

基于精确反馈线性化控制的永磁同步电机 低速运行特性研究^{*}

杨朝江, 马家庆

(贵州大学 电气工程学院, 贵州 贵阳 550025)

摘 要: 针对永磁同步电机(PMSM)低速运行时的速度跟踪精度差,使用输入-输出精确反馈线性化控制,以探索高精度的 PMSM 低速运行控制特性。为了获取更好的精确控制性能,首先采用微分同胚变换和反馈线性化理论得到 PMSM 的输入-输出精确反馈线性化的解耦模型,然后基于其解耦模型,实现了 PMSM 低速运行时的精确控制。仿真和试验结果表明:该方法能够快速跟踪负载转矩和指令速度,具有过冲小、静态误差小、鲁棒性强、控制精确性高等优点。

关键词: 永磁同步电机; 反馈; 线性化; 低速运行

中图分类号: TM 351:TP 273 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)06-0001-07

Research on Low Speed Operation Characteristics of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Precise Feedback Linearization Control^{*}

YANG Chaojiang, MA Jiaqing

(The Electrical Engineering College, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: In view of the poor speed tracking accuracy of permanent magnet synchronous motor (PMSM) under low speed operation, input-output precise feedback linearization control was used to explore high-precision PMSM low-speed operation characteristics. In order to obtain better precise control performance, the decoupling model of PMSM input-output precision feedback linearization was obtained by differential homeomorphic transformation and feedback linearization theory. Then, based on this decoupling model, precise control of PMSM at low speed was achieved. Simulation and experimental results applied to PMSM showed that the proposed approach could quickly track load torque and command speed, and the system had advantages of small overshoot, small static error, high robustness and high control accuracy.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); feedback; linearization; low-speed operation

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)的性能和效率不仅可以通过优化电机设计和结构来改进,还可以通过实施先进的控制方法来改善。在许多低速控制领域,对 PMSM 的速度范围要求不同。PMSM 全速

度范围控制研究受到广泛关注,文献[1]对 PMSM 控制策略与无位置传感器算法的整合问题进行了系统的研究,实现了 PMSM 驱动系统在全速度范围的无位置传感器运行。

随着现代控制理论和电机控制技术的发展,许多电机控制方法已经应用到 PMSM 控制中,如

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51867006,61861007);贵州省科技厅-贵大联合基金项目(黔科合 LH 字[2017]7229 号)7224,黔科合平台人才[2017]5788)

作者简介: 杨朝江(1994—),男,硕士研究生,研究方向为交流电机控制和电力电子器件能量传递效率。

马家庆(1981—),男,博士,研究方向为交流电机控制和电力电子器件能量传递效率。

滑模控制^[2-3]、预测模型控制^[4]、自适应控制^[5]、概率模糊神经网络控制^[6]、自适应反步控制^[7-8]以及反馈线性化的结构化 MIMO H_∞ 设计^[9]。这些方法既丰富了 PMSM 控制理论也从不同方面提高了 PMSM 的性能。

在工业机器手臂、数控机床、工业机器人、电动汽车等应用领域,对 PMSM 低速控制的要求较高。文献[10]通过将磁场定向控制周期与电压信号注入周期相分离的方法,避免了滤波器的使用,提出一种基于 dq 轴电压信号注入的转子位置观测方法并通过估计差进行补偿,得到的 PMSM 低速控制性能较好。文献[11]分析了滤波器和信号离散化对位置估计精度的影响,提出在低速段可用线段拟合带通滤波器中心频率处的相频特性曲线,推导所需补偿角度与电机转速的关系,使用旋转高频信号注入法,实现了内置式 PMSM 低速段转子位置检测及其误差补偿。文献[12]使用扩展 M/T 法来提高速度检测精度,并在超低速区,为实现精确度高的速度检测而采用新改进的 T 法进行闭环跟踪反馈,获得了较好的低速控制性能。文献[13]提出脉振高频电压信号注入无传感器低速(和零速)的控制方法及位置估计误差补偿策略,使用位置与转速估计系统,并采用选取调制信号的方法,实现了零速下转子任意初始位置检测、起动以及低速稳态运行,最后进行误差补偿,保证了系统的可靠运行。

在 PMSM 低速控制系统中,如果对控制精度的要求不高,通常会忽略系统中的非线性因素。然而,在某些需要高性能的应用中,如某些伺服系统,如果需要高精度控制,必须考虑系统中的非线性因素,以提高控制性能。反馈线性化(FL)控制是一种使用微分几何框架的非线性系统控制方法,在非线性和非线性系统中应用广泛,如具有反馈线性化的仿射非线性系统。微分同胚变换和非线性状态反馈是反馈线性化控制的核心理论。它将代数非线性系统动力学转换为线性动力学,因此线性控制技术可以直接应用于反馈线性化的非线性系统。与传统的近似线性化方法(例如雅可比线性化、泰勒级数展开法)不同,反馈线性化通过精确的状态变换和输入输出反馈来实现。文献[14-17]详细解释了反馈线性化理论,因此本文仅介绍 PMSM 的反馈线性化。

基于微分几何的精确反馈线性化理论的引入为 PMSM 低速精确控制提供了新的解决方案。为了获得低速下的连续转速,文献[18]使用自适应扰动测器,并利用 Popov 超稳定性理论给出了一种简单的自适应律,验证了实时观测负载转矩扰动和低速时的连续速度变化,计算量小。文献[19]对 PMSM 非线性及耦合进行了分析,建立了 PMSM 反馈线性化数学模型并得到了仿真控制效果。文献[20]使用反馈线性化控制和转矩控制建立了两种控制方法的综合模型实现 PMSM 最小化铜耗,并通过应用最优控制理论的哈密顿量和 Pontryagin 的最小原理,以闭合形式推导出最优线性化控制的解析解并实现控制。

本文针对 PMSM,选择非线性控制理论中的输入-输出反馈线性化控制作为控制策略,分析了 PMSM 及其变流器的非线性系统转化为线性系统的问题,探索相关的非线性控制方法,优化系统的相应控制性能,以提高系统的低速运行稳定性。首先分析 PMSM 非线性仿射模型,然后分析其在低速运行时控制特性,最后经过软件仿真得出结论。本文所提的方法实现了 PMSM 全局解耦和整体线性化控制,提高了 PMSM 低速运行时的稳定性和控制精确性。试验结果显示 PMSM 在 500 r/min 到 800 r/min 和 800 r/min 到 500 r/min 进行变速控制时,速度跟踪稳定性和控制精确性更高。

1 PMSM 数学模型

PMSM 状态方程如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s i_d}{L_d} + \frac{\omega_r L_q i_q}{L_d} \\ \frac{R_s i_q}{L_q} + \frac{\omega_r L_d i_d}{L_q} + \frac{\omega_r \psi_f}{L_q} \\ \frac{3p\psi_f i_q + 3p(L_d - L_q) i_d i_q}{2J} - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: i_d, i_q ——定子电流的 d, q 轴分量;

ω_r ——同步机械速度;
 R_s ——定子电阻;
 L_d, L_q ——定子电感的 d, q 轴分量;
 ψ_f ——永磁磁链;
 p ——极对数;
 J ——转动惯量;
 T_L ——负载转矩;
 u_d, u_q ——定子电压的 d, q 轴分量。

本文所研究的 PMSM 系统 $L=L_d=L_q$, 那么式

(1) 以仿射非线性系统的标准形式表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \end{cases} \quad (2)$$

其中: $g_{3 \times 2}, x_1 = i_d, x_2 = i_q, x_3 = \omega_r, g_{11} = \frac{1}{L}, g_{12} = 0,$

$g_{21} = 0, g_{22} = \frac{1}{L}, g_{31} = 0, g_{32} = 0, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, f(x) =$

$$\begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s i_d}{L} + \omega_r i_q \\ \frac{R_s i_q}{L} + \omega_r i_d + \frac{\omega_r \psi_f}{L} \\ \frac{3p\psi_f i_q}{2J} - \frac{T_L}{J} \end{pmatrix}, h_1(x), h_2(x) \text{ 是标}$$

量函数。

2 PMSM 系统控制方法

2.1 PMSM 传统 PI 控制

PMSM 在同步旋转 dq 坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω_e ——电机电磁转速。

从式(3)可以看出, dq 轴电压存在耦合, 要进行解耦, 耦合部分需要一定量的输出进行补偿。通常情况下, 使用前馈补偿对耦合项进行处理, 即在 PI 控制时, 需要 PI 输出进行耦合抵消。令前馈补偿电压为

$$\begin{cases} e_d = -\omega_e L_q i_q \\ e_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3), 则:

$$\begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d + e_d \\ u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + e_q \end{cases} \quad (5)$$

电压前馈解耦的控制结构如图 1 所示。

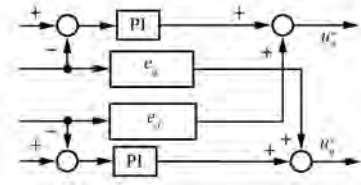


图 1 电压前馈解耦的控制结构图

2.2 PMSM 精确反馈线性化控制

为了实现 PMSM 的精确反馈线性化控制, 用在两相同步旋转 dq 坐标系中的 PMSM 数学模型建立仿射非线性数学模型并使用反馈线性化理论完成线性化, 在反馈线性化的数学模型上设计控制器。通过适当的反馈变换, 将复杂的非线性系统综合问题转化为线性系统的综合问题。非线性系统反馈线性化与传统的利用泰勒级数展开或利用 Jacobian 进行局部近似线性化的方法不同, 这种线性化不仅精确, 而且针对整体和全局。

反馈线性化控制的首要问题是确定系统的相对阶。根据式(2), 选取 i_d 和 ω_r 作为系统输出, 对 i_d 求导, 可得:

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s i_d}{L} + \omega_r i_q + \frac{u_d}{L} \quad (6)$$

式(6)中含有控制量 u_d , 相对阶 $r_1 = 1$ 。

对 ω_r 求导, 可得:

$$\dot{\omega}_r = \frac{3p\psi_f i_q}{2J} - \frac{T_L}{J} \quad (7)$$

式(7)中未含实际控制量, 需要继续对 ω_r 求导, 得:

$$\ddot{\omega}_r = \frac{3p\psi_f \dot{i}_q}{2J} - \frac{\dot{T}_L}{J} = \frac{3p\psi_f}{2JL} (R_s i_q + L\omega_r i_d + \omega_r \psi_f + u_q) - \frac{\dot{T}_L}{J} \quad (8)$$

式(8)中含有控制量 u_q , 相对阶 $r_2 = 2$ 。因此, 系统的总相对阶为

$$r = r_1 + r_2 = 3 \quad (9)$$

引入新的控制变量:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \ddot{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (10)$$

根据式(6)、式(8)、式(10),可得:

$$\begin{cases} u_d = L \left(v_1 + \frac{R_s \dot{i}_d}{L} - \omega_r i_q \right) \\ u_q = \frac{2JL}{3p\psi_f} \left(v_2 + \frac{\dot{T}_L}{J} \right) - R_s i_q - L\omega_r \dot{i}_d - \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (11)$$

完成 PMSM 输入-输出反馈线性化后,根据式(11),假设 $\mathbf{v} = [v_1 \ v_2]^T$ 为新的控制量输入,则可以按照经典线性控制原理对 $\mathbf{v}$ 进行分析,并设计一阶二阶线性控制器。本文采用极点配置的方法对控制器进行设计。

假设给定一个受控系统,确定其状态反馈律为

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{v}$ ——参考值的输入量;

$\mathbf{K}$ ——状态反馈增益矩阵。

式(12)能够满足如下状态反馈的闭环系统成立:

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{BK})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (13)$$

其中:矩阵 $\mathbf{A} = f(\mathbf{x})$, $\mathbf{B} = g(\mathbf{x})$, 极点为 $\{\lambda_1^*, \lambda_2^*, \lambda_3^*, \dots, \lambda_n^*\}$ 。

进而可得:

$$\lambda_i(\mathbf{A} - \mathbf{BK}) = \lambda_i^*, i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (14)$$

因此, $v_1 = \dot{i}_d = -k_1 i_d + \alpha i_d^*$ 。根据一阶系统闭环传递函数的定义求得系数 $\alpha = k_1$, $k_1 = \frac{1}{T_0}$, 则:

$$\begin{cases} v_1 = -k_1 i_d + k_1 i_d^* = k_1 (i_d^* - i_d) \\ v_2 = -k_2 \omega_r - k_3 \dot{\omega}_r + \beta \omega_r^* = k_2 (\omega_r^* - \omega_r) - k_3 \dot{\omega}_r \end{cases} \quad (15)$$

为了得到快速的速度响应,将系统调节时间取较小的值 $t_s = 2 \text{ ms}$, 根据自动控制原理相关知识可得 $t_s = 3.5T_0$, 因此时间常数 $T_0 = \frac{4}{7} \text{ ms}$ 。那么

$$k_1 = \frac{1}{T_0} \times 1000 = 1750, \text{ 则 } v_1 = 1750(i_d^* - i_d)。$$

又由于 $v_2 = \ddot{\omega}_r = -k_2 \omega_r - k_3 \dot{\omega}_r + \beta \omega_r^*$, 同理求得 $\beta = k_2 = \omega_n^2$, $k_3 = 2\xi\omega_n$, 则 $v_2 = -k_2 \omega_r - k_3 \dot{\omega}_r + \beta \omega_r^* = k_2 (\omega_r^* - \omega_r) - k_3 \dot{\omega}_r$ 。取 $\xi = 0.707$ 、

$t'_s = 10t_s = 0.02 \text{ ms}$, 又因为 $t'_s = \frac{3.5}{\xi\omega_n}$, 求得 $\xi\omega_n = 175$, 则 $\omega_n \approx 247.52$, 所以 $k_2 = \omega_n^2 = 61\ 266$, $k_3 = 2\xi\omega_n = 350$, $v_2 = 61\ 266(\omega_r^* - \omega_r) - 350\dot{\omega}_r$ 。

参数如表 1 所示。

表 1 参数列表

参数名称	参数值
t_s/ms	2
T_0/ms	4/7
k_1	1 750
k_2	61 266
k_3	350

将表 1 的参数值代入式(15), 并将式(15)代入式(11), 整理可得:

$$\begin{cases} u_d = L \left[1750(i_d^* - i_d) + \frac{R_s \dot{i}_d}{L} - \omega_r i_q \right] \\ u_q = \frac{2JL}{3p\psi_f} \left[61\ 266(\omega_r^* - \omega_r) - 350\dot{\omega}_r + \frac{\dot{T}_L}{J} \right] \\ \quad - R_s i_q - L\omega_r \dot{i}_d - \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (16)$$

PMSM 反馈线性化控制框图如图 2 所示。

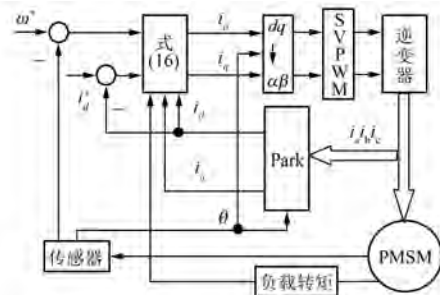


图 2 PMSM 反馈线性化控制框图

3 仿真试验及结果分析

3.1 仿真及结果分析

为了验证上述理论控制的有效性,分别使用基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)的PI控制方法和基于SVPWM的输入-输出反馈线性化控制方法,在MATLAB/Simulink中搭建PMSM控制系统。仿真用PMSM参数:定子电阻为 $2.875 \ \Omega$, 定子电感为 0.0085 H , 转子转动惯量为 $0.008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 极对数为 4。

设置相同转速指令,保证 PI 控制和反馈线性化控制仿真运行条件相同,输入负载转矩都为 $0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。图 3(a)和图 3(b) 所示分别为给定相同转速指令即从 500 r/min 到 800 r/min 时和从 800 r/min 到 500 r/min 时,PI 控制和反馈线性化控制的速度跟踪控制情况。PI 控制和反馈线性化控制的 PMSM 速度变化表明,PMSM 在反馈线性化控制下,速度跟踪更加精确,速度波动更小,速度稳定性及跟踪效果更好。图 3(c)和图 3(d) 所示分别为给定相同转速指令即从 500 r/min 到 800 r/min 时和从 800 r/min 到 500 r/min 时,PI 控制和反馈线性化控制 PMSM 输出电磁转矩。在相同条件下,反馈线性化控制比 PI 控制的电磁转矩波动较小,在变速时,反馈线性化控制电磁转矩调整明显,电机控制性能提高。

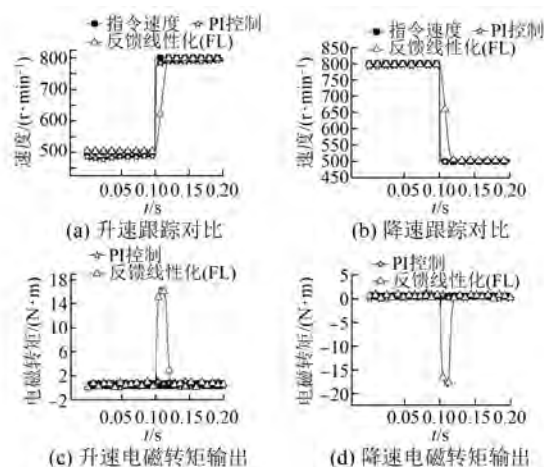
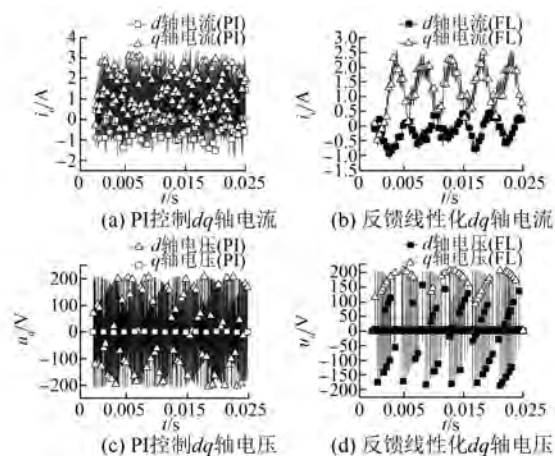


图3 变速时电磁转矩

图 4 所示为仿真时 PI 控制与反馈线性化控制电流和电压的 dq 分量。从图 4 可以看出,在

相同条件下,反馈线性化控制的电流调节值更小,调节次数更少,调节曲线更稳定。图 4(c)、图 4(d) 中,反馈线性化控制相比 PI 控制, dq 轴电压调节值小,调节次数明显减少,说明反馈线性化控制比 PI 控制能量传递效率更好,PMSM 控制性能得以提升。

图4 PMSM 的 dq 轴电流及电压

PI 控制及反馈线性化控制取载波频率为 $3\,000 \text{ Hz}$ 时,分别对稳速和变速情况下 AB 线电压进行 FFT 分析,其中基波全为 50 Hz ,结果如图 5 和图 6 所示。从图 5(a)和图 5(c)可以看出,在稳速 500 r/min 时,PI 控制和反馈线性化控制的谐波畸变率 (THD) 分别为 $1\,710.23\%$ 和 483.38% ,反馈线性化控制的 THD 有明显降低。从图 5(b)和图 5(d)可以看出,在稳速 800 r/min 时,PI 控制和反馈线性化控制的 THD 分别为 $1\,002.52\%$ 和 308.62% ,反馈线性化控制的 THD 有明显降低。分别给定变速指令从 500 r/min 到 800 r/min 时和从 800 r/min 到 500 r/min 时对 AB 线电压进行

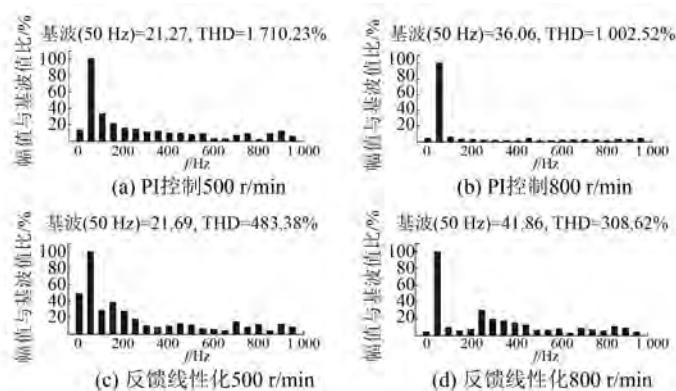


图5 恒定速度 PMSM 的 AB 相线电压 FFT 分析

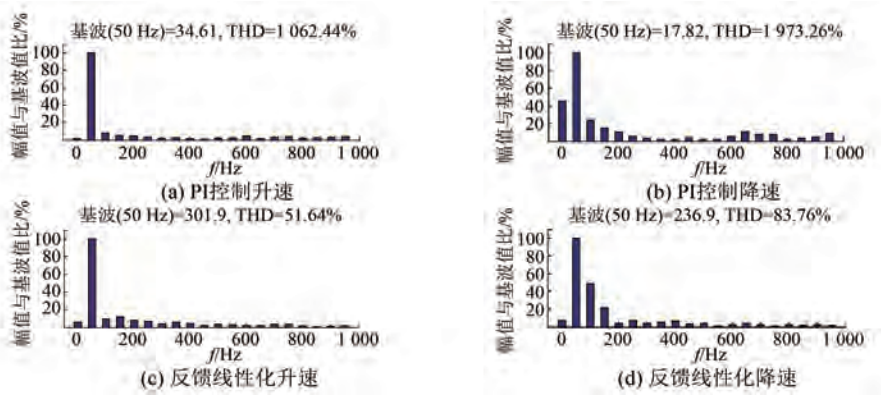


图6 变速PMSM的AB线电压FFT分析

FFT分析,其中基波全为50 Hz。从图6可以看出,PI控制的THD分别为1 062.44%和1 973.26%,而反馈线性化控制的THD分别为51.64%和83.76%,反馈线性化控制的THD有明显降低。

3.2 试验及结果分析

对所提基于输入-输出精确反馈线性化的PMSM控制系统进行试验验证。PMSM试验平台如图7所示。



图7 PMSM试验平台

试验平台PMSM参数如表2所示。

表2 试验平台PMSM参数	
参数名称	参数值
电机型号	ACSM80
额定电压/V	220
额定功率/kW	0.75
额定转矩/(N·m)	2.4
最大转矩/(N·m)	7.2
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
转子惯量/(kg·m ²)	1.2×10 ⁻⁴
额定电流/A	4.2
相电阻/Ω	0.901
相电感/mH	6.552
极对数	4
编码器线数	2 500
偏移角度	0.454

在不加外部转矩仅仅电机及平台自身负载转矩时,所输入直流母线电压为121 V,分别在PI控制和反馈线性化控制下对PMSM进行低速测试。PMSM三相电流和电机转速分别如图8所示。图8(a)和图8(b)为PI控制时,设置指令速度分别为 $\omega_r=500$ r/min和 $\omega_r=800$ r/min;图8(c)和图8(d)为反馈线性化控制时,设置指令速度分别为 $\omega_r=500$ r/min和 $\omega_r=800$ r/min。PI控制时,测试速度为 $\omega_r \approx 0.39 \times 1\,200$ mV ≈ 468 r/min和 $\omega_r \approx 0.39 \times 1\,950$ mV ≈ 760 r/min。当指令速度为500 r/min时,PI控制速度跟踪时, $\frac{\omega_r - \omega_r^*}{\omega_r} = 6.4\%$ 。当指令速度为800 r/min时,PI控制速度跟踪时, $\frac{\omega_r - \omega_r^*}{\omega_r} = 5.0\%$ 。反馈线性化控制时,测试速度为 $\omega_r \approx 0.39 \times 1\,280$ mV ≈ 499 r/min和 $\omega_r \approx 0.39 \times 2\,050$ mV ≈ 799 r/min。当指令速度为500 r/min时,反馈线性化控制速度跟踪时, $\frac{\omega_r - \omega_r^*}{\omega_r} = 0.2\%$ 。

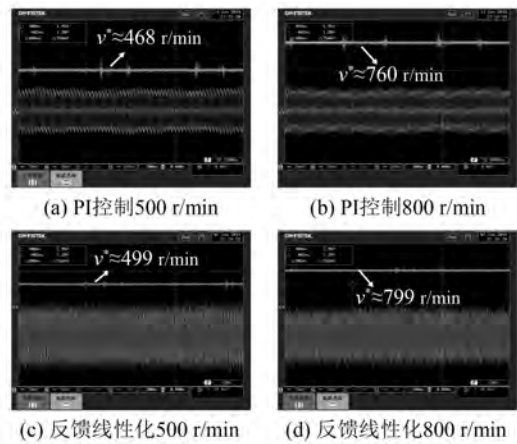


图8 PMSM三相电流及转速测试

当指令速度为 800 r/min 时,反馈线性化控制速度跟踪时, $\frac{\omega_r - \omega_r^*}{\omega_r} = 0.125\%$ 。

当转速指令发生变化时,PI 控制和反馈线性化控制 PMSM 电流及转速如图 9 所示。

图 9(a) 和图 9(b) 分别表示 PI 控制给定指令转速从 500 r/min 到 800 r/min 时和从 800 r/min 到 500 r/min 时的实测电机三相电流和转速测试值。图 9(c) 和图 9(d) 分别表示反馈线性化控制给定指令转速从 500 r/min 到 800 r/min 时和从 800 r/min 到 500 r/min 时的实测电机三相电流和转速测试值。从图 9 可以看出,在低速时,反馈线性化控制器的速度跟踪效果更好,电流更稳定。

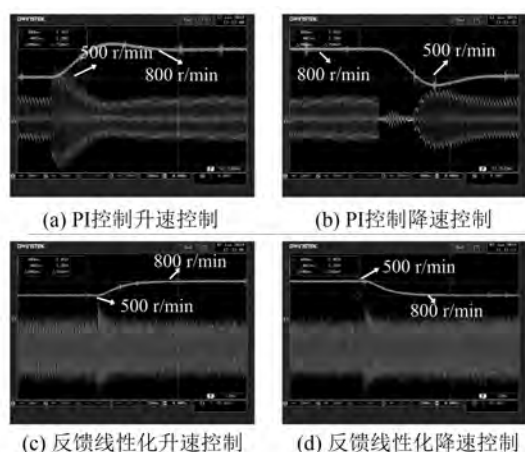


图 9 500 r/min 至 800 r/min 及 800 r/min 至 500 r/min 变速测试

4 结 语

针对传统 PMSM 控制技术及其非线性强耦合的特性,低速运行下 PMSM 控制精度低、稳定性差的缺点,本文改进使用输入-输出精确反馈线性化控制 PMSM 的方法,得到了 PMSM 更精确的速度跟踪和稳速效果。该方法采用微分同胚变换和非线性系统反馈线性化理论,实现了 PMSM 全局解耦和整体线性化控制,有效地提高了 PMSM 在低速运行下的速度稳定性和速度控制精确性,并通过仿真与试验,验证了 PMSM 控制性能有所改善。所改进的精确反馈线性化控制 PMSM 具有良好的动态性及稳定性,可以应用于实际工程。

【参 考 文 献】

- [1] 王子辉.永磁同步电机全速度范围无位置传感器控制策略研究[D].杭州:浙江大学,2012.
- [2] BAIK I C, KIM K H, YOUN M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(1): 47.
- [3] 张文宾, 缪仲翠, 余现飞, 等. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机分数阶微积分滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(7): 8.
- [4] 徐向前, 徐文静, 杨士慧. 基于预测模型的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(1): 29.
- [5] LI S H, LIU Z G. Adaptive speed control for permanent magnet synchronous motor system with variations of load inertia [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050.
- [6] LIN F J, HUNG Y C, HWANG J C, et al. Digital signal processor-based probabilistic fuzzy neural network control of in-wheel motor drive for light electric vehicle [J]. IET Electric Power Applications, 2012, 6(2): 47.
- [7] ZHOU J, WANG Y. Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2002, 149(2): 165.
- [8] 杨启涯, 庄海, 张颖杰. 永磁同步电机积分反步自适应控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(8): 15.
- [9] TANDON B, NARAYAN S, KUMAR J. Structured MIMO H_∞ design for feedback linearized CSTR based on non-smooth optimization [C] // 2015 2nd International Conference on Recent Advances in Engineering & Computational Sciences (RAECS), 2015.
- [10] 陈坤, 王辉, 吴轩, 等. 一种新型的内置式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(20): 6083.
- [11] 言钊, 颜建虎, 费晨. 基于旋转高频信号注入法的内置式永磁同步电机低速段转子位置检测及其误差补偿[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(9): 1.
- [12] 汪兆栋, 文小琴, 游林儒, 等. 基于普通精度增量式编码器的永磁伺服电机低速检测与控制优化方法研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(21): 212.

(下转第 48 页)

地降低了转速估计误差,使系统运行更为稳定。

通过加速、减速和突加负载转矩的方法,观测两种扩展卡尔曼滤波算法对磁链圆的比较可知,EKF 观测的磁链圆发散较大,而模糊自适应 EKF 观测的磁链圆发散较小,较为稳定。

5 结 语

本文提出一种模糊自适应 EKF 算法。仿真表明该算法可以自适应地调节噪声协方差矩阵中各参数的值,以满足系统在不同状态对协方差矩阵中参数的需求。对比 EKF 和模糊自适应 EKF,可得模糊自适应 EKF 更能适应系统的需求,且提高了系统的观测精度和抗干扰能力。

【参考文献】

- [1] 周有为,刘和平,刘述喜.异步电机无速度传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2005,32(9): 51.
- [2] 李英强,杨明,龙江,等.基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无电流传感器预测控制[J].电机与控制应用,2018,45(1): 107.
- [3] 尹忠刚,李国银,张延庆,等. STEKF 协同残差归一化的感应电机转速辨识方法[J].电工技术学报,2017,32(5): 86.
- [4] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J].中国电机工程学报,2007,27(36): 36.
- [5] 尹忠刚,肖曦,孙向东,等.基于粒子群优化的感应电机模糊扩展卡尔曼滤波器转速估计方法[J].电工技术学报,2016,31(6): 55.
- [6] 杜茜.基于双扩展卡尔曼滤波的异步电机参数在线辨识[D].西安:西安理工大学,2013.

- [7] 姜红,郎孝宇,杨明,等.基于自适应全阶观测器的永磁同步电机参数辨识策略[J].微电机,2016,49(11): 37.
- [8] 李玲瑞,许鸣珠,高旭东.基于扩展卡尔曼滤波器的电流预测控制[J].电机与控制应用,2017,44(3): 1.
- [9] LAAMARI Y, CHAFAA K, ATHAMENA B. Particle swarm optimization of an extended Kalman filter for speed and rotor flux estimation of an induction motor drive[J].Electrical Engineering,2015,97(2): 129.
- [10] DOUIRI M R, CHERKAOUI M. Learning fuzzy controller and extended Kalman filter for sensorless induction motor robust against resistance variation [J]. Frontiers of Electrical and Electronic Engineering,2012,7(3): 347.
- [11] 丁辉.基于 DSP 的三相交流异步电机矢量控制系统[D].大连:大连理工大学,2007.
- [12] ZHANG Y, YANG H, XIA B. Model-predictive control of induction motor drives: torque control versus flux control[J].IEEE Transactions on Industry Applications,2016,52(5): 4050.
- [13] ZEB K, UDDIN W, HAIDER A, et al. Robust speed regulation of indirect vector control induction motor using fuzzy logic controllers based on optimization algorithms[J].Electrical Engineering,2018,100(2): 787.
- [14] 徐占国,邵诚.基于模糊技术感应电机最大效率控制策略的研究[J].控制与决策,2009,24(5): 743.
- [15] 张海刚,张磊,王步来,等.一种卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器[J].电机与控制应用,2017,44(7): 20.

收稿日期: 2019-01-17

(上接第 7 页)

- [13] 刘颖,周波,冯瑛,等.永磁同步电机低速无传感器控制及位置估计误差补偿[J].电工技术学报,2012,27(11): 38.
- [14] NIJMEIJER H, SCHAFT A V D. Nonlinear Dynamical Control Systems[M]. Berlin: Springer-Verlag, 1990.
- [15] HEDRICK J K, GIRARD A. Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications [D]. Berkeley: University of California, 2005.
- [16] HENSON M A, SEBORG D E. Critique of exact linearization strategies for process control[J]. Journal of Process Control, 1991, 1(3): 122.
- [17] LEE T S. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power

Electronics, 2003, 18(1): 11.

- [18] 高扬,杨明,于泳,等.基于扰动观测器的 PMSM 交流伺服系统低速控制[J].中国电机工程学报,2005,25(22): 125.
- [19] WU Z, SHEN Y, PAN T, et al. Feedback linearization control of PMSM based on differential geometry theory [C] // 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2010: 2047.
- [20] AGHILI F. Optimal feedback linearization control of interior PM synchronous motors subject to time-varying operation conditions minimizing power loss [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5414.

收稿日期: 2019-01-16