

内置式同步电机自适应电流矢量角跟踪最大转矩电流比控制方法

侯廷晨¹, 项群杰¹, 董宇飞¹, 杜木军², 邓宇², 梁利军¹, 崔总泽^{1*}

¹黑龙江德沃科技开发有限公司, 黑龙江 哈尔滨

²黑龙江省农业机械工程科学研究院, 黑龙江 哈尔滨

收稿日期: 2025年3月10日; 录用日期: 2025年4月1日; 发布日期: 2025年4月11日

摘要

针对同步电机动态负载过程中电感参数非线性变化的问题, 本文提出一种用于同步电机最大转矩电流比有效控制的自寻优方法。首先, 在理论最优点附近设计了电流矢量角差值模型, 用于在前向回路中对角度进行补偿。其次, 考虑到动态过程中直交轴电感的非线性变化, 在不考虑剩磁变化的条件下, 进一步设计了等效参数模型, 并给出了控制规则, 旨在实时控制工作点保持在最优工作点附近, 最后文中给出了解析仿真验证, 证明了设计方法的有效性。

关键词

同步电机, 自适应, 电感, 最大转矩电流比控制

Adaptive Current Vector Angle Tracking MTPA Control Method of Interior PMSM

Tingchen Hou¹, Qunjie Xiang¹, Yufei Dong¹, Mujun Du², Yu Deng², Lijun Liang¹, Zongze Cui^{1*}

¹Heilongjiang Dewo Technology Development Co., Ltd., Harbin Heilongjiang

²Heilongjiang Academy of Agricultural Machinery Engineering Sciences, Harbin Heilongjiang

Received: Mar. 10th, 2025; accepted: Apr. 1st, 2025; published: Apr. 11th, 2025

Abstract

Aiming at the problem of non-linear variation of inductance parameters during dynamic loading of PMSM, a self-optimization method is developed for the effective control of MTPA Control of PMSM in

*通讯作者。

文章引用: 侯廷晨, 项群杰, 董宇飞, 杜木军, 邓宇, 梁利军, 崔总泽. 内置式同步电机自适应电流矢量角跟踪最大转矩电流比控制方法[J]. 动力系统与控制, 2025, 14(2): 106-115. DOI: 10.12677/dsc.2025.142012

this paper. First, the current angle difference is designed to compensate for the forward loop. Secondly, considering the non-linear variation of orthogonal axis inductance in dynamic processes, an equivalent model is further designed without considering the variation of remanent magnetism, and the relative law is given, aiming to maintain real-time control of the working point near the optimal working point. Finally, the analytical simulation verification is given in the paper to prove the effectiveness of the design method.

Keywords

PMSM, Adaptive, Inductance, MTPA 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

高功率密度和在宽速度范围内具有更好的效率的优点使内置式同步电机受到了学者们的广泛研究和理论关注。众所周知,由于直交轴的电感不一致,最大转矩电流比方法被广泛用于 I 同步电机的控制[1]。对于恒定电流矢量,最大转矩电流比方法通过调整矢量角来产生最大扭矩[2]。然而,在实际操作中很难获得准确的最优工作点,因为敏感参数会随着操作条件的变化而变化[3]。在线估计方法被学者广泛测试,以获得敏感参数的精确数据。然而,它在计算上似乎很复杂,响应也很慢[4]。此外,查找表法被认为是同步电机控制的另一种常用有效路径[5],这确实需要大量的离线实验。最近使用转矩相对于电流矢量角微分的高频信号注入方法显示出更大的吸引力[6]。但这种方法的生产确实带来了额外的损耗和转矩脉动。因此,提出了一种基于实际注入的改进方法,称为虚拟注入[7],该方法将高频信号注入矢量角,而不是注入电机,从而避免了问题。论文[8]指出,无论采用何种控制方式,都应充分考虑电机参数的变化。

本文首先介绍了一种在控制回路上使用电流矢量角度跟踪的方法。给出了如何使电流矢量角更接近理论最优点的推导过程。该解析过程的理论推导简单易行,但其计算过程中依然带有电感参数,因电感参数对方法的影响较大,鉴于此,文中另外分析了电感的影响,在此基础上,设计了一种渐进逼近最优方法,将用于简化电感和磁链估计的等效参数代入上述电流矢量角度跟踪控制方法中。

2. 同步电机解析模型

同步电机的直交轴模型可以描述为:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \quad (2)$$

其中, u_d 、 u_q 、 i_d 和 i_q 分别表示直交轴电压及电流, L_d 、 L_q 表示直交轴电感, R 、 ω 、 φ_f 分别表示绕组电阻、电角速度和剩磁。电磁转矩方程可表示为:

$$T_e = 1.5p \left[\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \quad (3)$$

因此,最大转矩电流比最优问题表示为:

$$\begin{aligned} \min_{i_d, i_q} \quad & f = i_d^2 + i_q^2 \\ \text{Subject to} \quad & \begin{cases} T_e - 1.5p \left[\varphi_f i_q + (L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q)) i_d i_q \right] = 0 \\ i_d^2 + i_q^2 \leq I_s^2 \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $L_d(i_d, i_q)$ 和 $L_q(i_d, i_q)$ 跟随 i_d 和 i_q 的变化而变化, 另外, φ_f 跟电机内温度变化有关。这里对公式(4)进行拉格朗日求解, 有:

$$F(i_d, i_q, \lambda) = i_d^2 + i_q^2 + \lambda \left(T_e - 1.5p \left[\varphi_f i_q + (L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q)) i_d i_q \right] \right) \quad (5)$$

其中, λ 是拉格朗日算子, 最大转矩电流比最优结果可计算得:

$$\begin{aligned} i_d + \frac{L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q)}{\varphi_f} (i_d^2 - i_q^2) \\ + \frac{i_d i_q}{\varphi_f} \left[i_d \left(\frac{\partial L_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} - \frac{\partial L_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} \right) - i_q \left(\frac{\partial L_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} - \frac{\partial L_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right) \right] = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

显然, (6)中有两部分, 第一部分表示传统最大转矩电流比条件, 第二部分是由于实际操作中的电感变化而增加的项目。

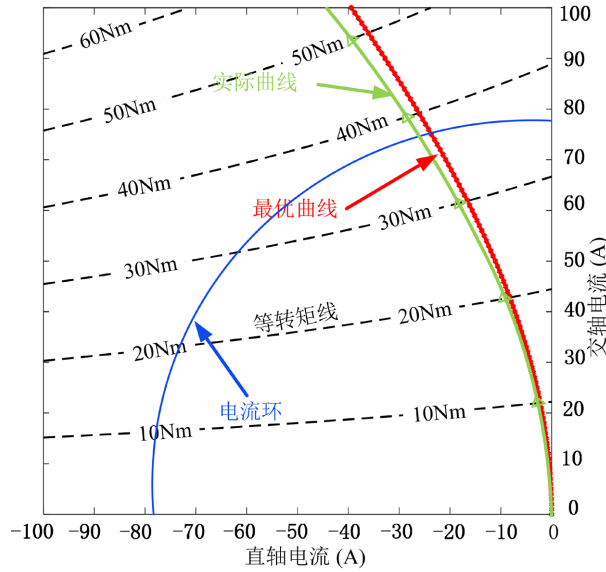


Figure 1. Optimal loci of maximum torque per current
图 1. 最大转矩电流比最优轨迹

图1给出了根据(3)和(6)的最大转矩轨迹。虚线绿线表示不同负载下的实际最优点, 红线表示计算的最优点。可以发现, 在低电流幅值条件下, 两条线路之间几乎没有差异。相反, 在高电流幅度区域, 两条轨迹之间存在显著偏差。因此, 非线性电感特性的影响导致传统最大转矩电流比方法中的模型不准确。

3. 电流矢量角控制优化方法

3.1. 电流矢量角补偿计算方法

上述分析表明, 在实际工作条件下, 为了获得准确的结果, 参数的变化不容忽视。根据电流矢量振

幅 I_s 和电流矢量角度 β 改写如下:

$$T_e = 1.5p \left[\varphi_f I_s \sin \beta + 0.5 I_s^2 (L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q)) \sin 2\beta \right] \quad (7)$$

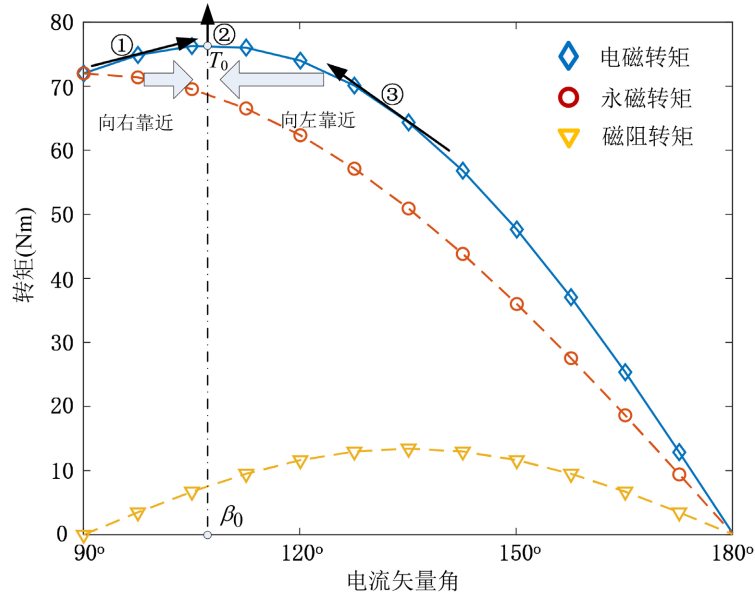


Figure 2. Relationship curve of torque-current vector angular
图 2. 转矩 - 电流矢量角关系曲线

电磁转矩由永磁体产生的转矩和磁阻转矩组成。从图 2 中的电磁转矩轨迹可以看出, 只有一个最大点 (β_0, T_0) , 换句话说, $\partial T/\partial \beta$ 在 (β_0, T_0) 处等于零。此外, $\partial T/\partial \beta$ 在点 (β_0, T_0) 的左侧, 大于零, 相反, $\partial T/\partial \beta$ 在点的右侧, 小于零。因此, 可以从图 2 中构建关系公式:

$$\begin{cases} \partial T_e / \partial \beta > 0 & \beta < \beta_0 \\ \partial T_e / \partial \beta = 0 & \beta = \beta_0 \\ \partial T_e / \partial \beta < 0 & \beta > \beta_0 \end{cases} \quad (8)$$

这里, 假设 $f(\beta)$ 等于 $\partial T/\partial \beta$, 在最优点附近进行泰勒展开, 有如下公式:

$$f(\beta) = f(\beta_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{f^n(\beta_0)(\beta - \beta_0)^n}{n!} \quad (9)$$

忽略高阶多项式, 则有:

$$f(\beta) = f(\beta_0) + f'(\beta_0)(\beta - \beta_0) \quad (10)$$

假设有:

$$\beta - \beta_0 = K_a K_b^{-1} \quad (11)$$

其中,

$$\begin{cases} K_a = \varphi_f i_d + (L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q))(i_d^2 - i_q^2) \\ K_b = -\varphi_f i_q - 4(L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q))i_d i_q \end{cases} \quad (12)$$

则电流角动态跟踪误差累积计算为:

$$\beta'_0 = \int K_p K_a K_b^{-1} dt \quad (13)$$

其中, K_p 表示积分增益系数, β'_0 表示实际操作中的角度值。事实上, (13)所示的角度补偿的核心原理是角度优化过程。电流矢量振幅 I_s 通过矢量角 β'_0 分配给 i_d 和 i_q 。需要注意的是, β'_0 的精度高度依赖于 $L_d(i_d, i_q)$ 和 $L_q(i_d, i_q)$ 以及永磁体磁链 φ_f 。然而, 如上所述, 在动态操作中很难识别电感和磁链, 有必要实时准确了解这两个参数, 以支持(13)中提出的方法。

3.2. 等效参数辨识方法

一般来讲, 可以发现随着电流分量的增加, L_d 和 L_q 曲线都呈下降趋势[9], 特别是 L_q 下降了近 30%, 相比之下, L_d 略有下降。也就是说, d 轴上的电感对负载电流变化不敏感, 因此为了便于实际操作, 可以将 L_d 视为常数。此外, 本文忽略了永磁体磁链随温度的变化。总之, 传统的最大转矩电流比控制计算很简单, 但由于参数的变化, 它确实偏离了最佳轨迹, 特别是在重载区域。

这里我们结合公式(11)和(12), 得到:

$$\beta - \beta_0 = \frac{Di_d + i_d^2 - i_q^2}{-Di_q - 4i_d i_q} \quad (14)$$

其中, D 表示为:

$$D = \frac{\varphi_f}{L_q(i_d, i_q) - L_d(i_d, i_q)} \quad (15)$$

如此, 就可以将(13)进一步改写为:

$$\beta'_0 = \int \frac{K_p (Di_d + i_d^2 - i_q^2)}{-Di_q - 4i_d i_q} dt \quad (16)$$

前面的论述中, 为了便于操作, 假设剩磁及直轴电感为常值, 不随着负载的变化而变化, 对图 1 进一步分析, 取某一工况下的一个最优附近, 进行分析, 如图 3 所示。

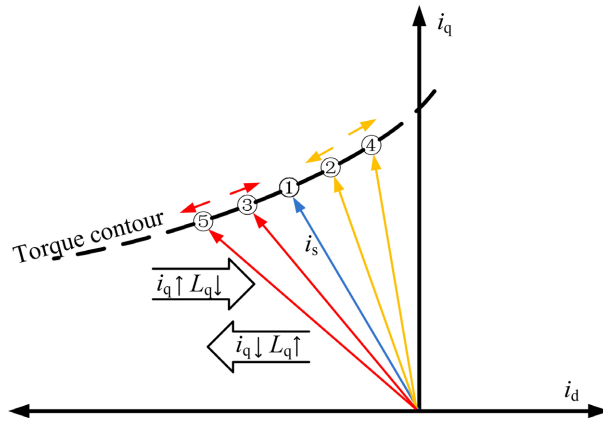


Figure 3. Variation curve around working point at a certain optimal point
图 3. 某一最优附近工作点的变化曲线

L_q 对 i_q 的上升很敏感, 也就是说, 等效参数 D 与 i_q 有关, 如图 3 所示。根据(15), D 与 i_q 的变化成反比, 因此从图 3 中可以推断出, D 、 i_q 存在一个特殊的规律, 这里采用离散分析来详细介绍该规律。以图 3 所示的恒转矩曲线中的五个点为例, ①位于最佳位置, 这意味着在该点处获得的最小值。③和⑤都

位于①点的左侧，而②和④都位于右侧。对于④，操作点向 q 轴方向移动，在这个过程中， i_q 增加， $D(k+1) > D(k)$ ，并且是 $i_s(k+1) > i_s(k)$ ，在这种情况下，应该控制操作点反向移动。类似的分析也适用于其他操作点②、③和⑤。因此，我们得出如图 4 所示的结论。

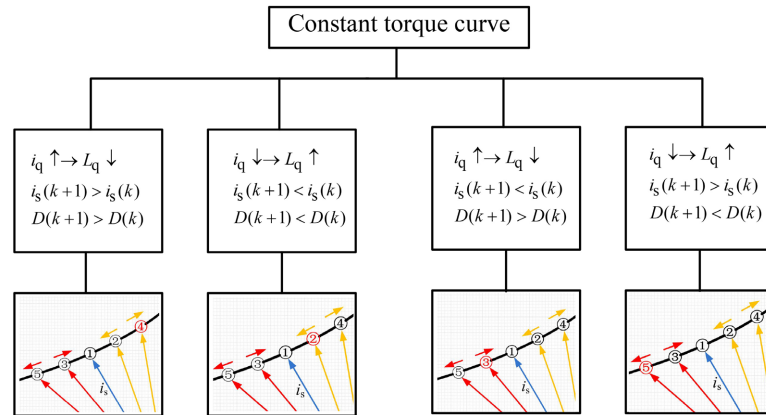


Figure 4. Rule of equivalent parameter, current and inductance based on constant torque curve

图 4. 基于恒转矩曲线建立的等效参数、电流和电感定律

通过图 4 构建的控制规则，其目的在于将控制状态工作点始终保持在理论最优值附近，此外，只要保证一定的控制步长，补偿可以定义为两个任意时刻的差值，并辅以一个搜索方向，如(17)所示：

$$D(k+1) = D(k) + \mu \Delta D \quad (17)$$

其中，

$$\Delta D = D(k) - D(k-1) \quad (18)$$

系数 μ 代表了搜索方向，根据图 4 所示的控制规则，设计 μ 值在不同的位置时，能够控制正向和反向功能，即当工作点在图 4 中的④和⑤位置时， μ 值为-1，反之， μ 值为 1。如此通过交轴电流、电流矢量幅值，以及等效参数 D 三个分量综合判断当前时刻系统所处的工况点。经过不断地迭代搜索，将每一次的

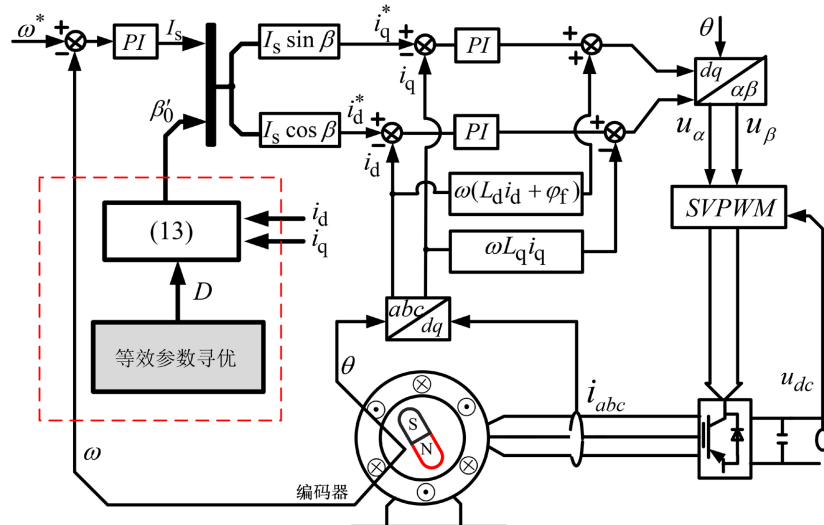


Figure 5. Block diagram of control structure

图 5. 控制结构框图

动态量输入到电流矢量角度变化中, 参与到前向回路实际的直交轴电流计算中, 具体的控制结构框图如图 5 所示。

4. 仿真分析

采用 Simulink 仿真平台解析建模的方案对文中所述的设计思路进行验证, 结构如图 6 所示, 测试电机为文中控制方法的设计对象, 负载电机为测试电机提供负载转矩。

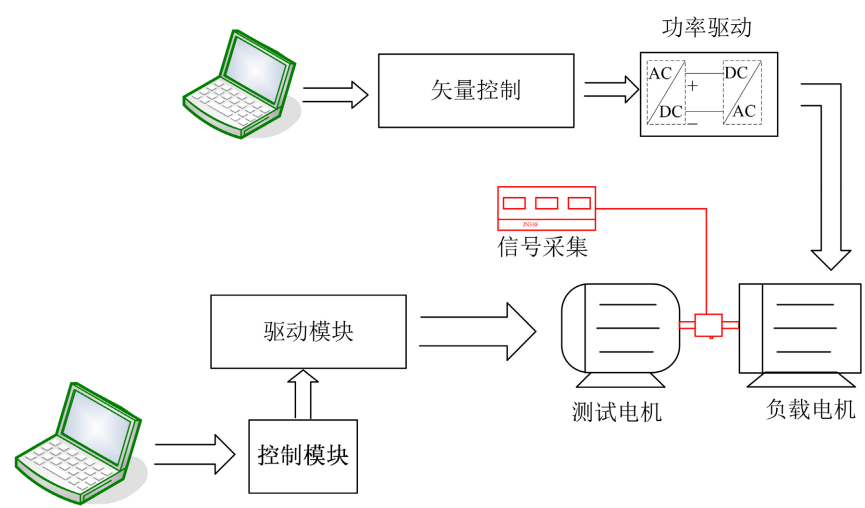
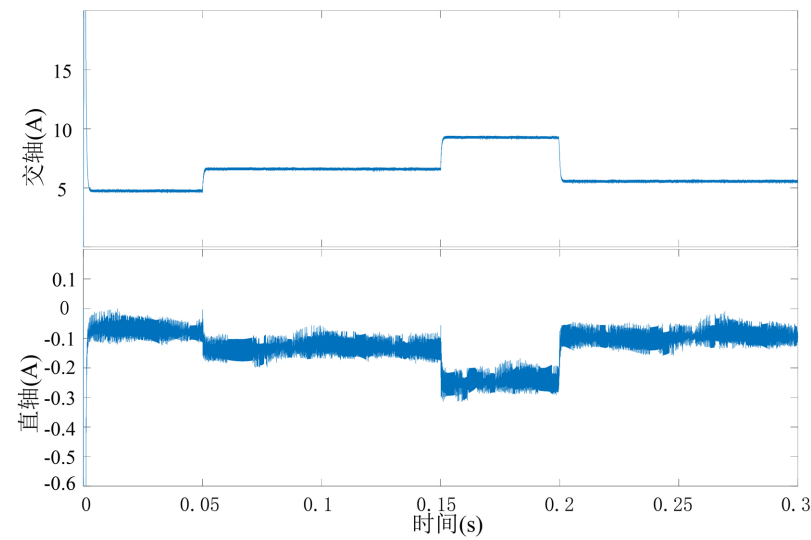


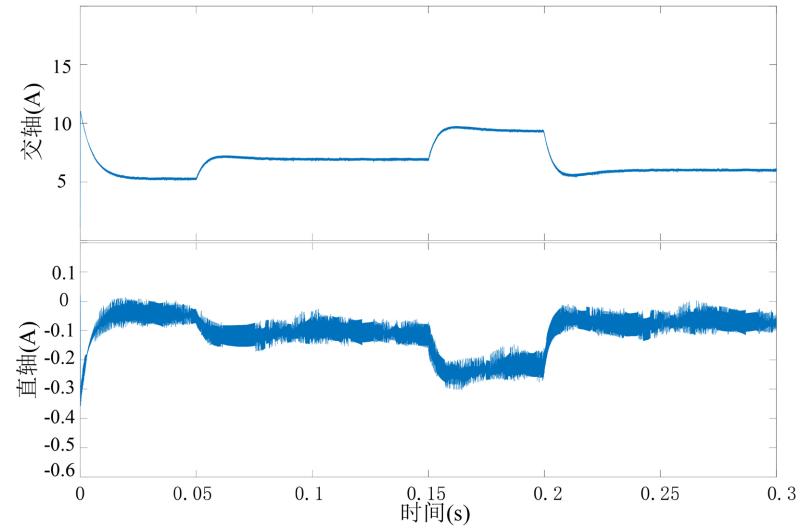
Figure 6. Model of test rig
图 6. 测试结构模型

仿真计算的过程中, 测试电机采用转速控制方式, 负载电机采用转矩控制方式, 测试前保证二者的转向一致, 采集测试电机的直交轴电流作为研究对象。

图 7(a)和图 7(b)分别显示了负载变化为 0.05 s、0.15 s 和 0.2 s 时 d-q 轴上的电流曲线。很明显, 电流矢量角跟踪和等效参数自优化的控制方法显示出更快的响应。此外, 两种方法的稳态值存在细微差异, 也就是说, 最终的动态控制角度不同。



(a) 带等效参数的电流角度跟踪设计方法



(b) 常规电流角度跟踪方法

Figure 7. Results of method comparison
图 7. 方法对比的结果

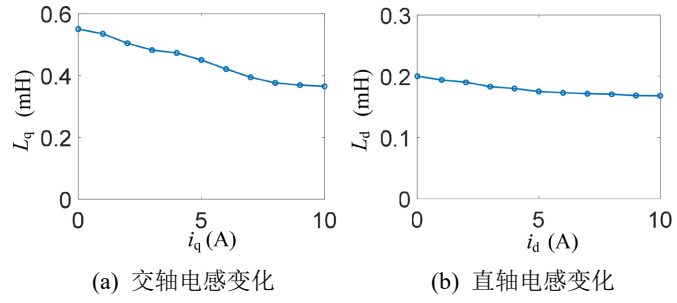


Figure 8. Variation curve of inductance with current
图 8. 电感随电流变化曲线

图 8 中分别给出了交直轴电感与电流的变化曲线，可以看出，交轴电感随着负载变化而受到的影响较大，直轴电感呈现轻微的变化。图 9 中给出了文中所提的等效参数 D 与交轴电流的拟合关系曲线，其中取了四个工作点的数据值，在假设剩磁与直轴电感保持不变的前提下，等效参数与交轴电感的变化呈现反比关系。

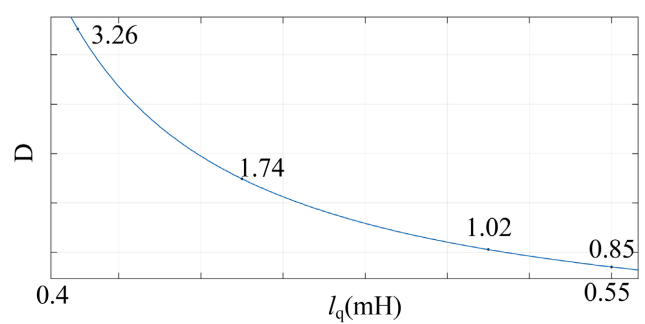


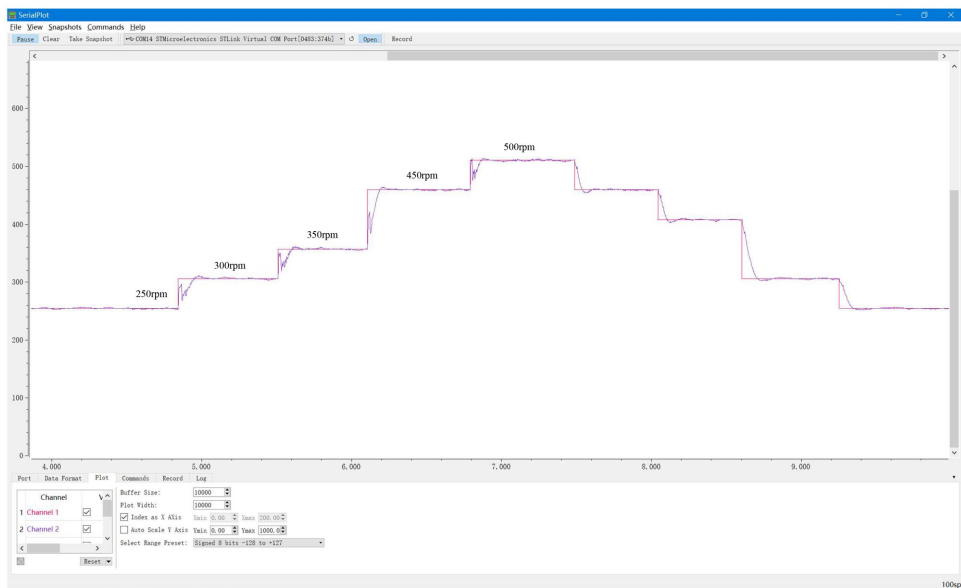
Figure 9. relationship between equivalent parameters and current in practical analysis
图 9. 实际解析中等效参数与电流的关系

5. 实验分析

实际实测中, 截取出常规电流角度跟踪方法与带有等效参数的方法工作下的转速曲线, 通过 TTL 转 USB 串口的方式, 将数据经由 stm32 串口输出到 Serialplot 中, 采样周期为 100 ms, 所获得的两种工作状态下的曲线图如图 10 所示。图 10 中的红色曲线为转速参数给定, 蓝色曲线为实际转速曲线, 图 10(a)中是带有等效参数 D 的控制方式, 可见在给定转速上升的过程中, 每次变化 50 rpm, 实际转速响应迅速, 同理, 给定转速下降的过程中, 同样响应较快, 但在调节的过程中存在较小超调和紧凑的震荡过程, 图 10(b)是常规控制方式下的转速曲线, 同样转速每次变化 50 rpm, 实际转速存在较为明显的跟踪延时, 但动态过程平滑, 二者主要区别在于有无等效参数辨识寻优的过程, 有寻优过程的响应更快。



(a) 等效参数电流角控制方式



(b) 常规电流角控制方式

Figure 10. Comparison of speed curves for the two control modes
图 10. 两种控制方式下的转速曲线对比

6. 结语

文中设计了等效参数模型来支持电流角优化方法。该方案需要大量的计算，双自优化由电流矢量角度跟踪和等效参数跟踪组成。所提出的方法响应迅速，结果准确。然而，等效参数法无法详细识别永磁体的磁通量和电感。

基金项目

该课题受到黑龙江省重点研发计划资助，项目名称：大型电驱智能高速精播技术及装备研发应用(项目编号：2022ZX05B02)。

参考文献

- [1] Li, S., Han, D. and Sarlioglu, B. (2017) Modeling of Interior Permanent Magnet Machine Considering Saturation, Cross Coupling, Spatial Harmonics, and Temperature Effects. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, **3**, 682-693. <https://doi.org/10.1109/tte.2017.2679212>
- [2] Khayamy, M. and Chaoui, H. (2018) Current Sensorless MTPA Operation of Interior PMSM Drives for Vehicular Applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **67**, 6872-6881. <https://doi.org/10.1109/tvt.2018.2823538>
- [3] Han, Z., Liu, J., Yang, W., Pinhal, D.B., Reiland, N. and Gerling, D. (2020) Improved Online Maximum-Torque-Per-Ampere Algorithm for Speed Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **67**, 3398-3408. <https://doi.org/10.1109/tie.2019.2918471>
- [4] Sun, J., Lin, C., Xing, J. and Jiang, X. (2019) Online MTPA Trajectory Tracking of IPMSM Based on a Novel Torque Control Strategy. *Energies*, **12**, Article 3261. <https://doi.org/10.3390/en12173261>
- [5] Liu, Q. and Hameyer, K. (2017) High-Performance Adaptive Torque Control for an IPMSM with Real-Time MTPA Operation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **32**, 571-581. <https://doi.org/10.1109/tec.2016.2633302>
- [6] Lin, F., Chen, S., Liu, Y. and Chen, S. (2018) A Power Perturbation-Based MTPA Control with Disturbance Torque Observer for IPMSM Drive System. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, **40**, 3179-3188. <https://doi.org/10.1177/0142331217746823>
- [7] Guo, Q., Zhang, C., Li, L., Zhang, J. and Wang, M. (2016) Maximum Efficiency per Torque Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines. *Applied Sciences*, **6**, Article 425. <https://doi.org/10.3390/app6120425>
- [8] Sun, T., Koc, M. and Wang, J. (2018) MTPA Control of IPMSM Drives Based on Virtual Signal Injection Considering Machine Parameter Variations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **65**, 6089-6098. <https://doi.org/10.1109/tie.2017.2784409>
- [9] Consoli, A., Scarcella, G., Scelba, G. and Testa, A. (2010) Steady-State and Transient Operation of Ipmsms under Maximum-Torque-Per-Ampere Control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **46**, 121-129. <https://doi.org/10.1109/tia.2009.2036665>