

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209702

基于变截止频率的梯形离散磁链观测控制系统*

陈雄¹ 邹积浩² 任佳¹ 翁如杰¹

(1. 浙江理工大学机械与自动控制学院 杭州 310018; 2. 东元总合科技(杭州)有限公司 杭州 310013)

摘要: 为了解决直接转矩控制系统中永磁同步电机抗干扰能力差的问题,速度环采用自抗扰控制器取代传统 PI 控制器,移除自抗扰控制器中的跟踪微分器以提高系统信号的跟踪速率,并且通过引入负载观测器对速度环进行前馈补偿,减少自抗扰控制器的负担;同时考虑到电流采样时零漂产生的干扰,引入二阶高通滤波器对传统电压模型进行滤波操作,采用梯形离散法对二阶高通滤波器进行离散处理,提高观测器的观测精度,并设置滤波器截止频率跟随电角速度变化,提高系统的动态性能。最后仿真结果表明系统输出转速超调小,输出磁链、转矩精度高,具有良好的抗干扰能力。

关键词: 自抗扰控制器;梯形离散法;带通磁链观测器;直接转矩控制;截止频率

中图分类号: TM341 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8030

Control system of trapezoidal discrete flux linkage observation
based on variable cutoff frequencyChen Xiong¹ Zou Jihao² Ren Jia¹ Weng Rujie¹

(1. School of Mechanical Engineering, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China;

2. TECO Group Science-Technology (HangZhou), Co., Ltd., Hangzhou 310013, China)

Abstract: In order to solve the problem of poor anti-interference ability of the permanent magnet synchronization motor in the direct torque control system, the speed loop adopts the active disturbance rejection controller (ADRC) to replace the traditional PI controller, removes the tracking differentiator in the ADRC to improve the system signal tracking rate, and reduces the burden of the ADRC through introducing the load observation to feed-forward compensation on the speed loop. Meanwhile, considering the interference caused by DC offset in current sampling, the traditional voltage model is filtered by a second-order high-pass filter and the second-order high-pass filter is discretely processed by the trapezoidal discretization method, which improves the observation accuracy of the observer. The filter cutoff frequency is set to follow the change of the electrical angular velocity so that the dynamic performance of the system is improved. Finally, simulation results suggest that the system output speed is super-adjustment, the output magnetic chain, high torque accuracy, and good anti-interference ability.

Keywords: active disturbance rejection controller; trapezoidal discrete method; band-pass flux observer; direct torque control; cutoff frequency

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有响应速度快,输出转矩大^[1]等优良性能,是现代工业生产中关键的能量转化设备,在新能源汽车、智能机器人等领域有着广泛应用。

直接转矩控制(direct torque control, DTC)^[2-3]系统结构简单,且动态性能优越,是常用的交流调速控制方法,传

统 DTC 控制使用滞回控制器,这使得系统中转矩和磁链脉动过大,还会产生开关频率不恒定等问题。为解决上述问题,有学者在 DTC 系统引入空间矢量调制(space vector modulation, SVM)^[4-5], SVM 将一个周期内相邻的零矢量和非零矢量合成一个矢量,即可获得恒定开关频率,并解决了脉动大的问题。定子磁链的准确观测决定 DTC 系统性能的好坏,定子磁链观测通常是通过电压模型和电流模型获取^[6-7],由于电压模型对电机参数依赖小,通常采用电压

收稿日期:2022-04-21

* 基金项目:浙江省公益技术研究项目(LGG20F030007)资助

模型来获取磁链,但在实际应用中,传统电压模型存在众多问题,例如对电压电流信号采样时的零漂会影响传统电压模型的性能,目前比较常见的解决方案有串联滤波器、滑膜观测器等^[8-10]方法来消除误差。

PID(proportion integration differential)是直接转矩控制系统中应用较为广泛的调速方法,它的控制策略是利用目标值与实际值的偏差来消除误差。PMSM 是非线性、多耦合的系统,当系统中存在外部干扰,传统 PID 调节器无法应对系统快速性和超调之间的矛盾,为解决传统 PID 控制器的问题,韩京清教授提出自抗扰控制算法(auto disturbance rejection controller, ADRC)^[11-12]。

为了提高系统克服外界扰动能力,本文将简化的一阶自抗扰控制器与负载观测器^[13]相结合应用到 SVM-DTC 系统中,一阶自抗扰控制器提高了系统的抗干扰能力,引入负载观测器进行前馈补偿可以减小 ADRC 的负担,并减少负载转矩变化带来的影响。为了进一步提高 SVM-DTC 系统的性能,采用二阶高通滤波器^[14]对传统电压模型进行滤波操作,同时考虑到离散化精度的问题,采用梯形离散法^[15]对二阶高通滤波器进行离散处理,并设置滤波器截止频率跟随电角速度变化,提高了系统的动态性能。

1 速度环设计

1.1 ADRC 设计

本文采用简化 ADRC 作为速度环控制器。ADRC 控制器由跟踪微分器(TD)、扩展状态观测器(ESO)和非线性组合(NC)构成。图 1 为 ADRC 控制器原理框图,现对三部分进行理论分析。

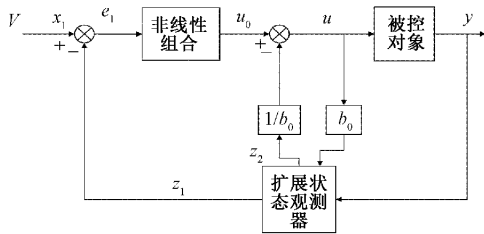


图 1 ADRC 原理框图

微分信号在系统中会产生噪声,TD 环节合理提取原始信号(跟踪给定)解决了噪声问题。但由于 TD 环节与 ESO 环节逼近计算会引起延时跟踪的效果,因此简化 TD 环节,使输入信号 v 直接等于输出跟踪信号 d_2 , 表达式为:

$$x_1 = v \tag{1}$$

扩展状态观测器是 ADRC 设计的核心,它是用来观测状态量,ESO 的表达式:

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + T_s(z_2(k) - \beta_1 fal(e(k), \alpha_1, \delta) + b_0 u(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) - T_s \beta_2 fal(e(k), \alpha_2, \delta) \end{cases} \tag{2}$$

$fal(e_1, \alpha, \delta)$ 函数表达式:

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e) & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & |e| < \delta \end{cases} \tag{3}$$

其中, $y(k)$ 是被控对象的输出值, $z_1(k)$ 是 ESO 对系统输出值的估计, $z_2(k)$ 是估计总扰动, β_1 和 β_2 是要调整的参数, α_1 和 α_2 为非线性因子,它们之间关系式为 $\alpha_1 = 2\alpha_2$, 线性段区间长度 $\delta > 0$, $e(k)$ 为 x_1 与 $z_1(k)$ 之间的偏差值, T_s 为采样步长。

基于运动方程来构建转速环的控制器,其中负载转矩和阻尼环节作为扰动项。

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B_m \omega_m) \Rightarrow \dot{\omega}_m = b_0 u(t) + \omega(t) \tag{4}$$

式中: J 为转动惯量, ω_m 为机械电角速度, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, $b_0 = 1/J$, 输入控制量 $u(t) = T_e$, 总扰动 $\omega(t) = -(T_L - B_m \omega_m)/J$, 阻尼系数 $B_m = 0$, 非线性组合环节(NC):

$$\begin{cases} e_1(k) = x_1(k) - z_1(k) \\ u_0(k) = \beta_3 fal(e_1(k), \alpha_3, \delta_1) \\ u(k) = u_0(k) - \frac{z_2(k)}{b_0} \end{cases} \tag{5}$$

式中: α_3 为非线性因子, β_3 是要调整的参数,线性段区间长度 δ_1 。

1.2 负载前馈补偿

负载转矩在一个采样周期内的变化相对于转子位置变化非常缓慢,因此可以视作负载转矩的变化接近于零 $\frac{dT_L}{dt} = 0$ ^[16], 将式(4)用状态方程来表示:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \tag{6}$$

$$\text{其中, } X = \begin{bmatrix} \omega_m \\ T_L \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ J \end{bmatrix};$$

$$C = [1 \ 0]; u = [T_e \ 0]^T; y = \omega_m。$$

利用式(6)来构建龙伯格负载观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \\ \text{式(7)中状态反馈的观测器增益矩阵 } L = [L_1 \ L_2]^T, \end{cases} \tag{7}$$

状态量的观测矩阵 $\hat{x} = [\hat{\omega}_m \ \hat{T}_L]^T$ 。

观测器的特征方程为:

$$|\lambda I - (A - LC)| = \lambda^2 + (L_1 + \frac{B_m}{J})\lambda - \frac{L_2}{J} \tag{8}$$

L 的值选择合适,才能保证观测值向实际值逼近,假设特征方程的两个极点为 Z_1 和 Z_2 , 本文设定 $Z_1 = -5\ 000$, $Z_2 = -3\ 000$, 则 Z_1 和 Z_2 与 L_1 和 L_2 的关系为:

$$\begin{cases} L_1 = -(Z_1 + Z_2) - \frac{B_m}{J} \\ L_2 = -JZ_1Z_2 \end{cases} \tag{9}$$

结合上述的分析设计了负载转矩观测器,该算法易于实现,负载观测器的原理如图 2 所示。

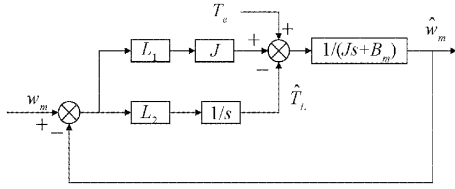


图 2 负载观测器

2 定子磁链观测器设计

2.1 传统电压模型

传统电压模型采用纯积分的方法计算磁链:

$$\boldsymbol{\psi}_s = \frac{1}{s}(\boldsymbol{u}_s - R_s \boldsymbol{i}_s) = \frac{1}{s} \boldsymbol{e}_s \quad (10)$$

式中: \$R_s\$ 为定子电阻, \$\boldsymbol{e}_s\$ 为感应电动势矢量, \$\boldsymbol{\psi}_s\$ 为定子磁链矢量, \$\boldsymbol{u}_s\$ 为定子电压矢量, \$\boldsymbol{i}_s\$ 为定子电流矢量。

以 \$\beta\$ 轴为例,设置输入 \$\beta\$ 轴感应电动势为:

$$e_{s\beta} = A \sin \omega_e t + D \quad (11)$$

则 \$\beta\$ 轴定子磁链为:

$$\psi_{s\beta} = -\frac{A}{\omega_e} \cos \omega_e t + Dt \quad (12)$$

式中: \$\omega_e\$ 为电角速度, \$D\$ 为零漂, \$t\$ 为时间, \$A\$ 为振幅, \$e_{s\beta}\$ 为 \$\beta\$ 轴感应电动势, \$\psi_{s\beta}\$ 为 \$\beta\$ 轴定子磁链。

由式(11)、(12)可知,零漂 \$D\$ 经过传统电压模型后会随时间增加而变大,数值变为 \$Dt\$,所以需要传统电压模型进行优化处理。

2.2 定截止频率后向离散磁链观测器

由于传统电压模型存在定子磁链直流偏置的问题,本文采取二阶高通滤波器对零漂 \$D\$ 进行去除。二阶高通滤波器与纯积分结合形成带通滤波器,则连续域磁链表达式:

$$\boldsymbol{\psi}'_s = \boldsymbol{e}_s \frac{1}{s} \frac{s^2}{s^2 + d_1 s + d_2} = \boldsymbol{e}_s \frac{s}{s^2 + d_1 s + d_2} \quad (13)$$

式中: \$d_1\$ 和 \$d_2\$ 为滤波器截止频率, \$\boldsymbol{\psi}'_s\$ 为经过滤波后的定子磁链矢量。

对式(13)进行后向积分离散可得:

$$\boldsymbol{\psi}'_s(k+1) = \frac{\boldsymbol{\psi}'_s(k)(2 + d_1 T_s) - \boldsymbol{\psi}'_s(k-1) + T_s [e_s(k+1) - e_s(k)]}{1 + d_1 T_s + T_s^2 d_2} \quad (14)$$

带通滤波器对生成的磁链幅值和相位产生了影响,所以要进行补偿操作。

结合式(10)和(13)可得:

$$\frac{\boldsymbol{\psi}'_s}{\boldsymbol{\psi}_s} = \left| \frac{\boldsymbol{\psi}'_s}{\boldsymbol{\psi}_s} \right| \angle \theta_1 - \theta_2 = \left| \frac{\boldsymbol{\psi}'_s}{\boldsymbol{\psi}_s} \right| \angle \theta \quad (15)$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = |\boldsymbol{\psi}_s| \cos \theta_2, \psi_{s\beta} = |\boldsymbol{\psi}_s| \sin \theta_2 \\ \psi'_{s\alpha} = |\boldsymbol{\psi}'_s| \cos \theta_1, \psi'_{s\beta} = |\boldsymbol{\psi}'_s| \sin \theta_1 \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \left| \frac{\boldsymbol{\psi}'_s}{\boldsymbol{\psi}_s} \right| = \sqrt{\frac{1}{(\frac{d_2}{\omega_e^2} - 1)^2 + \frac{d_1^2}{\omega_e^2}}} \\ \angle \theta = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega_e d_1}{d_2 - \omega_e^2} \end{cases} \quad (17)$$

结合式(15)、(16)、(17)可得:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_e^2 - d_2}{\omega_e^2} & \frac{d_1}{\omega_e} \\ -\frac{d_1}{\omega_e} & \frac{\omega_e^2 - d_2}{\omega_e^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi'_{s\alpha} \\ \psi'_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (18)$$

后向离散带通滤波器式(14)和幅相补偿环节式(18)组合形成定截止频率后向离散磁链观测器

2.3 变截止频率梯形离散磁链观测器

由于连续系统转化为离散系统中会出现误差问题,选择一种精度高的离散方法有助于提高定子磁链观测器输出值的精度,本节通过使用梯形法对带通滤波器进行离散化处理,梯形法原理为:

$$\frac{dy}{dx} \Big|_{x=x(k+1)} + \frac{dy}{dx} \Big|_{x=x(k)} \approx \frac{2}{T_s} (y(k+1) - y(k)) \quad (19)$$

式中: \$x(k)\$、\$x(k+1)\$、\$y(k)\$、\$y(k+1)\$ 分别表示 \$k\$ 时刻和 \$k+1\$ 时刻输入和输出。

结合式(13)、(19)可得梯形离散带通滤波器表达式:

$$\boldsymbol{\psi}'_s(k+1) = \frac{2T_s [e_s(k+1) - e_s(k-1)]}{h_1} + \frac{h_2 \boldsymbol{\psi}'_s(k) + h_3 \boldsymbol{\psi}'_s(k-1)}{h_1} \quad (20)$$

$$\begin{cases} h_1 = 4 + 2T_s d_1 + d_2 T_s^2 \\ h_2 = (8 - 2d_2 T_s^2) \\ h_3 = 2T_s d_1 - d_2 T_s^2 - 4 \end{cases} \quad (21)$$

以 \$\beta\$ 轴为例,并将式(11)带入式(20)中可得 \$\beta\$ 轴磁链值为:

$$\psi'_{s\beta}(k+1) = \frac{2T_s [\sin \omega_e(k+1) - \sin \omega_e(k-1)]}{h_1} + \frac{h_2 \psi'_{s\beta}(k) + h_3 \psi'_{s\beta}(k-1)}{h_1} \quad (22)$$

式(22)中可看出梯形离散带通滤波器去除了输入信号中的零漂,理论证明了该算法的有效性。

将式(20)转变为 \$z\$ 函数来表示:

$$\boldsymbol{\psi}'_s = \frac{2T_s(1 - z^{-2})}{h_1 - z^{-1}h_2 - z^{-2}h_3} \boldsymbol{e}_s \quad (23)$$

从式(18)中补偿函数矩阵可看出,当电角速度发生变化时,这会引起补偿函数矩阵内的参数发生突变,这会引起输出磁链的不稳定,为了实现全速范围内滤波器的稳定运行,设置滤波器截止频率跟随电角速度变化,表达式为:

$$\begin{cases} d_1 = k_1 \omega_e \\ d_2 = k_2 \omega_e^2 \end{cases} \quad (24)$$

设置式(24)中参数 $k_1=0.4, k_2=0.03$ 。

结合式(18)、(24)可得：

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-k_2 & k_1 \\ -k_1 & 1-k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi'_{sa} \\ \psi'_{sp} \end{bmatrix} \quad (25)$$

梯形离散带通滤波器式(23)和幅相补偿环节式(25)组合形成变截止频率梯形离散磁链观测器,框图如图 3 所示。

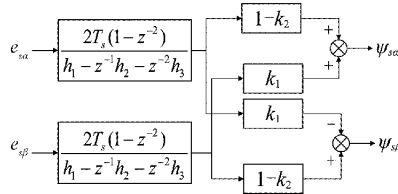


图 3 变截止频率梯形离散磁链观测器

3 假定信号测试

通过给定假定感应电动势信号,来验证变截止频率梯形离散磁链观测器的性能。感应电动势表达式为：

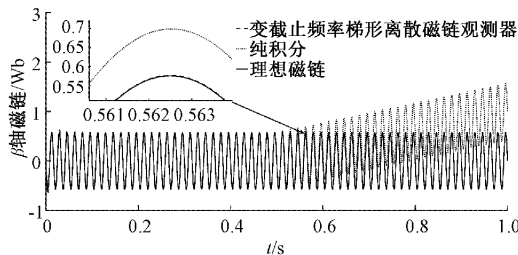
$$\begin{cases} e_{sa} = A \sin \omega_e t + D \\ e_{sp} = -A \cos \omega_e t + D \end{cases} \quad (26)$$

理想情况下定子磁链表达式为：

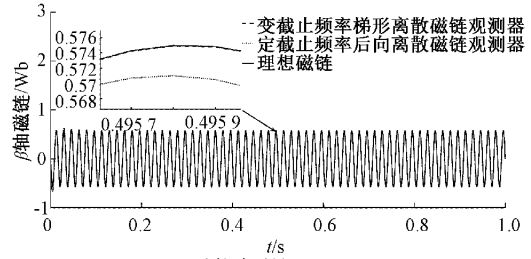
$$\begin{cases} \psi_{sa} = -\frac{A}{\omega_e} \cos \omega_e t \\ \psi_{sp} = -\frac{A}{\omega_e} \sin \omega_e t \end{cases} \quad (27)$$

式中： $A=69\pi v, \omega_e=120\pi \text{ rad/s}, t=0 \text{ s}$ 时 $D=0$, 在 $t=0.5 \text{ s}$ 施加零漂 $D=2$; 采样时间 $T_s=1 \times 10^{-4}$, 设置定截止频率后向磁链观测器截止频率为 $d_1=48, d_2=432$ 。

图 4(a)、(b)为传统纯积分器、两种算法磁链观测器和理想磁链在 β 轴的磁链仿真比较图,由图 4(a)可以看出零漂 D 通过纯积分模块会不断累计,而变截止频率梯形离散磁链观测器生成的磁链并没有受到零漂 D 的影响,并且经过幅相补偿后的磁链与理想磁链几乎重合,仿真结果验证了式(12)、(22)和(25)的结论。图 4(b)展现了两种算法磁链观测器与理想磁链生成的波形对比,图中定截止频率后向离散磁链观测器生成的磁链幅值与理想磁链幅值相差约为 $3.7 \times 10^{-3} \text{ Wb}$, 而变截止频率梯形离散磁链观测器生成的磁链幅值与理想磁链幅值相差约为 $6 \times 10^{-3} \text{ Wb}$, 结合上述分析可看出新改进的磁链观测器可解决零漂问题,同时提高了输出磁链观测值的精度。



(a) 直流量去除能力对比



(b) 两种算法磁链观测器对比

图 4 β 轴磁链

现假设 $t=0.5 \text{ s}$ 后 $A=138\pi v$, 直流量 $D=0$, 电角速度变为 $\omega_e=240\pi \text{ rad/s}$, 截止频率同上。图 5 为速度发生突变时,两种算法磁链观测器输出 β 轴磁链对比,从图中可以看出当速度突变时,由于定截止频率后向离散磁链观测器中截止频率值是固定的,当速度突变时,会引起补偿函数矩阵内的值突变,则会导致生成的磁链值产生跟踪理想信号偏差的问题,而变截止频率梯形离散磁链观测器采用电角速度来调整滤波器截止频率,因此生成的磁链能够快速跟踪理想信号。

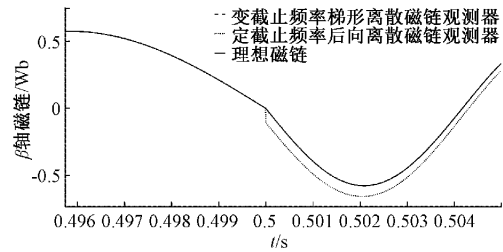


图 5 速度突变时输出磁链波形对比

4 系统仿真

为验证上述理论有效性,运用 MATLAB/Simulink 仿真软件,在 SVM-DTC 系统进行仿真分析研究,截止频率采用第 2,3 章数据,系统给定参考磁链为 $\psi_s^*=0.575 \text{ Wb}$, 速度环采样周期为 $T_{ss}=1 \times 10^{-3} \text{ s}$, 系统内环采样周期为 $T_s=1 \times 10^{-4} \text{ s}$ 。图 6 为整个系统的控制框图,电机参数如表 1 所示。

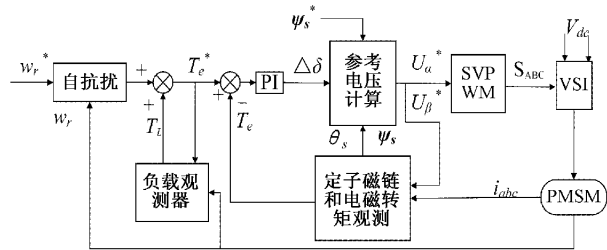


图 6 系统框图

4.1 简化自抗扰与 PI 控制器对比

图 7(a)、(b)分别为空载和带大负载 $T_l=20 \text{ N}\cdot\text{M}$ 情况下的转速曲线,其中设置给定参考转速为 $N_r^*=1200 \text{ r/min}$, 由

表 1 电机参数

参数符号	实际含义	参数值
$N_r / (\text{r/min})$	额定转速	1 500
U_s / V	额定电压	380
i_s / A	额定电流	7
R_s / Ω	定子电阻	0.85
L_d / H	直轴电感	9.7×10^{-3}
L_q / H	交轴电感	1.75×10^{-2}
p	磁极对数	3
$J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	转动惯量	0.000 9
ϕ_f / Wb	永磁体	0.57

图 7(a)、(b)可知采用 PI 控制器的系统在空载状态下从低速启动至参考速度 1 200 r/min 时,转速超调量为 16.7%,速度稳定时间为 0.13 s,当电机带负载 $T_L = 20 \text{ N} \cdot \text{M}$ 启动时,转速稳定时间为 0.12 s;而采用简化自抗扰前馈补偿控制器系统空载情况下转速超调量为 0.42%,稳定时间为 0.05 s,带负载情况下系统稳定时间为 0.05 s。

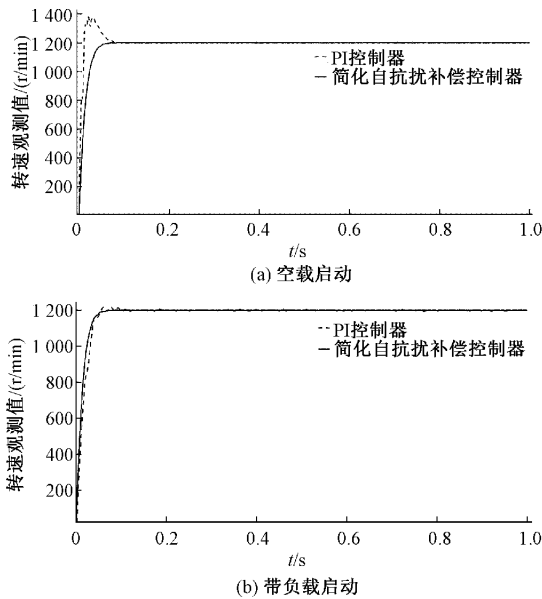


图 7 参考转速为 1 200 r/min 转速曲线

图 8 为参考转速和负载转矩跳变时系统输出的转速波形, $t=0 \text{ s}$ 时参考转速为 1 200 r/min,负载转矩为 $20 \text{ N} \cdot \text{M}$,在 $t=0.3 \text{ s}$ 时,负载转矩跳变为 $23 \text{ N} \cdot \text{M}$,在 $t=0.7 \text{ s}$ 时,参考转速变为 1 400 r/min。从图 8 中可以看出,在 $t=0.3 \text{ s}$ 时,采用 PI 控制器的系统转速跌落至 1 100 r/min,经过 0.1 s 后回到稳态,在 $t=0.7 \text{ s}$ 时,转速超调量为 1.4%,经过 0.1 s 转速稳定在 1 400 r/min;在 $t=0.3 \text{ s}$ 时,采用简化自抗扰补偿控制器的系统转速值跌落至 1 190 r/min,经过 0.02 s 后回到稳态,在 $t=0.7 \text{ s}$ 时,转速超调几乎为 0,经过 0.04 s 转速稳定在 1 400 r/min。

结合上述对图 7 和 8 的分析,简化自抗扰补偿控制器

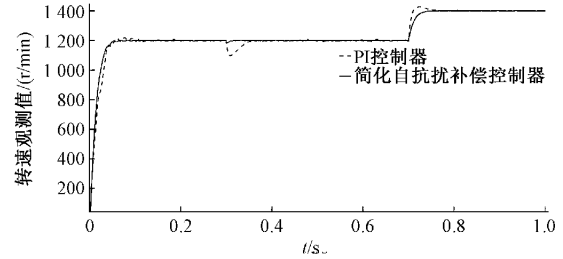


图 8 动态响应转速波形

相对于 PI 控制器能够实现电机转速快速响应,并且拥有更小的转速超调。

4.2 直流量测试

将纯积分器和变截止频率梯形离散磁链观测器分别应用到 SVM-DTC 模型当中,控制器采用简化自抗扰补偿,并在同样参数条件下进行测试比较。启动时负载转矩 $T_L = 20 \text{ N} \cdot \text{M}$,参考转速 $N_r^* = 1 200 \text{ r/min}$,给系统中采样电流施加电流幅值 2% 的零漂量。对两种情况下产生的磁链波形与理想磁链进行对比,理想磁链是由未施加干扰系统中纯积分模块产生。

其中图 9(a)(b)(c)即为生成的 $\alpha\beta$ 轴磁链波形对比图。分析图 9(a)(b)(c)可知,当电流采样出现零漂时,采用纯积

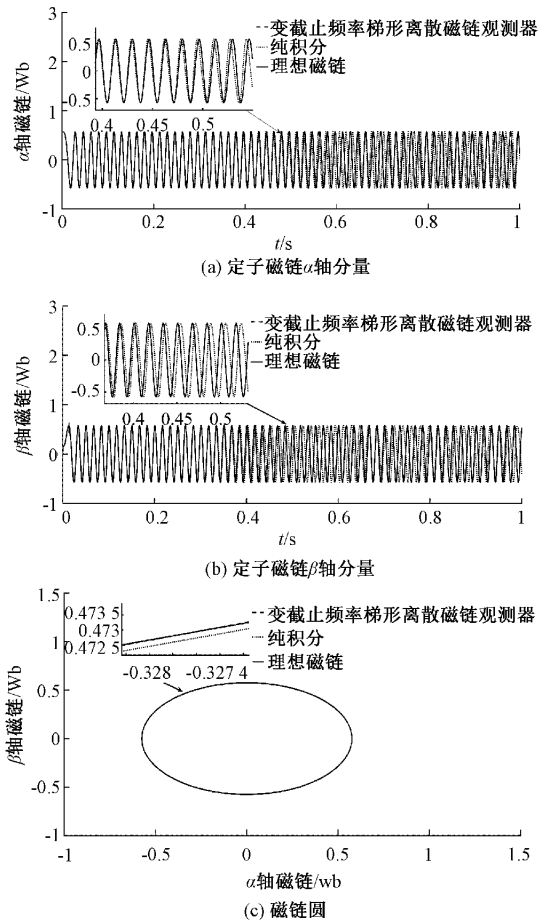


图 9 定子磁链波形比较

分器的系统生成的 $\alpha\beta$ 轴磁链从 0.4 s 开始出现明显偏移, 随着时间增加, 零漂逐渐增大, 导致产生的 $\alpha\beta$ 轴磁链不断远离理想磁链, 验证了式(12)的理论推导; 采用变截止频率梯形离散磁链观测器的系统生成的 $\alpha\beta$ 轴磁链的幅值和相位均没有发生过偏移, 与理想磁链重合度很高, 仿真结果验证了式(22)、(25)的理论推导。

4.3 两种算法磁链观测器性能测试

设置系统给定参考转速为 $N_r^* = 1\ 200\ \text{r/min}$, 启动时带负载转矩 $T_L = 20\ \text{N}\cdot\text{M}$, 在 $t = 0.3\ \text{s}$ 时, 负载转矩跳变为 $T_L = 23\ \text{N}\cdot\text{M}$, 图 10 和图 11 为基于两种算法磁链观测器的 SVM-DTC 系统仿真波形图, 其中图 10 和 11 中内环采样时间分别为 $T_{s1} = 0.000\ 1\ \text{s}$ 和 $T_{s2} = 0.000\ 2\ \text{s}$ 。

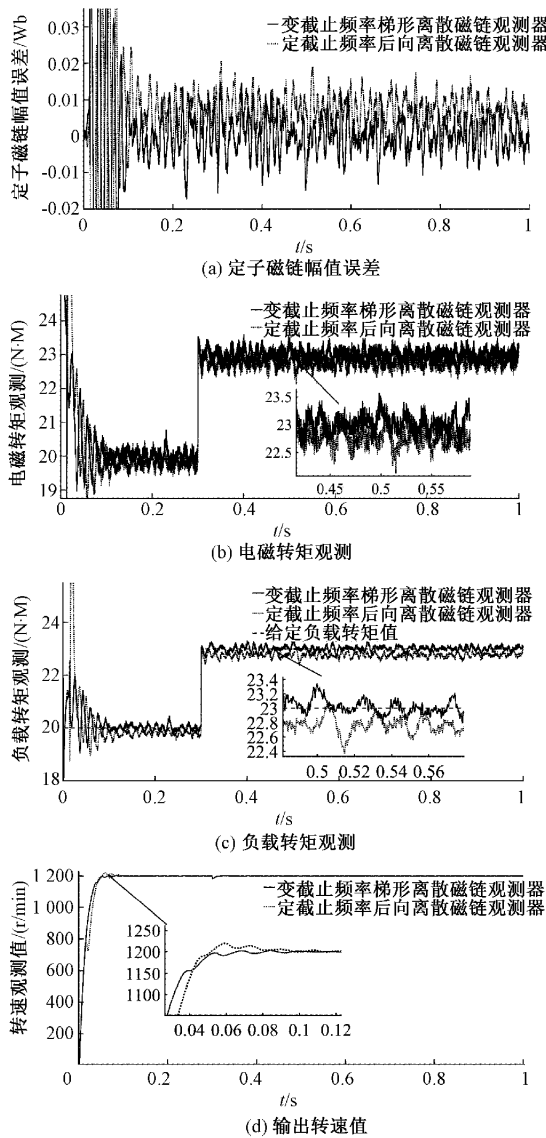


图 10 采样时间为 0.000 1 s 系统仿真结果对比

分析图 10(a)(b)(c)(d) 可知, 当系统内环采样时间为 $1 \times 10^{-4}\ \text{s}$ 时, 采用定截止频率后向离散磁链观测器的系统定子磁链幅值与实际输出值相差 0.01 Wb, 误差波动范围

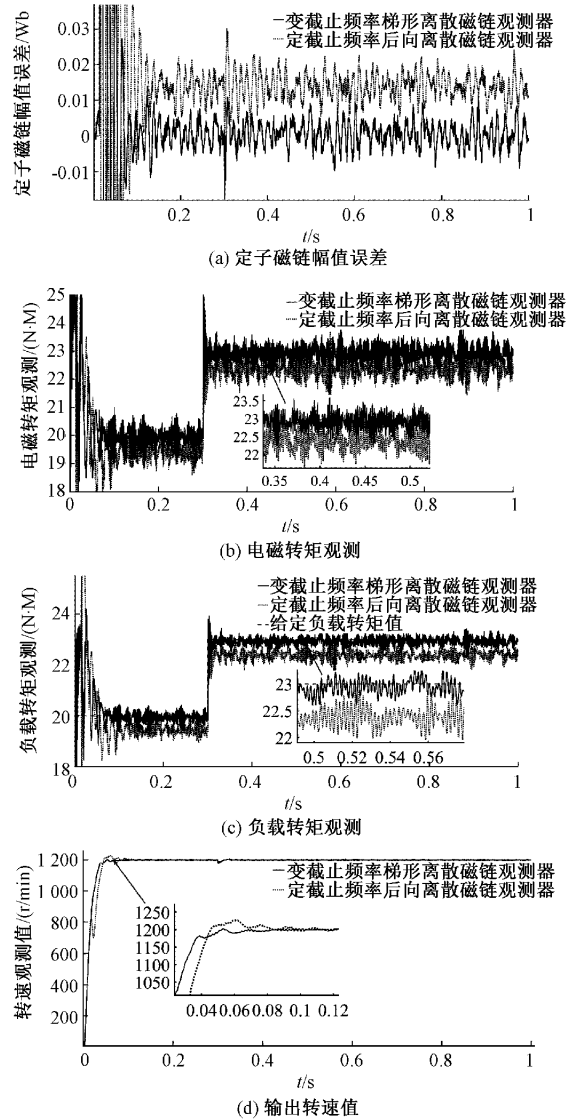


图 11 采样时间为 0.000 2 s 系统仿真结果对比

约为 0.01 Wb, 电磁转矩值和负载转矩在 $19.8\ \text{N}\cdot\text{M}$ 上下波动, 负载突变后电磁转矩值和负载转矩在 $22.8\ \text{N}\cdot\text{M}$ 上下波动, 波动范围约为 $0.3\ \text{N}\cdot\text{M}$, 转速超调为 1.25%, 0.1 s 到达稳态; 采用变截止频率梯形离散磁链观测器的系统定子磁链幅值跟踪理想值效果很好, 误差波动范围约为 0.01 Wb, 电磁转矩值和负载转矩在 $20\ \text{N}\cdot\text{M}$ 上下波动, 负载突变后电磁转矩值和负载转矩在 $23\ \text{N}\cdot\text{M}$ 上下波动, 波动范围约为 $0.3\ \text{N}\cdot\text{M}$, 转速无明显超调, 0.065 s 到达稳态。

分析图 11(a)(b)(c)(d) 可知, 当系统内环采样时间为 $2 \times 10^{-4}\ \text{s}$ 时, 采用定截止频率后向离散磁链观测器的系统定子磁链幅值与实际输出值相差 0.015 Wb, 误差波动范围约为 0.01 Wb, 电磁转矩值和负载转矩在 $19.4\ \text{N}\cdot\text{M}$ 上下波动, 负载突变后电磁转矩值和负载转矩在 $22.4\ \text{N}\cdot\text{M}$ 上下波动, 波动范围约为 $0.6\ \text{N}\cdot\text{M}$ 和 $0.4\ \text{N}\cdot\text{M}$, 转速超调为 2.5%, 0.12 s 到达稳态; 采用变截止频率梯形离散磁链观

测器的系统定子磁链幅值跟踪理想值效果很好,误差波动范围约为 0.01 Wb,电磁转矩值和负载转矩在 20 N·M 上下波动,负载突变后电磁转矩值和负载转矩在 23 N·M 上下波动,波动范围约为 0.4 N·M,转速无明显超调,0.07 s 到达稳态。

综上所述,当系统内环采样时间发生变化,采用定截止频率后向离散滤波器的系统输出的磁链值、转矩值会随着采样时间的增大,而逐渐偏离实际值,而采用变截止频率梯形离散滤波器的系统输出的磁链值、转矩值并没有发生太多偏移,有着更好的性能,输出转速超调更小,且输出值更加准确。

5 结 论

为了提高 SVM-DTC 的性能,本文使用了简化自抗扰控制器去替换传统 PI 环节,满足了永磁同步电机非线性需求,并准确估计系统中存在的干扰,设计负载观测器可有效跟踪负载变化,并进行补偿;同时采用变截止频率梯形离散滤波器进行磁链观测,该模型可以解决系统中电流存在的零漂问题,同时相比较后向积分法,梯形法计算精度更高,最后本文将两种算法在 SVM-DTC 模型中进行仿真测试,仿真结果表明:

简化自抗扰补偿控制器在系统中有良好的速度响应能力,且抗干扰能力强。变截止频率梯形离散滤波器可保证系统磁链的稳定性,同时输出的磁链和转矩值能够准确跟踪真实值。

参考文献

- [1] 许明清,孙佃升. SPMSM 无传感器控制仿真及实验研究[J]. 控制工程, 2020, 27(2): 402-408.
- [2] ACHALHI A, BELBOUNAGUIA N, BEZZA M. A novel modified DTC scheme with speed fuzzy PI controller[C]. 2018 4th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), Morocco, 2018: 1-5.
- [3] 李永钦,王海云,王亮,等. 基于恒定开关频率的内置式永磁同步电机直接转矩控制方法[J]. 电测与仪表, 2019, 56(14): 96-102.
- [4] 徐心愿,王云冲,沈建新. 基于最大转矩电流比的同步磁阻电机 DTC-SVM 控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 246-254.
- [5] 巫春玲,程琰清,刘智轩,等. 一种永磁同步电机系统效率优化控制策略研究[J]. 电子测量技术, 2020, 43(10): 36-41.
- [6] 杜焜,蒋林,韩璐,等. 基于离散化组合磁链模型的感应

电机无速度传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(2): 21-26.

- [7] 于建国,肖海峰,许宇豪. 感应电机滑模磁链观测器的直接转矩控制研究[J]. 控制工程, 2019, 26(4): 735-739.
- [8] 吴建华,吴航. 永磁同步电机磁链修正无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(4): 16-22, 31.
- [9] WANG Y, DENG Z Q. An integration algorithm for stat-or flux estimation of a direct torque controlled electrical excitation flux switching generator[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(2): 411-420.
- [10] 王致诚,孟建军. 基于高阶滑模方法的永磁同步电机控制系统研究[J]. 制造业自动化, 2021, 43(1): 8-11.
- [11] 任丽媛,张旭秀. 基于滑模自抗扰的永磁同步电机电流环控制方法研究[J]. 电子测量技术, 2019, 42(9): 14-18.
- [12] 姚芳,赵晓鹏,吴正斌,等. 一种基于自抗扰控制的电子差速控制策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(3): 177-191.
- [13] 殷海双,朱哲. 基于双 Luenberger 观测器的永磁同步电机预测控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(4): 26-31.
- [14] 李红,罗裕,韩邦成,等. 带通滤波器法电压积分型定子磁链观测器[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(9): 8-16.
- [15] 许中阳,郭希铮,邹方朔,等. 永磁同步电机无速度传感器控制离散化方法研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 52-61.
- [16] ZHI K, DU B C, CUI S M. Speed control of load torque feedforward compensation based on linear active disturbance rejection for five phase PMSM[J]. IEEE Access, 2019, 7: 159787-159796.

作者简介

陈雄(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为永磁同步电机控制技术。

E-mail: 1300312079@qq.com

邹积浩,博士,高级工程师,主要研究方向为工业领域的电机变频调速,基于物联网的设备远程在线监测及诊断。

E-mail: zoujihao@126.com

任佳,博士,副教授,主要研究方向为数据驱动的复杂工业过程故障诊断方法研究。

E-mail: 737578094@qq.com

翁如杰,硕士研究生,主要研究方向为电机控制卷积神经网络。

E-mail: 2947843167@qq.com