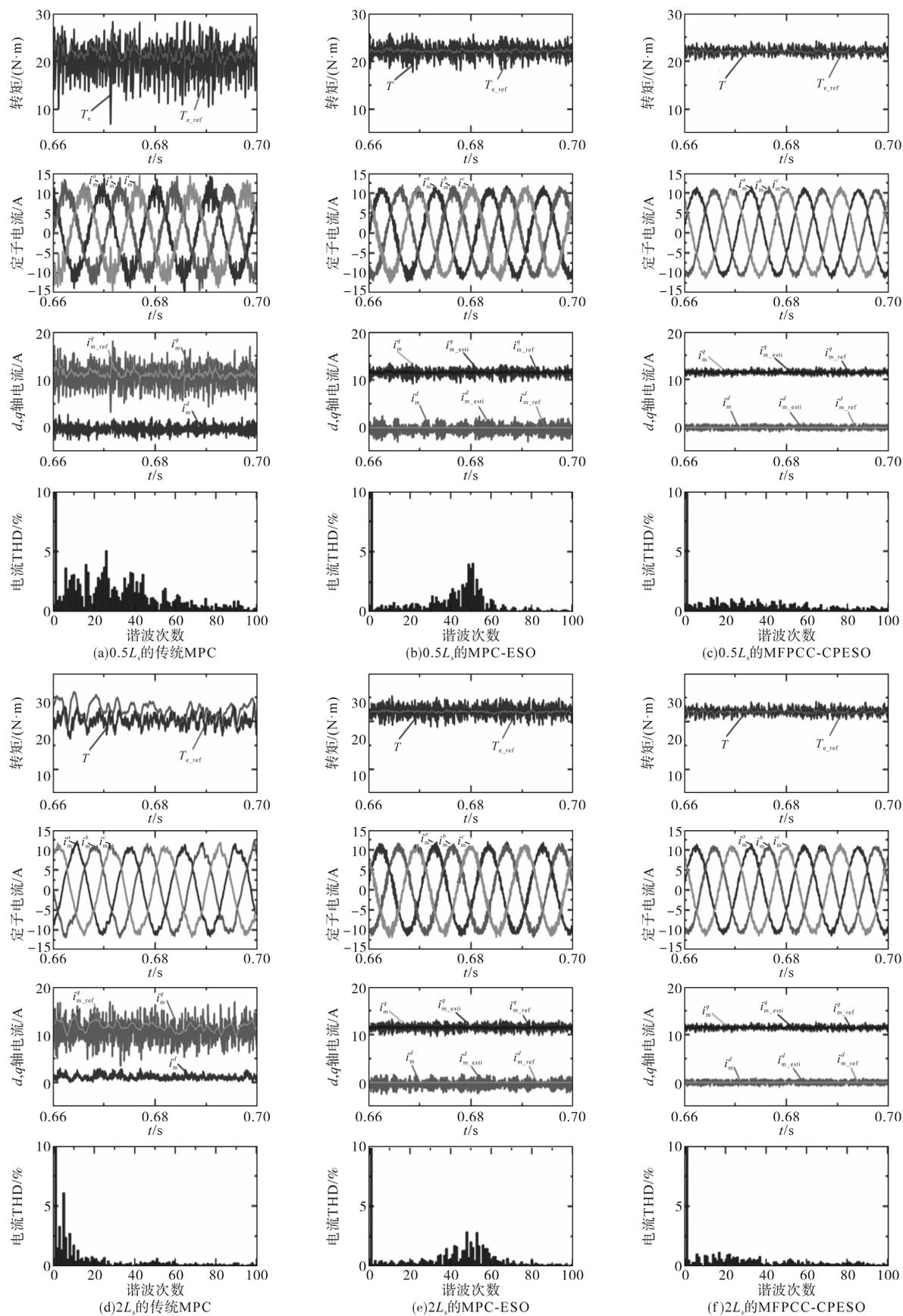


图9 3种方法在 L_s 失配时的稳态性能

Fig.9 Steady-state performance of three methods in L_s mismatch

此,观察到的电流 \hat{i}_g^{dq} 存在显著偏差,导致稳态性能差、THD高。所提MFPC-CPESO既能提供噪声抑制,又能提供参数失配鲁棒性。当参数失配为 $0.5L_g$ 时,MFPC-CPESO的THD分别比MPC和MPC-ESO低43.8%和17.6%。当参数失配为 $2L_g$ 时,MFPC-CPESO的THD分别比MPC和MPC-ESO低28.0%和22.5%。此外,对于 $0.5L_g$ 和 $2L_g$ 的参数失配,所提方法的有功功率偏差分别比MPC和MPC-ESO低52.5%和61.2%。MPC和MPC-ESO的频谱表明,高频噪声分量被放大,但是这些高频噪声通过所提方法被抑制。这是因为所提方法通过ESO的串并联对不同增益下的观测误差进行综合加权,有效地消除了白噪声影响。它平衡了低增益下的噪声抑制能力和高增益下的参数鲁棒性。在 $0.37L_g \sim 2.76L_g$ 时,所提方法运行正常。

图9显示了3种方法在 L_g 失配时的稳态性能。MPC由于无法抑制噪声,具有较大的电流纹波和THD。MPC-ESO和所提MFPC-CPESO都基于超局部模型,比MPC对参数变化具有更好的抗扰性。然而,MPC-ESO在噪声抑制方面比所提方法弱。所提方法在低频和高频范围内都具有优越的传感器噪声衰减能力。因此,在参数失配为 $0.5L_g$ 时,MFPC-CPESO的THD分别比MPC和MPC-ESO低41.8%和24.0%。在参数失配为 $2L_g$ 时,MFPC-CPESO的THD分别比MPC和MPC-ESO低64.7%和29.9%。此外,在参数失配为 $0.5L_g$ 和 $2L_g$ 时,MFPC-CPESO的最大转矩偏差分别比MPC和MPC-ESO低67.2%和68.5%。

实验数据如表2和表3所示。电感参数失配的情况下,所提MFPC-CPESO方法控制性能更优,在最大 d, q 轴电流、机网侧电流THD等方面表现最佳,且所提方法并不会过多提升计算时间。

表2 实验结果总结摘要

Tab.2 Summary of performance results for test scenarios

	$0.5L_g$		$0.5L_g$	
	最大 d 轴电流偏差/A	网侧电流THD/%	最大 q 轴电流偏差/A	机侧电流THD/%
传统 MPC	3.42	13.41	9.24	9.52
MPC-ESO	1.71	9.14	3.31	6.88
MFPC-CPESO	1.01	7.53	0.99	5.23
	$2L_g$		$2L_g$	
	最大 d 轴电流偏差/A	网侧电流THD/%	最大 q 轴电流偏差/A	机侧电流THD/%
传统 MPC	2.07	7.35	9.12	15.47
MPC-ESO	1.64	6.83	2.75	7.79
MFPC-CPESO	0.82	5.29	1.06	5.46

表3 3种方法的动态性能和计算时间的比较

Tab.3 Comparison of dynamic performance and computational time of three methods

	计算时间/	正常工况超调	最小带宽/
	μs	(标么值)	kHz
传统 MPC	28.77	4.22	—
MPC-ESO	28.45	4.56	0.98
MFPC-CPESO	29.31	4.17	1.12

所提方法可以平衡参数失配和噪声抑制,具有较小的电流纹波和转矩偏移。这是由于CPE-ESO对 d, q 轴电流的观测更稳定,因此所提方法具有更好的稳态性能。由于所提方法稳态波动较小,因此瞬态变化少,从而降低了开关频率。在 $0.28L_g \sim 3.04L_g$ 时,所提方法可以正常工作。

5 结论

本文研究了MPC在PMSG控制中难以对参数失配和测量噪声具有鲁棒性的问题。从PMSG系统的超局部模型出发,提出了一种混合级联并联ESO来应对这一挑战。通过PMSG测试台验证了所提出的MFPC-CPESO的控制性能。当网侧滤波电感参数失配、定子电感参数失配时,MFPC-CPESO的THD、有功功率偏差和最大转矩偏差都比MPC和MPC-ESO低。此外,MPC和MPC-ESO的频谱表明,较高频率的噪声分量被放大,但所提方法可以有效衰减这些高频噪声。与MPC-ESO相比,所提方法在不牺牲计算负担或效率的情况下,具有更好的参数和噪声鲁棒性,并且在定子电感、网侧电感参数失配的情况下具有优异的动态和稳态性能。未来的工作将侧重于将所提方法应用于实际的风力发电系统,并在实际工况下测试其有效性。

参考文献

[1] 彭艳来,樊永,杨晓峰,等. 基于动态阈值AdaBoost算法的风电机组发电机电气故障诊断研究[J]. 电气传动, 2023, 53(6):91-96.
 PENG Yanlai, FAN Yong, YANG Xiaofeng, et al. Research on electrical fault diagnosis of wind turbine generator based on dynamic threshold AdaBoost algorithm[J]. Electric Drive, 2023, 53(6):91-96.

[2] 丁强,朱洁,江莹旭. 基于DTC的风力发电系统转矩脉冲时间乘积平衡控制策略[J]. 电气传动, 2022, 52(24):49-57.
 DING Qiang, ZHU Jie, JIANG Yingxu. DTC based control strategy with product balance of torque and impulse time for wind power generation system[J]. Electric Drive, 2022, 52(24):49-57.

- [3] 田家彬,杨传江,李俊达,等. 双馈异步风电系统的动态级联模型预测控制[J]. 电气传动,2023,53(12):85-92.
TIAN Jiabin, YANG Chuanjiang, LI Junda, et al. Dynamic cascade model predictive control of doubly fed asynchronous wind power system[J]. Electric Drive, 2023, 53(12): 85-92.
- [4] 原敏昕,尹忠刚,罗培恩,等. 基于MPCC的永磁同步电机驱动系统逆变器IGBT开路故障诊断方法[J]. 电气传动,2023,53(12):25-31,54.
YUAN Minxin, YIN Zhonggang, LUO Peien, et al. MPCC-based open circuit fault diagnosis method for the inverter IGBT of PMSM drive system[J]. Electric Drive, 2023, 53(12): 25-31, 54.
- [5] 孙军涛,殷智祺,陆新东,等. 基于新型滑模参数观测器的异步电动机MPC策略[J]. 电气传动,2022,52(4):42-48.
SUN Juntao, YIN Zhiqi, LU Xindong, et al. Model predictive control strategy based on novel sliding mode parameter observers for induction motors[J]. Electric Drive, 2022, 52(4): 42-48.
- [6] SARTIPIZADEH H, HARIRCHI F, BABAKMEHR M, et al. Robust model predictive control of DC-DC floating interleaved boost converter with multiple uncertainties[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(2): 1403-1412.
- [7] SAWMA J, KHATOUNIAN F, MONMASSON E, et al. Robustness study of a cascaded dual model-predictive control applied to synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 7219-7228.
- [8] PÉREZ-ESTÉVEZ D, DOVAL-GANDOY J. A model predictive current controller with improved robustness against measurement noise and plant model variations[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2021, 2(1): 131-142.
- [9] WANG S, DRAGICEVIC T, GONTIJO G F, et al. Machine learning emulation of model predictive control for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 11628-11634.
- [10] YANG X, HU H, HU H, et al. A quasi-resonant extended state observer-based predictive current control strategy for three-phase PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 13910-13917.
- [11] LE V T, LEE H H. Grid-voltage sensorless model-free predictive current control for PWM rectifiers with measurement noise suppression[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 37(9): 10681-10697.
- [12] LAKOMY K, MADONSKI R. Cascade extended state observer for active disturbance rejection control applications under measurement noise[J]. ISA Transactions, 2020, 109(1): 1-10.
- [13] LAKOMY K, MADONSKI R, DAI B, et al. Active disturbance rejection control design with suppression of sensor noise effects in application to DC-DC buck power converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 816-824.
- [14] AHMAD S, ALI A. On active disturbance rejection control in presence of measurement noise[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11600-11610.
- [15] BABAYOMI O, ZHANG Z. Model-free predictive control of power converters with cascade-parallel extended state observers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(10): 10215-10226.
- [16] BABAYOMI O, ZHANG Z, LI Z, et al. Robust predictive control of grid-connected converters: sensor noise suppression with parallel-cascade extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(4): 3728-3740.
- [17] BABAYOMI O, ZHANG Z. Model-free predictive control of power converters with multifrequency extended state observers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 11379-11389.
- [18] MADONSKI R, SHAO S, ZHANG H, et al. General error-based active disturbance rejection control for swift industrial implementations[J]. Control Engineering Practice, 2019, 84(1): 218-229.
- [19] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//2003 American Control Conference, Denver CO USA, IEEE, 2003: 4989-4996.
- [20] 崔珠峰. 风电变流器模型预测控制权系数设计研究[D]. 济南: 山东大学, 2020.
CUI Zhufeng. Research on model predictive control weight coefficient design of wind power converter[D]. Jinan: Shandong University, 2020.

收稿日期:2023-12-19

修改稿日期:2024-02-02