

# 基于干扰观测器的单相串励电机调速系统

朱晓琴, 陈 中

(盐城工学院 电气工程学院, 江苏 盐城 224051)

**摘要:**针对单相串励电动机摩擦引起的转矩变化问题,根据串励电机运行原理,建立单相串励电机的数学模型,在传统干扰观测器的基础上,设计出鲁棒性更好的转矩干扰观测器,实现对摩擦系数的变化进行补偿,达到改进双闭环系统稳定运行的效果。仿真结果表明,改进后的转矩干扰观测器系统稳定性更好,实现了串励电机启动快速、转速精确的要求。

**关键词:**单相串励电动机;干扰观测器;双闭环控制;摩擦系数

**中图分类号:**TM344 **文献标识码:**A **文章编号:**1671-5322(2016)02-0025-06

随着家用电器的普及,单相串励电机的使用量也在逐渐增加。单相串励电机因具有较好的恒功率特性,以及调速范围宽、起动转矩大、转速高等优点,在诸如搅拌机、吹风机以及洗衣机领域应用广泛<sup>[1-2]</sup>。其不足是其调速系统易受摩擦系数变化的影响,使其稳定性变差。为此,国内外学者展开了深入的研究,有学者采用一些改进的PID调速方案,使系统运行稳定<sup>[3-4]</sup>;还有学者采用新的控制方法,也达到了满意的结果<sup>[5-6]</sup>。本文以某豆浆机为例,对其串励电机采用了适当的摩擦系数补偿方法,通过实测数据得出串励电机初始摩擦系数参数;在传统干扰观测器基础上,改进转矩干扰观测器的结构,对转矩的变化进行跟踪从而得出摩擦系数的变化范围;同时对非线性摩擦系数的变化进行实时电流环补偿,保证电机平稳而高速运行。该方案由于采用摩擦系数参数补偿方法对串励电机模型进行优化,使其性能更加稳定、设计更加简洁方便,具有重要的工程价值和实际意义。

## 1 单相串励电动机的数学模型

单相串励电动机的模型如图1所示。由于励磁电流 $I_f$ 与电枢电流 $I_a$ 为同一电流,串励电机电压公式可表达为<sup>[7]</sup>:

$$U \cos \varphi = I_a (R_a + R_f) + C_e \Phi_d n + 2 \Delta U \quad (1)$$

式中: $U$ 为端电压有效值,V; $R_f$ 和 $R_a$ 分别为励磁绕组和电枢绕组的电阻, $\Omega$ ; $\varphi$ 为功率因数角, $^\circ$ ; $C_e$ 为常数; $\Phi_d$ 为直轴磁通有效值,Wb; $n$ 为转速,r/min; $\Delta U$ 为电刷接触压降,V。

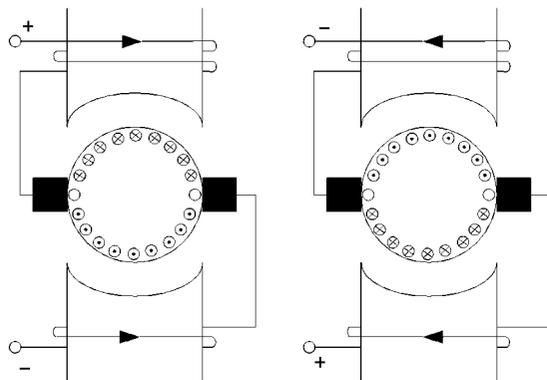


图1 单相串励电动机模型

Fig.1 Model of single phase series motor

直轴磁通 $\Phi_d$ 在相位上滞后电流 $I_f$ 一个 $\varphi_0$ 角,由于该变量影响较小,建模中可以忽略该角度以及电刷接触压降 $2\Delta U$ 。

电机的电磁转矩 $T_e$ 取决于 $\Phi_d$ 与电流有效值 $I$ 的乘积,在铁心不饱的情况下, $\Phi_d$ 与 $I$ 成正比关系,于是得到:

$$T_e = K_f C_T I^2 = C_T \Phi_{dm} I \cos \varphi_0 = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \omega(t) + T_L + T_f \quad (2)$$

式中:  $K_f$  为  $\Phi_d$  与电流有效值  $I$  的比例系数;  $\varphi_0$  为  $\Phi_d$  在相位上滞后  $I_a$  的角度,  $^\circ$ ;  $J$  为转动惯量,  $\text{Nm}/\text{A}$ ;  $\omega(t)$  为角速度,  $\text{rad}/\text{s}$ ;  $B_m$  为摩擦系数;  $T_L$  为负载转矩;  $T_f$  为静摩擦,  $\text{Nm}$ 。

$$C_T = 60C_e / (2\pi) = pZ / (2\pi a) \quad (3)$$

利用拉普拉斯变换后的公式为:

$$\omega(s) = \frac{T_m(s) - T_L(s) - T_f(s)}{Js + B_m} \quad (4)$$

$$T_m(s) = C_T \Phi_d(s) I_a(s) \quad (5)$$

实际情况中可以认为摩擦系数与诸多因素成线性关系, 假设电机处于匀速转动, 此时电机角速度恒定, 惯性影响可忽略。但不同转速引起的摩擦转矩不同, 如果把转矩作为干扰观测器的扰动量, 转矩干扰可以通过在不同转速下, 对于干扰观测器进行测量得到确定值<sup>[8]</sup>。干扰量可以表示为:

$$T_d(s) = T_f + T_0 + T_L B_m \omega(t) \quad (6)$$

式中:  $T_f$  表示静摩擦部分;  $B_m$  表示粘滞摩擦部分, 两部分之和为摩擦系数变化补偿值;  $T_0$  为转矩其他影响值, 包括力矩的相互影响值, 比如耦合的惯性量、离心力产生的影响等, 还包括一些无功部分。

## 2 传统干扰观测器的设计

### 2.1 传统干扰观测器的补偿结构

传统干扰观测器的补偿结构如图 2 所示。图 2 中,  $T_d$  为等效干扰, 如式(6)中的表达;  $T_d^*$  为观测干扰;  $I$  为电流控制输入, 通常在观测后接入低通滤波器  $Q(s)$ , 用来抑制高频噪声;  $\varepsilon$  为测量噪声。虚线框内为干扰观测器。

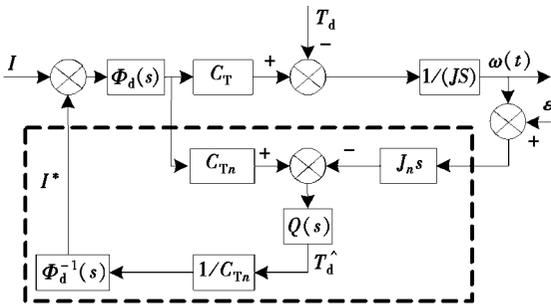


图 2 传统干扰观测器补偿结构

Fig. 2 Traditional disturbance observer compensation structure

$I$  是从速度环出来的电流参考值, 根据式(5)搭建转矩模型, 此处的  $K_f$  可能会随着转子的位置发生变化, 这也是产生转矩脉动的原因之一。电

机摩擦包括静摩擦和粘滞摩擦, 在  $T_d$  中包含了所有可以考虑的转矩成分。

### 2.2 低通滤波器 $Q(s)$ 的设计

$Q(s)$  的设计对于过滤测量噪声有重要作用, 根据 H. S. Lee 提出的公式设计<sup>[9]</sup>:

$$Q(s) = \frac{\sum_{k=0}^M \alpha_k (\tau s)^k}{(\tau s + 1)^N} \quad (7)$$

式中:  $\alpha_k = \frac{N!}{(N-k)! \cdot k!}$  为分子系数;  $N$  是分母的阶数;  $M$  是分子的阶数, 相对阶数可以表示为  $N - M$ 。  $N$  和  $M$  的选择, 必须满足  $Q(s) J_n s$  是正则的, 且阶数不可太高, 否则干扰器稳定性将会变差。

低通滤波器的频带选择, 应该综合考虑抑制外干扰的能力和对测量噪声的敏感度, 这取决于参数的选择<sup>[9]</sup>。对于串励电机模型来说, 传统干扰观测器的传递函数可以写为:

$$\omega(s) = \frac{C_T \Phi_d(s)}{Js(1 + (\partial - 1)Q(s))} I - \frac{1 - Q(s)}{Js(1 + (\partial - 1)Q(s))} T_d \quad (8)$$

式中:  $\alpha = \frac{C_T J_n}{C_{Tn} J_n}$ , 其中  $C_{Tn}$  为名义模型中的常数。

使用名义模型替代实际对象模型时, 式(9)描述不确定性:

$$\frac{1}{Js} = \frac{1}{J_n s} (1 + \Delta(s)) \quad (9)$$

式中:  $\Delta(s)$  为实际对象频率特性对名义模型的扰动。

### 2.3 干扰观测器在闭环系统中性能分析

当传统的干扰观测器应用于双闭环系统中, 其控制系统框图如图 3 所示。

图 3 中, 速度环 PID 传递函数  $G_p(s) = K_{sp} + \frac{K_{si}}{s}$ , 其中:  $K_{sp}$ 、 $K_{si}$  分别为速度环的比例系数和积分

系数; 电流环 PID 传递函数  $G_i(s) = K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s}$ , 其中

$K_{ip}$ 、 $K_{ii}$  分别为电流环的比例系数和积分系数。利用梅森公式求传递函数的方法<sup>[10]</sup>可以得出从干扰转矩输入到转速输出的传递函数  $G_1$  为:

$$G_1 = \frac{\sum_{k1=1}^n P_{k1} \Delta_{k1}}{\Delta_{\omega 1}} \quad (10)$$



的干扰量  $J - J_n$  和  $C_{Tn} - C_T$ 。静摩擦  $T_f$  可以通过常数实验 获得,这种情况下,摩擦引起的转矩变化均有所考虑。

图 4 中改进调速系统整体结构是双闭环结构。根据电机传感器的值计算出实时转速,外环转速环的差值经过转速 PID 调节器后,输出参考电流值  $I^*$ ,干扰观测器观测到的干扰转矩产生的  $I^{comp}$  补偿反馈至电流闭环输入端,经过电流 PID 调节器产生进入串励电机的电流值,改进后的结构,通过估算摩擦产生的转矩干扰量,经电流补偿后,电机运行更加平稳。

### 3.2 改进的干扰观测器性能分析

改进的干扰观测器通过步骤一搭建的干扰观测器估算出外部干扰和闭环中的一些不确定因素,需要通过步骤二搭建的转矩观测器精确地去除闭环中的这些不确定因素,因此步骤二中搭建的观测器能够直接影响整个系统的稳定性和运行状态。改进部分的性能分析。

从图 4 可以得出,改进部分的输出值为:

$$T_d^{load}(s) = Q(s) [G_i(s)C_{Tn}\Phi_d(s)I_a(s) - T_f - B_m\omega(s) - (J - J_n)a(s) - (C_{Tn} - C_T)\Phi_d(s)I_a(s)] \quad (21)$$

可以进一步得出,从干扰  $T_d$  到转速输出  $\omega(t)$  之间的传递函数  $G_3$  为:

$$G_3 = \frac{\sum_{k3=1}^n P_{k3} \Delta_{k3}}{\Delta_{\omega 2}} \quad (22)$$

$$\sum_{k3=1}^n P_{k3} \Delta_{k3} = -\frac{1}{Js} \quad (23)$$

$$\Delta_{\omega 2} = 1 + \frac{C_T G_p(s) G_i(s) \Phi_d(s)}{Js} - \frac{(C_{Tn} - C_T) Q(s) G_i(s)}{C_{Tn}} + G_i(s) \left(1 - \frac{C_T f_n}{C_{Tn}} + \alpha f_n\right) - \frac{\alpha J_n G_i(s) B_m Q(s)}{s} \quad (24)$$

从测量噪声到输出转速的传递函数  $G_4$  为:

$$G_4 = \frac{\sum_{k4=1}^n P_{k4} \Delta_{k4}}{\Delta_{\omega 2}} \quad (25)$$

$$\sum_{k4=1}^n P_{k4} \Delta_{k4} = \frac{G_i(s) \alpha J_n B_m Q(s)}{s} \quad (26)$$

$$\Delta_{\omega 2} = \Delta_{\omega 2} \quad (27)$$

在低频情况下,理想情况  $Q(s) = 1$ ,此时传递

函数为:

$$G_3 = \frac{-1}{Js + \beta + C_T G_p(s) G_i(s) \Phi_d(s) - \alpha J_n G_i(s) B_m} \quad (28)$$

$$G_4 = \frac{G_i(s) \alpha J_n B_m}{[Js + \beta + C_T G_p(s) G_i(s) \Phi_d(s) - \alpha J_n G_i(s) B_m] s} \quad (29)$$

式中:  $\beta = \frac{C_T}{C_{Tn}} [G_i(s) Js(1 - f_n)] + \alpha G_i(s) Js f_n$

高频情况下,理想情况  $Q(s) = 0$ ,此时传递函数为:

$$G_3 = \frac{-1}{Js + \gamma + C_T G_p(s) G_i(s) \Phi_d(s)} \quad (30)$$

$$G_4 = 0 \quad (31)$$

式中:  $\gamma = Js G_i(s) \left(1 - \frac{C_T f_n}{C_{Tn}} + \alpha f_n\right)$ 。

对比  $G_1, G_2, G_3, G_4$  的各种情况可以看出,改进后的干扰观测器充分考虑了参数  $B_m$  对传递函数的影响,对于  $Q(s)$  频带内的低频干扰具有更好的抑制能力,对于敏感对象的参数变化进行了补偿,可以保证更好的鲁棒性。从式(30)和式(31)可以得出在高频情况下可以更好地对高频噪声实现滤除,但是对于采样外部扰动以及对象参数的摄动效果不明显,所以采用改进后的干扰观测器在补偿摩擦因素变化带来的影响的同时,可以有效地观测低频干扰和滤除高频干扰。

## 4 仿真结果

表 1 为电机的额定数据,仿真的系统参数列于表 2。

不同阶数的低通滤波器仿真效果是不同的。图 5 为 5 种低通滤波器伯德图。根据伯德图幅值裕度的要求,对于串励电机被控对象来说,选取分

表 1 电机的额定数据

Table 1 Rated data of motor

序号	参数	数值
1	额定功率 $P_N/W$	79
2	额定转速 $n_N/(r \cdot \min^{-1})$	11 000
3	额定电压 $U_N/V$	220
4	极数	2
5	频率 $f/Hz$	50
6	额定电流 $I_N/A$	0.7

表 2 系统仿真参数

Table 2 simulation parameters of system

序号	参数	数值
1	速度环 $K_{sp}$	18.3
2	电流环 $K_{ip}$	0.15
3	惯性系数 $J$	0.000 06
4	转矩常数 $C_T$	0.000 9
5	摩擦系数 $B_m$	0.000 013
6	负载转矩 $T_L$	0.07
7	速度环 $K_{si}$	12
8	电流环 $K_{ji}$	0.01
9	名义惯性系数 $J_n$	0.000 063
10	名义转矩常数 $C_{Tn}$	0.000 93
11	静态摩擦 $T_f$	0.004
12	功率因数	0.95

母阶数  $N=1$ 、分子阶数  $M=0$  的低通滤波器  $Q5$ , 此时  $k=0, \alpha_0=1$ ; 选择  $\tau=0.001$ , 此时低通滤波器的截至频率为  $f_n=1\ 000\ \text{Hz}$ 。低通滤波器如式 (32) 所示:

$$Q(s) = \frac{\alpha_0}{\tau s + 1} = \frac{1}{0.001s + 1} = \frac{1\ 000}{s + 1\ 000} \quad (32)$$

$$\Delta(s) = e^{-\tau s - 1} = e^{-0.001s - 1} \quad (33)$$

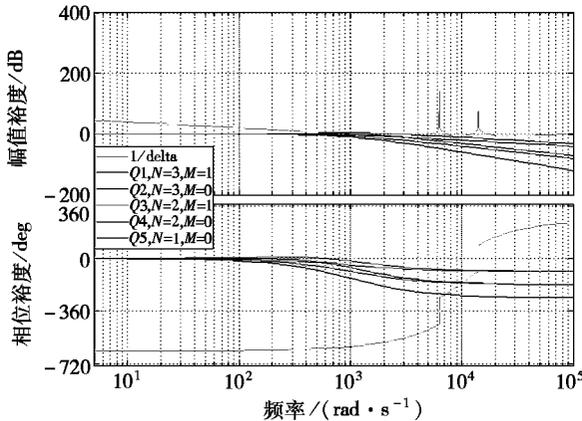


图 5 阶数不同的低通滤波器伯德图

Fig. 5 Bode diagram of different low-pass filter

电机调速系统的转速波形如图 6 所示。由图 6 可知,电机启动后 1.5 s 转速升至 11 000 r/min 进入稳定状态,启动时间约为 2 s,无超调,10 s 后通过选择开关减速到 6 000 r/min。

传统干扰观测器和改进后的干扰观测器电磁转矩波形如图 7、图 8 所示。

由图 7、图 8 可知,串励电机产生的转矩波形为正弦半波。由于调速过程为通过调节晶闸管起

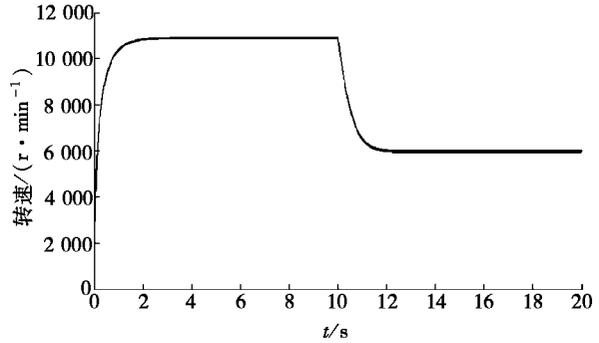


图 6 串励电机转速波形

Fig. 6 Speed waveform of series motor

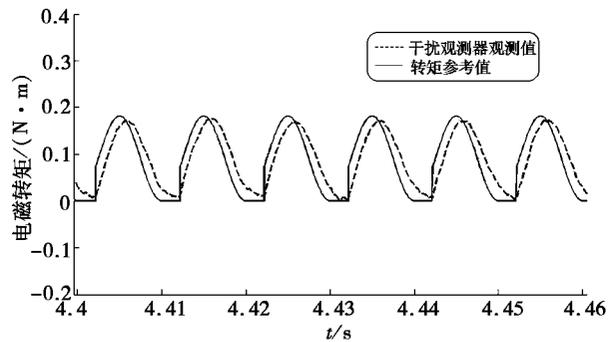


图 7 串励电机电磁转矩波形(传统干扰观测器)

Fig. 7 Electromagnetic torque waveform of series motor (traditional disturbance observer)

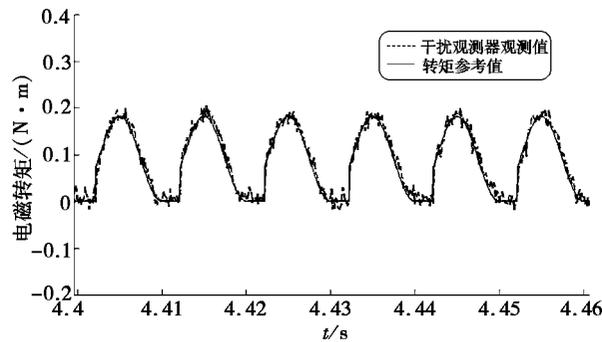


图 8 串励电机电磁转矩波形(改进后的干扰观测器)

Fig. 8 Electromagnetic torque waveform of series excited motor (improved disturbance observer)

始导通时间来控制串励电机的供电电压,所以输出的电磁转矩会出现斩波情况。选取 4.4 ~ 4.46 s 转矩波形进行分析,对比两种干扰观测器的仿真结果可以看出,传统干扰观测器由于搭建模型中摩擦系数的变化,无法获得准确的转矩波形,导致观测的转矩波形存在比较大的误差;在改进的转矩干扰观测器模型中,对摩擦系数进行了补偿,

可以较为准确地观测到转矩波形,观测器性能得到明显提升。因此,改进的干扰观测器可以更好地满足食物搅拌机用串励电机实现快速启动、精确转速的要求,提高了工程人员建立调速系统的效率。

## 5 结论

改进的干扰观测器运用于实际工程,不仅可

以使工程人员摆脱摩擦因素对控制系统的影响,而且使得整个系统运行得更加稳定,减小了电机内部参数对正定 PID 参数的影响。与传统干扰观测器相比,改进后的干扰观测器使用可变参数的补偿策略,将观测到的摩擦因素引起的转矩变化转化为电流值,补偿进入电流环,有效提高了系统的稳定性。电机仿真结果验证了该干扰观测器的有效性,为工程应用的推广奠定了坚实的基础。

## 参考文献:

- [1] 金娟. 用于滚筒洗衣机的串励电机调速控制技术研究[D]. 南京:南京理工大学,2012.
- [2] 刘玉明. 家用搅拌机控制系统的设计与研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2008.
- [3] 彭仁华. 基于模糊 PID 的串励电机速度控制及参数可视化调试[D]. 南京:南京理工大学,2012.
- [4] 章细福. 基于串励电机的跑步机控制器设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2009.
- [5] POLAT A, ERGENE L T, FIRAT A. Dynamic modeling of the universal motor used in washer[C]//International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion Joint Conference, Istanbul: IEEE, 2011: 444-448.
- [6] DENG J G, LUO L F, LUO D R. Simulation for SVPWM inverter-Smith single - phase motor speed control[C]//The International Conference on Electronics, Communications and Control(ICECC), 2011: 474-478.
- [7] 程明. 微特电机及系统[M]. 北京:中国电力出版社,2008:171-177.
- [8] 李云峰,徐殿国,史敬灼. 基于空载启动过程的串励电机参数辨识[J]. 中国电机工程学报,2006,26(8):147-152.
- [9] 刘金琨. 先进 PID 控制 MATLAB 仿真[M]. 北京:电子工业出版社,2011:326-347.
- [10] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 5 版. 北京:科学出版社,2007:54-61.

# Speed Regulation System of the Single-phase Series Motor Based on a Disturbance Observer

ZHU Xiaoqin, CHEN Zhong

(School of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng Jiangsu 224051, China)

**Abstract:** According to the torque variation caused by single phase series motor, the mathematical model of single phase series motor is set up according to the principle of series motor. Based on the traditional disturbance observer, a better robustness torque disturbance observer is designed to compensate the change of friction coefficient, which can improve the stability of the double closed loop system. The simulation results show that the improved torque disturbance observer has better stability, and the requirement of fast start and accurate speed of series motor is realized.

**Keywords:** Single - phase series motor; disturbance observer; double closed - loop control; friction factor

(责任编辑:李华云)