

基于在线参数辨识的无差拍预测电流控制

刘付鑫, 张 豪

上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海

收稿日期: 2024年12月10日; 录用日期: 2025年1月3日; 发布日期: 2025年1月13日

摘 要

本文主要研究表贴式永磁同步电机的无差拍预测电流控制(DPCC), 并提出了一种考虑采样延迟的控制策略, 以克服数字控制中的延迟问题。模型参数不匹配是影响该控制方法广泛应用的主要障碍之一。为解决这一问题, 本文提出了一种基于在线参数辨识的DPCC方案, 通过模型参考自适应方法辨识电阻和电感, 并结合 q 轴电流误差来辨识磁链参数, 从而实现电机参数的动态更新, 提升DPCC系统对电机参数变化的鲁棒性。为验证所提方案的有效性, 进行了MATLAB/SIMULINK平台的仿真, 并与传统DPCC进行了对比分析。结果表明, 所提出的方案能够准确辨识定子电阻、电感及磁链参数, 并有效抑制参数失配对DPCC系统性能的影响。

关键词

永磁同步电机, 无差拍预测电流控制, 模型参考自适应

Deadbeat Predictive Current Control Based on Online Parameter Identification

Fuxin Liu, Hao Zhang

School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Dec. 10th, 2024; accepted: Jan. 3rd, 2025; published: Jan. 13th, 2025

Abstract

This paper primarily studies the direct predictive current control (DPCC) for surface-mounted permanent magnet synchronous motors (SPMSM) and proposes a control strategy that considers sampling delay to overcome the delay issues in digital control. Parameter mismatch is one of the main obstacles affecting the widespread application of this control method. To address this issue, this paper presents an online parameter identification-based DPCC scheme. The scheme utilizes

a model reference adaptive method to identify resistance and inductance, and combines the q -axis current error to identify the magnetic flux parameters, enabling dynamic updates of motor parameters and enhancing the robustness of the DPCC system against variations in motor parameters. To validate the effectiveness of the proposed scheme, simulations were conducted on the MATLAB/SIMULINK platform and compared with traditional DPCC. The results demonstrate that the proposed scheme can accurately identify the stator resistance, inductance, and magnetic flux parameters, effectively mitigating the impact of parameter mismatch on the performance of the DPCC system.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Motor, Deadbeat Predictive Current Control, Model Reference Adaptive Control

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

永磁同步电机因其高功率密度、高效率和卓越的控制性能,广泛应用于各类电力传动系统,成为现代工业和交通领域中不可或缺的驱动源[1]。随着现代控制技术的不断进步,越来越多的先进控制策略被引入到永磁同步电机的控制中,其中,无差拍预测电流控制(DPCC)作为一种基于模型的预测控制算法,具备快速的动态响应、小电流谐波等优点。此外,DPCC 的开关频率恒定、带宽高、易于数字化实现等特性,使其在实际应用中表现出色[2]。

然而,DPCC 本质上依赖于模型进行控制,因此对模型参数的失配非常敏感。参数失配不仅影响控制效果,还可能导致系统的性能下降[3]。在参数不匹配的情况下,定子电流与参考电流之间不可避免地产生稳态误差,这使得 DPCC 的动态性能受损。特别是当估计的电感超过实际电感的两倍时,系统甚至可能出现不稳定的现象[4]。在实际应用中,由于不同加载条件下参数的变化,真实参数值往往难以获取,因此,参数不匹配的问题普遍存在,这就迫切需要对传统的 DPCC 方法进行改进。

为了解决这一问题,文献[5][6]采用滑模扰动观测器,通过观测参数不匹配引起的扰动来补偿参考电压,提升控制效果。此外,Luenberger 扰动观测器[7][8]和扩展状态观测器[9]也被广泛应用于该领域。尽管这些基于扰动观测器的 DPCC 方法在稳态和动态性能方面表现良好,但其参数的整定过程较为复杂,增加了控制系统的设计难度。

另一种改进策略是将 DPCC 与在线参数估计算法相结合,包括基于模型自适应参考系统(MRAS)[10]、基于 Lyapunov 稳定性定理的方法[11]、基于递推最小二乘(RLS)的方法[12]以及基于电感扰动观测器的电感提取算法[13]。然而,由于永磁同步电机数学模型存在欠秩问题[14],这些方法通常只能对部分参数进行估计,限制了其应用的广泛性。

基于上述分析,本文提出了一种结合在线参数辨识的 DPCC 方案,采用新型的分步辨识方法。具体而言,通过模型参考自适应方法实时在线识别电阻和电感,并在这两个参数收敛后,可以认为 q 轴电流误差仅受磁链的影响。在此基础上,通过电流误差来辨识磁链参数,从而实现电机的多参数辨识。该方案不仅有效解决了永磁同步电机在多参数辨识中的秩亏问题,还有效提升了 DPCC 系统对电机参数变化的抗干扰能力,为提升电机控制系统的整体性能提供了新的思路和方法。

2. PMSM 数学模型和 DPCC 算法

2.1. PMSM 数学模型

假设定子和转子的表面足够光滑, 电机不产生磁路饱和、磁滞损耗和卡齿效应, 为此可得两相同步旋转坐标系下 PMSM 数学模型如下:

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

在上述方程中, u_d 、 u_q 分别为 d - q 轴定子电压, i_d 、 i_q 分别为 d - q 轴定子电流, R_s 为定子电阻, L_d 、 L_q 分别为 d - q 轴等效电感, 在 SPMSM 中有 $L_d = L_q = L_s$, ψ_f 为转子磁链, ω_e 为电角速度。

由式(1)的电压方程可改写为状态方程如下:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_s} + \frac{R_s i_d}{L_s} + \omega_e i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_s} + \frac{R_s i_q}{L_s} - \omega_e i_d - \frac{\omega_e \psi_f}{L_s} \end{cases} \quad (2)$$

该方程给出了两相旋转坐标系中 d 轴电流和 q 轴电流的导数变化率, 可作为推导传统无差拍预测电流控制(DPCC)方法的基础和重要公式。

2.2. 无差拍预测电流控制模型

传统的无差拍预测电流控制(DPCC)基本原理是: 假设当前时刻为 k , 电机的相电流通过采样并经坐标变换转化为 d - q 轴的电流 $i_d(k)$ 和 $i_q(k)$, 再结合设定的参考电流 i_{d_ref} 和 i_{q_ref} 利用 PMSM 的离散数学模型计算出用于控制表贴式永磁同步电机(SPMSM)的 d - q 轴电压 $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 。接着, 输出的电压 $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 经过坐标逆变换, 并通过空间矢量脉宽调制(SVPWM)进行调制, 生成开关脉冲信号, 直接作用于逆变器以驱动电机。理论上, 在一个周期后, 电机电流将达到设定的参考电流值。

DPCC 主要包括两个部分: 电流预测以及下一时刻 $k+1$ 的控制电压计算。 i_d 和 i_q 的状态方程如式(2)所示, 可以用来推导 DPCC 的工作原理。当采样周期 T_s 足够短时, 假设当前时刻为 k , SPMSM 的模型可以离散化为以下形式。

$$\begin{cases} \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} = \frac{u_d(k)}{L_s} + \frac{R_s i_d(k)}{L_s} + \omega_e(k) i_q(k) \\ \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} = \frac{u_q(k)}{L_s} + \frac{R_s i_q(k)}{L_s} - \omega_e(k) i_d(k) - \frac{\omega_e(k) \psi_f(k)}{L_s} \end{cases} \quad (3)$$

式中, $i_d(k)$ 和 $i_q(k)$ 表示 k 时刻采样的 d - q 轴电流; $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$ 表示下一个 $k+1$ 时刻预测的 d - q 轴电流。通过对上式的变换, 可得到下一时刻 $k+1$ 时预测的 d - q 轴定子电流方程为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left[1 - \frac{T_s R_s}{L_s} \right] i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} u_d(k) + T_s \omega_e(k) i_q(k) \\ i_q(k+1) = \left[1 - \frac{T_s R_s}{L_s} \right] i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} u_q(k) - T_s \omega_e(k) i_d(k) - \frac{T_s \omega_e(k) \psi_f}{L_s} \end{cases} \quad (4)$$

根据式(4)可以推导出无差拍电流预测控制中所需的 d - q 轴电压方程为:

$$\begin{cases} u_d(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_d(k+1) - i_d(k)] + R_s i_d(k) - L_s \omega_e(k) i_q(k) \\ u_q(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_q(k+1) - i_q(k)] + R_s i_q(k) + L_s \omega_e(k) i_d(k) + \omega_e(k) \psi_f \end{cases} \quad (5)$$

根据无差拍预测电流控制理论, 令第 $k+1$ 时刻的电流 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 分别等于 $i_d^*(k+1)$ 、 $i_q^*(k+1)$, 随后经式(5)可得第 k 时刻的给定电压 $u_d^*(k)$ 和 $u_q^*(k)$ 为:

$$\begin{cases} u_d^*(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_d^*(k+1) - i_d(k)] + R_s i_d(k) - L_s \omega_e(k) i_q(k) \\ u_q^*(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_q^*(k+1) - i_q(k)] + R_s i_q(k) + L_s \omega_e(k) i_d(k) + \omega_e(k) \psi_f \end{cases} \quad (6)$$

如图 1 所示, 在实际的数字系统中, 由于硬件条件的限制, 导致预测电压实际作用时间与实际电流之间存在一个控制周期的延迟误差, 影响了系统的响应速度与精度。为了确保预测电压控制的准确性, 利用预测电流 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 作为预测模型的延迟补偿, 取代预测控制模型中的采样电流。

第 $k+1$ 时刻的 d - q 轴预测电流可由当前时刻获得的 $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 以及上一时刻的电压给定值 $u_d^*(k-1)$ 、 $u_q^*(k-1)$ 带入式(4)计算可得:

$$\begin{cases} i_d'(k+1) = \left[1 - \frac{T_s R_s}{L_s}\right] i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} u_d^*(k-1) + T_s \omega_e(k) i_q(k) \\ i_q'(k+1) = \left[1 - \frac{T_s R_s}{L_s}\right] i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} u_q^*(k-1) - T_s \omega_e(k) i_d(k) - \frac{T_s \omega_e(k) \psi_f}{L_s} \end{cases} \quad (7)$$

将计算得到的第 $k+1$ 时刻的 d - q 轴预测电流替代式(6)中的 $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 可得经延时补偿的预测模型:

$$\begin{cases} u_d^*(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_d^*(k+1) - i_d'(k+1)] + R_s i_d(k+1) - L_s \omega_e(k) i_q(k+1) \\ u_q^*(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_q^*(k+1) - i_q'(k+1)] + R_s i_q(k+1) + L_s \omega_e(k) i_d(k+1) + \omega_e(k) \psi_f \end{cases} \quad (8)$$

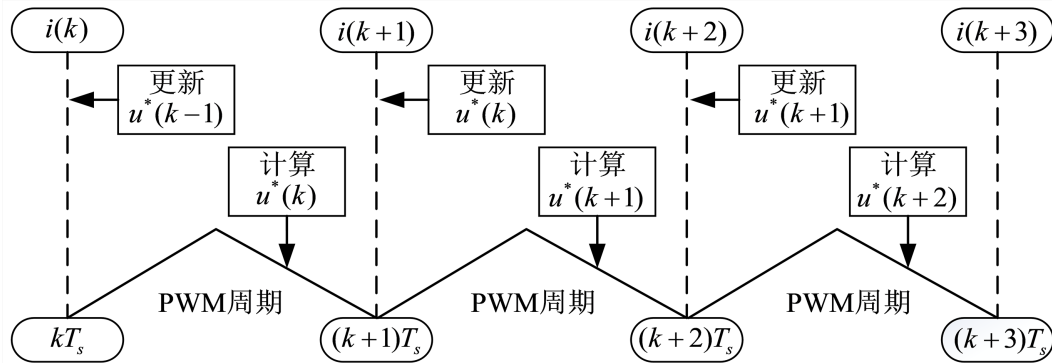


Figure 1. PWM update and current sampling timing diagram

图 1. PWM 更新和电流采样时序图

3. DPCC 参数敏感性分析

从公式(6)可以看出, DPCC 是一种依赖于 PMSM 模型参数精度的电流控制策略, 模型中的定子电

阻、电感和磁链参数的准确性会影响其控制效果。在电机运行时, 由于环境因素(如温度)变化, 内部电气参数也在不断波动。例如, 定子电阻会因温度上升而增大, 电机负载增加时, 电流增大导致铁芯磁饱和, 使定子电感下降。此外, 在预测控制过程中, 如果设定的电机参数与实际电机参数存在差异, 实际电流将偏离设定值, 进而影响系统性能, 甚至导致失控。因此, 必须分析因参数不匹配引发的误差。

由式(4)可以得出第 $k+1$ 时刻的 d - q 轴实际电流方程为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_o T_s}{L_o}\right) i_d(k) + T_s \omega_e(k) i_q(k) + \frac{T_s}{L_o} u_d(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_o T_s}{L_o}\right) i_q(k) - T_s \omega_e(k) i_d(k) - \frac{\psi_{fo} T_s}{L_o} \omega_e(k) + \frac{T_s}{L_o} u_q(k) \end{cases} \quad (9)$$

式中: R_o 是定子电阻实际值; L_o 是定子电感实际值; ψ_{fo} 是转子磁链实际值。

为此可通过第 $k+1$ 时刻的 d - q 轴预测电流 $i'_d(k+1)$ 、 $i'_q(k+1)$ 减去实际 d - q 轴电流 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$, 得到 d - q 轴电流误差 $e_d(k+1)$ 、 $e_q(k+1)$, 其计算方程如下:

$$\begin{cases} e_d(k+1) = i'_d(k+1) - i_d(k+1) = \frac{T_s R_o \Delta L - T_s \Delta R L_o}{L_o (L_o + \Delta L)} \cdot i_d(k) - \frac{T_s \Delta L}{L_o (L_o + \Delta L)} \cdot u_d(k) \\ e_q(k+1) = i'_q(k+1) - i_q(k+1) = \frac{T_s R_o \Delta L - T_s \Delta R L_o}{L_o (L_o + \Delta L)} \cdot i_q(k) - \frac{T_s \Delta L}{L_o (L_o + \Delta L)} \cdot u_q(k) + \frac{T_s \omega_e \psi_{fo} \Delta L - T_s \omega_e \Delta \psi_f L_o}{L_o (L_o + \Delta L)} \end{cases} \quad (10)$$

其中, $\Delta R = R_s - R_o$ 、 $\Delta L = L_s - L_o$ 和 $\Delta \psi_f = \psi_{fs} - \psi_{fo}$ 分别为定子电阻误差、电感误差以及磁链误差。

由式(10)可知实际电机参数的变化对传统 DPCC 算法的影响, 在电机稳态运行中, 磁链误差主要影响 q 轴电流, 定子电感和定子电阻误差影响 d - q 轴电流。

4. 在线参数辨识器的设计

如图 2 所示, 传统的模型参考自适应系统由参考模型、可调模型和参数自适应律构成。参考模型代表实际的永磁同步电机本体, 用于描述系统的真实输入和输出; 可调模型则基于实际输入和可调参数的数学模型生成输出。通过比较参考模型与可调模型的输出电流差值, 参数自适应律能够持续调整可调参数。当输出电流差值趋于零时, 可调模型中待辨识的电机参数估计值接近于电机的真实参数值。

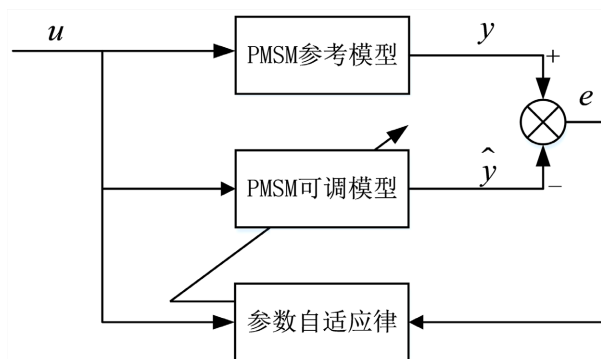


Figure 2. Structural block diagram of traditional MRAS system

图 2. 传统模型参考自适应结构框图

考虑到在单一稳态工况下, PMSM 的 d - q 轴电压数学模型为二阶方程, 而需辨识的电机参数有三个, 所设计的辨识模型存在秩缺失问题, 导致通过模型参考自适应进行电机多参数辨识时出现收敛值不唯一

的情况。为解决这一问题, 在线参数辨识通常采用分布辨识或信号注入方法。然而, 由于信号注入法会对电机运行产生干扰, 本文提出了一种简洁、高效且计算量较小的分布辨识方法。

由公式(10)可知, 当无差拍电流预测中的电阻和电感参数接近真实值时, q 轴电流仅受磁链参数误差的影响, 因此可利用 q 轴电流误差计算磁链参数。本文方法先通过模型参考自适应法辨识电阻和电感参数并修正到 DPC 中, 再利用 q 轴电流误差进一步辨识磁链参数。

4.1. 电阻和电感的辨识

根据式(2)的电流导数方程, 可得电机参考模型如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \psi_f}{L_s} \end{bmatrix} \quad (11)$$

令 $m = \frac{R_s}{L_s}$ 、 $n = \frac{1}{L_s}$, 式(13)可化简为:

$$p\mathbf{i} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$; $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$; $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -m & \omega_e \\ -\omega_e & -m \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix}$; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e \psi_f n \end{bmatrix}$; $p = \frac{d}{dt}$ 为微分算子。

同理, 设 $\hat{R}_s$ 为定子电阻辨识值, $\hat{L}_s$ 为定子电感辨识值, 令 $\hat{m} = \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s}$ 、 $\hat{n} = \frac{1}{\hat{L}_s}$ 可得电机可调模型为:

$$p\hat{\mathbf{i}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \hat{\mathbf{C}} \quad (13)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}$; $\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\hat{m} & \omega_e \\ -\omega_e & \hat{m} \end{bmatrix}$; $\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \hat{n} & 0 \\ 0 & \hat{n} \end{bmatrix}$; $\hat{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e \psi_f \hat{n} \end{bmatrix}$ 。

将式(13)减去式(12)得电流误差的状态方程为:

$$p\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \Delta\mathbf{B}\mathbf{u} + \Delta\mathbf{C} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{e} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix}$; $\Delta\mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}}$; $\Delta\mathbf{B} = \mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}}$; $\Delta\mathbf{C} = \mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}}$, 令 $\mathbf{w} = -(\Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \Delta\mathbf{B}\mathbf{u} + \Delta\mathbf{C})$, 式(14)改写为:

$$p\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} - \mathbf{I}\mathbf{w} \quad (15)$$

式中 $\mathbf{I}$ 为单位矩阵, 依据 Popov 超稳定性定理, 为保证反馈系统的稳定性, 则需满足以下条件:

$$\forall t_1 > 0, \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \mathbf{w} dt \geq -r^2 \quad (16)$$

式中 r^2 为有限正实数且与 t 不相关。

通常, 为保证在广义误差为 0 时调节作用仍然有效, 采用以下比例积分形式设计自适应律, 其表达式为:

$$\begin{cases} \hat{m} = \int_0^t f_1(\tau) d\tau + f_2(t) + \hat{m}(0) \\ \hat{n} = \int_0^t f_1(\tau) d\tau + f_2(t) + \hat{n}(0) \end{cases} \quad (17)$$

式中 $\hat{m}(0)$ 和 $\hat{n}(0)$ 均为所辨识参数的初始值。将 $\mathbf{e}$ 和 $\mathbf{w}$ 代入式(16)推导可得待辨识参数自适应律方程为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{m}} = \hat{m}(0) - K_{p1}(e_1\hat{i}_d + e_2\hat{i}_q) - K_{i1}\int_0^t (e_1\hat{i}_d + e_2\hat{i}_q) d\tau \\ \dot{\hat{n}} = \hat{n}(0) + K_{p2}(e_1u_d + e_2u_q - e_2\omega_e\psi_f) + K_{i2}\int_0^t (e_1u_d + e_2u_q - e_2\omega_e\psi_f) d\tau \end{cases} \quad (18)$$

式中 K_{p1} 、 K_{p2} 分别为各自的比例系数, K_{i1} 、 K_{i2} 分别为各自的积分系数, 且这些系数都大于 0。

由式(18)由可推导出定子电阻、电感的参数辨识方程为:

$$\begin{cases} \hat{R}_s = \frac{\hat{m}(0) - (K_{p1}(e_1\hat{i}_d + e_2\hat{i}_q) + K_{i1}\int_0^t (e_1\hat{i}_d + e_2\hat{i}_q) d\tau)}{\hat{n}(0) + K_{p2}(e_1u_d + e_2u_q - e_2\omega_e\psi_f) + K_{i2}\int_0^t (e_1u_d + e_2u_q - e_2\omega_e\psi_f) d\tau} \\ \hat{L}_s = \frac{1}{\hat{n}(0) + K_{p2}(e_1u_d + e_2u_q - e_2\omega_e\psi_f) + K_{i2}\int_0^t (e_1u_d + e_2u_q - e_2\omega_e\psi_f) d\tau} \end{cases} \quad (19)$$

4.2. 磁链的辨识

由第三节式(10)可知, 由参数不匹配产生的 q 轴电流误差方程为:

$$e_q(k+1) = \frac{T_s R_o \Delta L - T_s \Delta R L_s}{L_o(L_o + \Delta L)} \cdot i_q(k) - \frac{T_s \Delta L}{L_o(L_o + \Delta L)} \cdot u_q(k) + \frac{T_s \omega_e \psi_{f0} \Delta L - T_s \omega_e \Delta \psi_f L_o}{L_o(L_o + \Delta L)} \quad (20)$$

将模型参考自适应辨识的电阻和电感参数修正到电流预测模型后, 可认为 $\Delta R = \Delta L = 0$, 即 q 轴电流误差方程中只包含磁链误差的影响。因此, q 轴电流误差方程可以更新为:

$$e_q(k+1) = -\frac{T_s \omega_e \Delta \psi_f}{L_o} \quad (21)$$

在此过程中提出的基于 q 轴电流误差来获得准确磁链参数的算法过程如下图 3 所示:

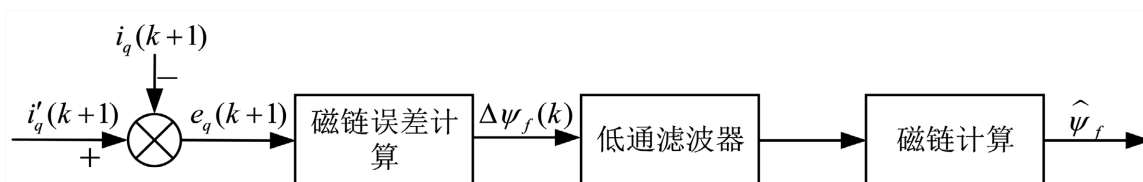


Figure 3. Structural block diagram of flux parameter calculation

图 3. 磁链参数计算结构框图

由式(21)可得磁链误差 $\Delta\psi_f(k)$ 为:

$$\Delta\psi_f(k) = -\frac{L_o e_q(k+1)}{T_s \omega_e} \quad (22)$$

其中 $\Delta\psi_f(k)$ 为第 k 时刻的磁链误差。由此可计算得到的磁链参数 $\hat{\psi}_f$ 为:

$$\hat{\psi}_f = \psi_{f0} = \psi_f - \Delta\psi_f \quad (23)$$

最后, 将辨识得到的电阻、电感和磁链参数替换到当前预测模型中, 以替代不匹配的参数, 得到结合在线参数辨识的无差拍电流预测模型, 如图 4 所示。

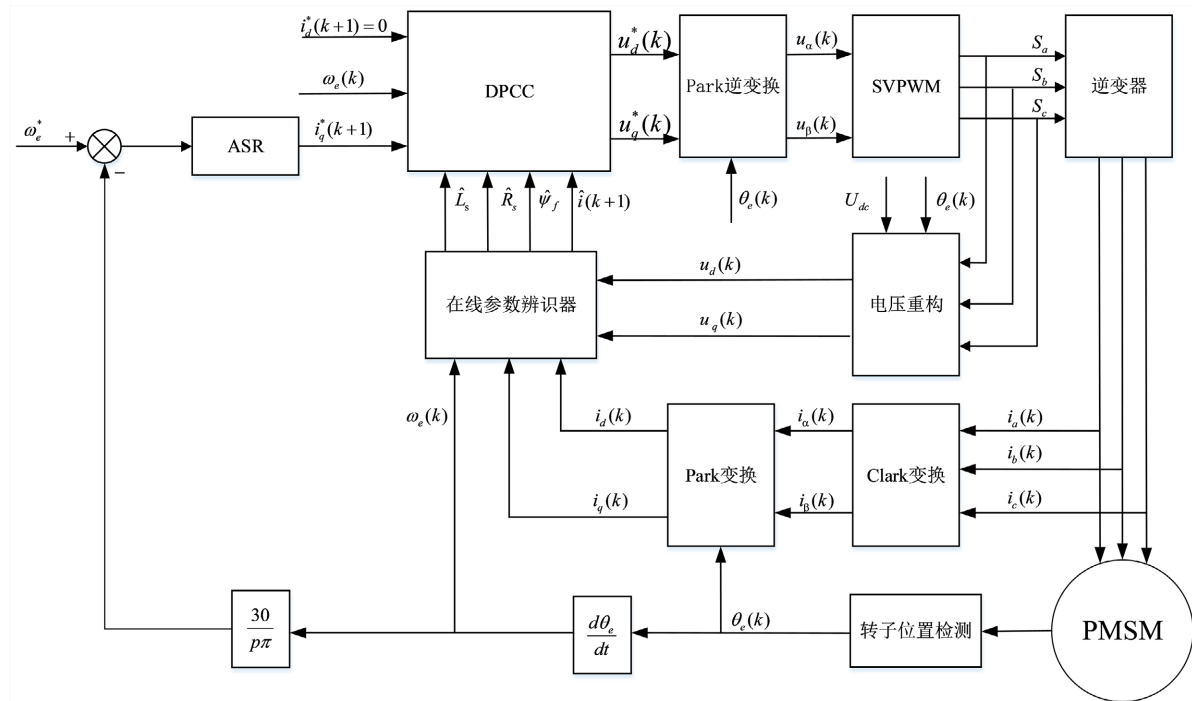


Figure 4. Block diagram of DPCC system structure based on online parameter identification
图 4. 基于在线参数辨识的 DPCC 系统结构框图

5. 仿真验证

本文主要研究参数失配对 DPCC 性能的影响及其优化方案，并通过 MATLAB/Simulink 仿真平台验证了所提出方法的有效性和可行性。由于控制对象为 SPMSM，因此采用了 $i_d = 0$ 的矢量控制，如下表 1 为仿真中使用的电机参数。

Table 1. Motor parameters
表 1. 电机参数

参数名称	数值
直流侧电压/V	311
定子电阻/ Ω	2
定子电感/mH	8.5
转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.00058
极对数	4
磁链/Wb	0.17

实验针对复杂工况下电机内部电气参数的动态变化，开展了参数失配条件下改进型无差拍预测电流控制(DPCC)的性能测试。实验采用 DPCC 控制电流环，以验证本文提出的新型参数辨识算法的有效性。最终，将辨识出的电机参数反馈至 DPCC 算法，并在参数失配条件下与传统 DPCC 算法进行性能对比，以验证结合参数辨识的 DPCC 方案在应对参数变化方面的优势。

如图 5~7 所示，在仿真实验中，给定转速设为 1000 RPM，负载为 5 N·m，同时 DPCC 中的电阻、电感和磁链均设定为实际值的 200%。在 0.1 秒后，电阻和电感同步开始辨识。约 0.4 秒后，如图 5 所示，

电阻的辨识结果收敛至约 $2.046\ \Omega$ ，最大误差为 4.4%；图 6 显示电感的辨识结果收敛至约 8.65 mH，最大误差为 2.6%；图 7 中，电阻和电感收敛后，通过电流误差辨识出的磁链值约为 0.175 Wb，最大误差为 3.47%。这些结果表明，基于新型模型参考自适应的参数分步辨识算法能够在较短时间内使参数接近设定值，且误差较小，表现出良好的参数辨识效果。

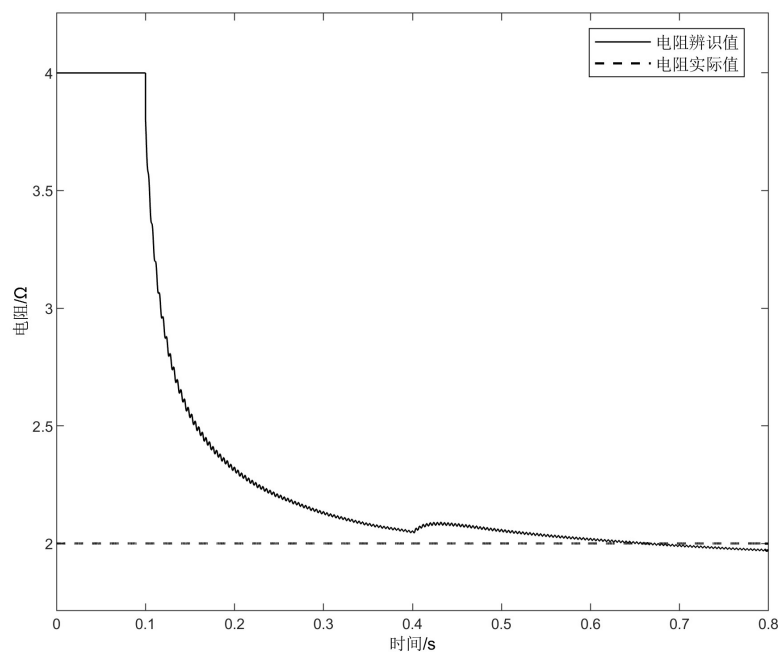


Figure 5. Diagram of online identification of resistance R_s

图 5. 在线辨识电阻 R_s 图

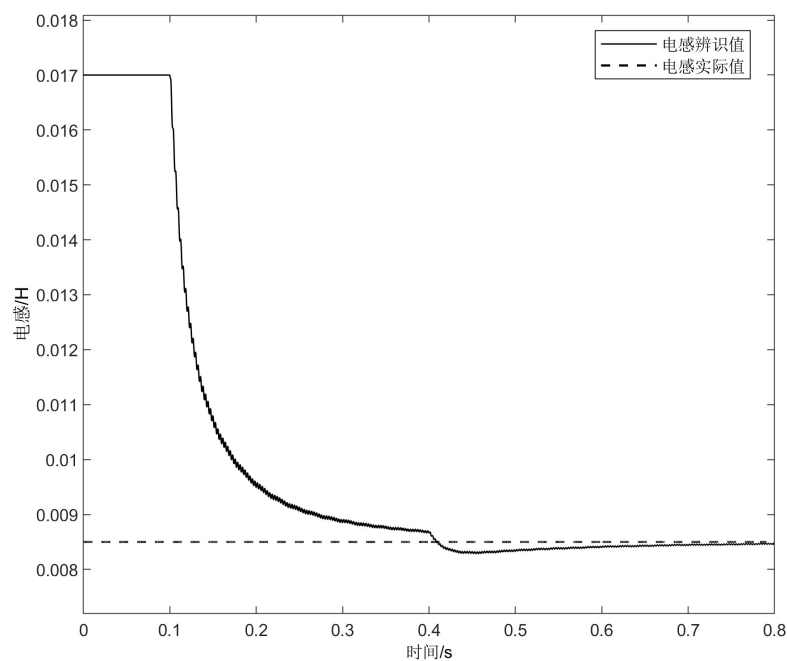


Figure 6. Diagram of online identification of inductance L_s

图 6. 在线辨识电感 L_s 图

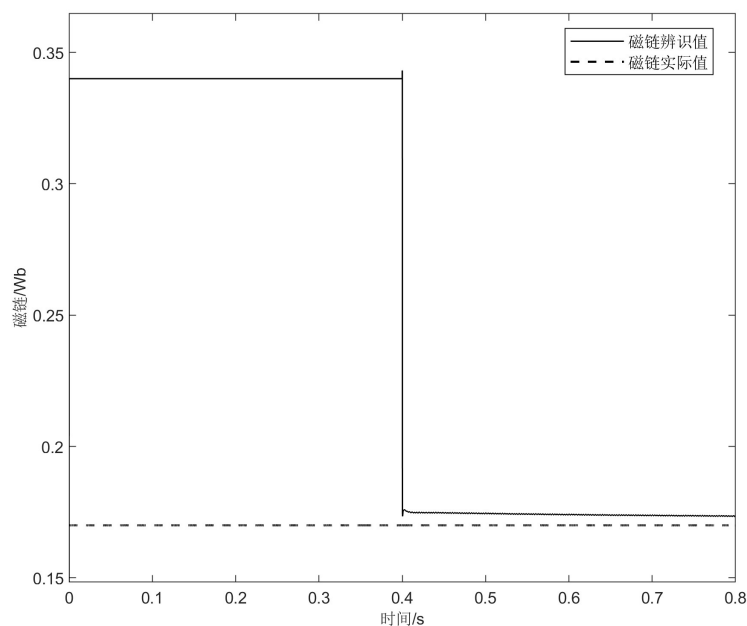


Figure 7. Diagram of online identification of flux Ψ_f

图 7. 在线辨识磁链 Ψ_f 图

在相同的仿真实验条件下, 如图 8 和图 9 所示, 当传统 DPCC 出现参数失配时, d 轴电流纹波增大, q 轴电流响应出现静差。而图 10 和图 11 显示, 加入参数辨识后, 电阻、电感和磁链参数逐渐收敛至其真实值, DPCC 模型参数得到修正, 从而使得改进后的 DPCC 在 d 轴电流纹波方面明显低于传统 DPCC, q 轴响应电流也能迅速跟随设定电流。这表明结合参数辨识的 DPCC 能够有效减小参数失配对控制系统性能的影响。

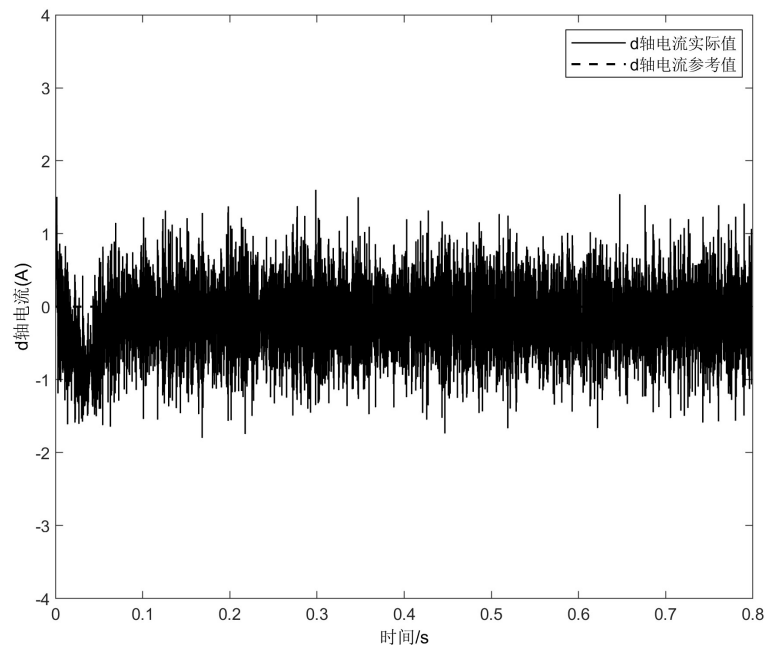


Figure 8. Diagram of d -axis current in traditional DPCC

图 8. 传统 DPCC 的 d 轴电流图

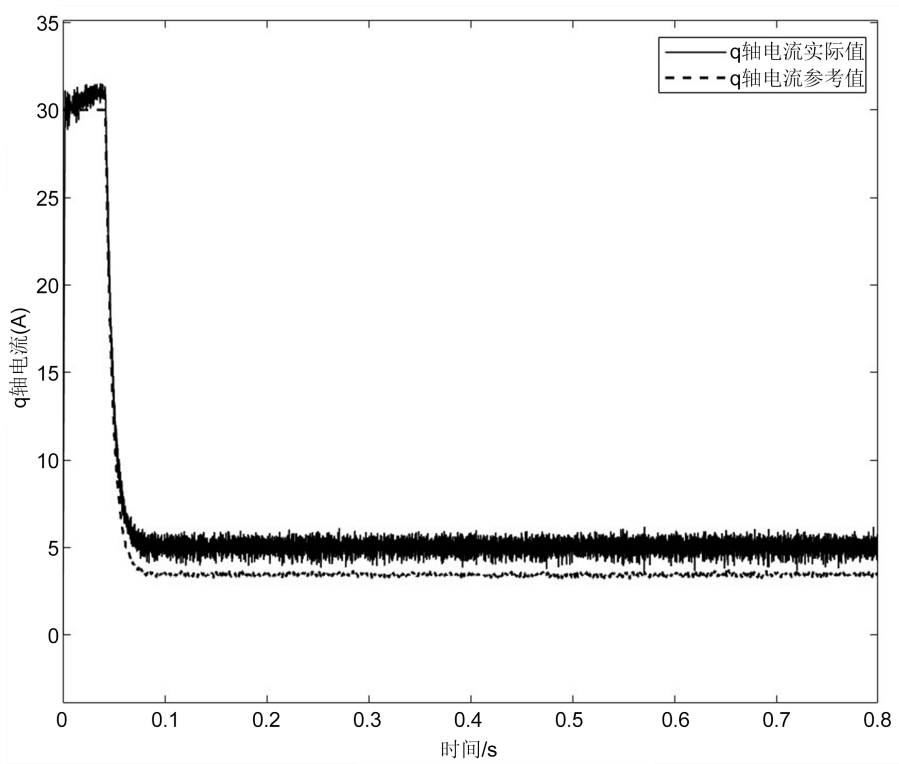


Figure 9. Diagram of q -axis current in traditional DPCC
图 9. 传统 DPCC 的 q 轴电流图

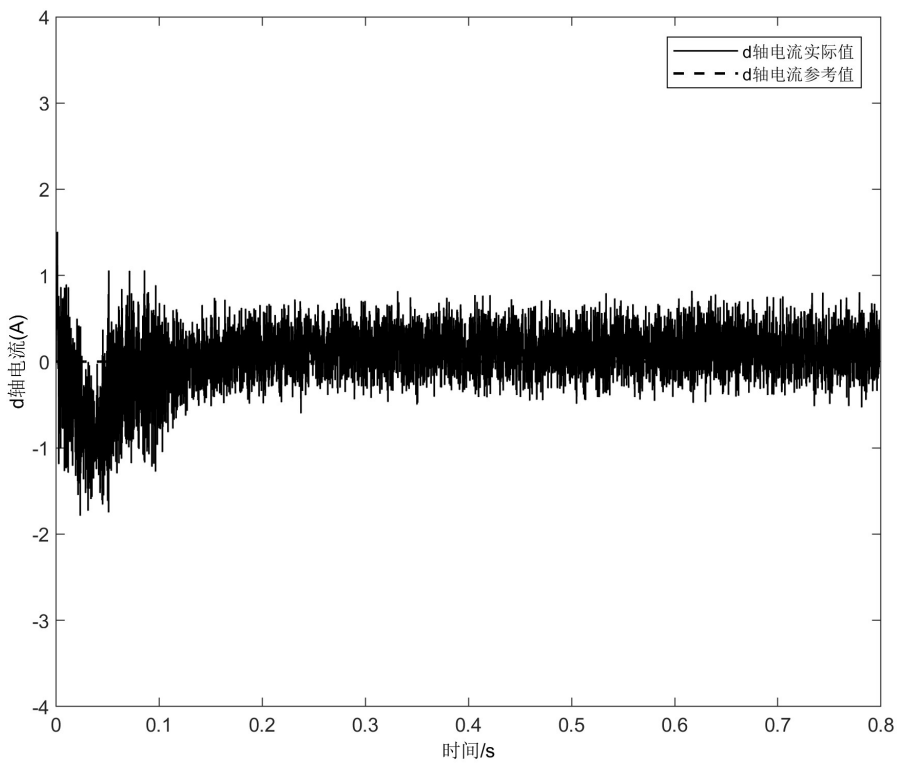


Figure 10. Diagram of d -axis current in improved DPCC
图 10. 改进 DPCC 的 d 轴电流图

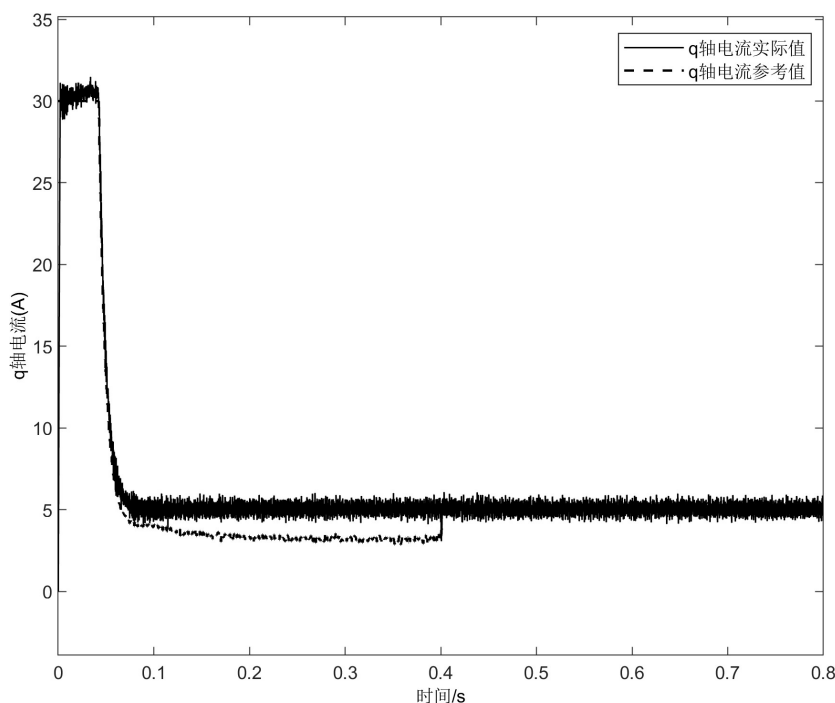


Figure 11. Diagram of q -axis current in improved DPCC

图 11. 改进 DPCC 的 q 轴电流图

6. 结论

本文针对表贴式永磁同步电机在无差拍预测电流控制(DPCC)中对电机参数变化敏感的问题,提出了一种结合在线参数辨识的控制策略。该方案采用模型参考自适应方法辨识电阻和电感,并结合 q 轴电流误差进行磁链参数的辨识,从而解决了多参数辨识 PMSM 数学模型欠缺的问题,提高了 DPCC 系统对电机参数变化的鲁棒性。实验结果表明,所提出的方案能够同时准确辨识定子电阻、电感和磁链参数,并且辨识误差均控制在 5% 以内。在电机参数失配的情况下,改进后的 DPCC 结合在线参数辨识,相比传统 DPCC 能够显著改善 d - q 轴电流的跟踪性能。 d - q 轴电流能够快速、精准地跟随给定电流,响应电流与设定值的偏差减少至可忽略水平,有效抑制了参数失配对控制系统性能的负面影响。该方案为提升电机控制系统的鲁棒性和动态响应提供了一定的参考意义。

参考文献

- [1] 吴希杰. 永磁同步电机无差拍电流预测控制研究[D]: [硕士学位论文]. 大连: 大连交通大学, 2023.
- [2] Yang, Y., Ruan, Y., Ye, B., et al. (2009) Deadbeat Predictive Current Control Method for Three-Phase Grid Connected Inverter. *Proceedings of the CSEE*, **29**, 40-46.
- [3] Zeng, Q. and Chang, L. (2008) An Advanced SVPWM-Based Predictive Current Controller for Three-Phase Inverters in Distributed Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**, 1235-1246. <https://doi.org/10.1109/tie.2007.907674>
- [4] Wipasuramont, P., Zhu, Z.Q. and Howe, D. (2006) Predictive Current Control with Current-Error Correction for PM Brushless AC Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **42**, 1071-1079. <https://doi.org/10.1109/tia.2006.876085>
- [5] 王耀辉. 基于 SMC 和 DPCC 的永磁同步电机控制策略研究[D]: [硕士学位论文]. 西安: 西安科技大学, 2022.
- [6] 林立, 胡俊, 谭乐, 等. 基于二阶滑模扰动观测的 PMSM 电流预测控制研究[J]. *自动化与信息工程*, 2024, 45(3): 22-31.

-
- [7] He, L., Wang, F., Wang, J. and Rodriguez, J. (2020) Zynq Implemented Luenberger Disturbance Observer Based Predictive Control Scheme for PMSM Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **35**, 1770-1778. <https://doi.org/10.1109/tpel.2019.2920439>
 - [8] Rovere, L., Formentini, A. and Zanchetta, P. (2019) FPGA Implementation of a Novel Oversampling Deadbeat Controller for PMSM Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **66**, 3731-3741. <https://doi.org/10.1109/tie.2018.2851994>
 - [9] Yang, M., Lang, X., Long, J. and Xu, D. (2017) Flux Immunity Robust Predictive Current Control with Incremental Model and Extended State Observer for PMSM Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**, 9267-9279. <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2654540>
 - [10] 张永真, 潘军, 江腾耀, 等. 基于参考自适应的 PMSM 模型预测控制方法[J/OL]. 火炮发射与控制学报, 1-8. <https://doi.org/10.19323/j.issn.1673-6524.202312009>, 2024-11-03.
 - [11] Xu, H., Gui, X., Luan, T., Lang, X. and Xu, D. (2017) A Robust Predictive Current Controller with Incremental Model and Inductance Observer for PMSM Drive. 2017 *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Harbin, 7-10 August 2017, 1-6. <https://doi.org/10.1109/itec-ap.2017.8080893>
 - [12] 刘刚, 张婧, 郑世强, 等. 基于参数在线辨识的高速永磁电机无差拍电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2023, 27(9): 98-108.
 - [13] Zhang, X., Zhang, L. and Zhang, Y. (2019) Model Predictive Current Control for PMSM Drives with Parameter Robustness Improvement. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **34**, 1645-1657. <https://doi.org/10.1109/tpel.2018.2835835>
 - [14] 刘金海, 陈为. 表贴式永磁同步电机准稳态多参数在线辨识[J]. 电工技术学报, 2016, 31(17): 154-160.