

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106372

一种割草机无刷直流电机调速系统设计

葛海康 潘海鹏

(浙江理工大学机械与自动控制学院 杭州 310018)

摘要:针对割草机电机控制过程中存在的转矩脉动大,动态性能差等问题,设计了一种割草机无刷直流电机的矢量调速系统。使用滑模控制器代替PI控制,用于电机的速度调节,并分别设计了基于脉振方波高频注入和滑模观测器算法的位置估计系统,提出了一种通过分析电机在机械角度旋转一周内两者的误差,来切换位置估计方法的策略,实现了电机在全转速下的位置估计。在MATLAB中对算法进行仿真,并利用STM32F302芯片搭建硬件实验平台。结果表明,两种转子位置估计方法能够平稳切换,提高了转子位置估计的准确度,滑模控制器的使用降低了转速调节时间,提高了系统鲁棒性。

关键词:转子位置估计;割草机电机;滑模控制

中图分类号: TM341 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 520.6099

Design of a brushless DC motor speed control system for lawn mower

Ge Haikang Pan Haipeng

(School of Mechanical Engineering and Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: For the mower motor torque ripple control process exists, and poor dynamic performance, the design of the vector system speed brushless DC motor mower. Instead of using the PI control sliding mode controller for adjusting the speed of the motor, and a position estimation system were designed based on the high frequency square wave oscillator pulse injection SMO proposed a revolution in the motor mechanical angle analysis within the two errors, the strategy of switching the position estimation method realizes the position estimation of the motor at full speed. Simulation in MATLAB, and take advantage of STM32F302 chip built hardware test platform. The results show that the two rotor position estimation methods can be switched smoothly, which improves the accuracy of the rotor position estimation. The use of the sliding mode controller reduces the speed adjustment time and improves the robustness of the system.

Keywords: rotor position estimation;lawn mower motor;sliding mode control

0 引言

伴随着草坪业的产业化发展,可以大程度节省人力资源的割草机获得广泛的应用。无刷直流电机具有体积小、成本低、功率因数高等优点,被广泛应用于割草机的刀具控制中^[1]。其在磁路结构和绕组分布决定了其反电动势为梯形波,通常通过方波进行控制,此种方式会产生较大的转矩脉动。在割草机工作中,转矩脉动会导致控制过程不稳定,电机效率低的问题,但由于其波形近似于正弦波,因此可以通过矢量控制的方法,降低转矩脉动^[2]。

在矢量控制系统中,一般使用PI(比例积分)控制器调节电机的转速。其优点在于算法实现简单,参数整定便利等。而割草机工作环境一般在户外,受外界环境影响大。在实际工作中,外界扰动会使系统难以达到良好的控制性

能。滑模控制具有抗扰动能力强,响应速度快等优点,应用于割草机的调速系统更具优势^[3-4]。为节省成本,割草机多使用无位置传感器的无刷直流电机,因此需要通过无位置传感器技术估计转子位置,常用方法有反电动势法、电感法、滑模观测器法、高频注入法等^[5-6]。在电机低速状态下,反电动势获取难度高、可靠性低,导致依赖反电动势的估计转子位置的方法失效。而电感法只适用于电机的低速范围,当速度较高时会使得转子信息的可靠性变差,在具体实现中,作为换向信息的阈值选取困难^[7]。高频注入法能够实现电机在零、低速下的转子位置和转速的获取,但随着转速提高,转子位置估计的准确度和带载能力会有所下降^[8-10]。本文设计了滑模速度控制器代替传统的PI控制器,并提出了一种脉振方波高频注入和滑模观测器在一定条件下进行

收稿日期:2021-04-13

切换的转子位置估计策略,实现转子的全转速下的位置估计和转速调节。

1 滑模速度控制

滑模控制是一种变结构系统控制策略,系统拥有一种滑动的模式;在一定条件下,系统沿着规定的状态轨迹做小幅度、高频率的上下运动。忽略电机的铁心饱、齿槽效应以及铁耗电阻,不计涡流和磁滞损耗,建立无刷直流电机的方程:

$$\begin{aligned} u_a &= R_s i_a + \frac{d}{dt} \psi_a \\ u_b &= R_s i_b + \frac{d}{dt} \psi_b \\ u_c &= R_s i_c + \frac{d}{dt} \psi_c \end{aligned} \quad (1)$$

式中: u (V)为电机三相绕组的相电压, R_s (Ω)为每相电阻, i (A)为相电流, ψ (Wb)为全磁链。根据机电能量的转换原理,电磁转矩 T_e 等于磁场储能对机械角 θ_m 位移的偏导,表示为:

$$T_e = \frac{1}{2} P_n \frac{\partial}{\partial \theta_m} (\sum \psi_j i_j), j = abc \quad (2)$$

式中: P_n 为三相无刷直流电机的磁极对数。运动方程可表示为:

$$T_e - T_L - B\omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3)$$

式中: T_L 为负载转矩, B 为阻尼系数, ω_m 为电机的机械角速度, J 为转动惯量。无刷直流电机数学模型的各变量之间存在较强的耦合性,引入坐标变换的方法,可实现定子磁链的解耦运算。以幅值不变作为 Clark 变换的限制条件,可得到在静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的电机方程:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= R_s i_\alpha + L_s \frac{d}{dt} i_\alpha + E_\alpha \\ u_\beta &= R_s i_\beta + L_s \frac{d}{dt} i_\beta + E_\beta \end{aligned} \quad (4)$$

将其旋转可得到同步旋转坐标系 dq 下的电压方程:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{aligned} \quad (5)$$

电机的转矩方程在 dq 轴系可表示为:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q - T_L \quad (6)$$

对割草机用无刷直流电机而言,采用 $i_d = 0$ 的控制方式便可达到控制效果。因此只需要控制 q 轴的电流:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (u_q - R_s i_q - P_n \omega_m \psi_f) \quad (7)$$

使用滑模控制器代替传统的 PI 控制器作为无刷直流电机速度控制器,需要设置滑模平面。定义一个参数变量 c ,同时定义滑模平面函数为:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (8)$$

定义状态变量, x_1 为机械角速度误差, x_2 为其导数:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{J} (T_L - \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q) \\ \dot{x}_2 &= -\frac{3}{2J} P_n \psi_f \dot{i}_q \end{aligned} \quad (9)$$

按照滑模控制原理,需要 s 与其导数的乘积小于 0,才能实现系统的动态变量,在有限的时间内达到滑模平面。趋紧过程通常需要趋近率函数完成。此时采用指数趋近率函数,化简后可得到 q 轴的电流响应:

$$i_{qref} = \frac{2J}{3P_n \psi_f} \int_0^t [cx_2 + \xi \text{sgn}(s) + qs] d\tau \quad (10)$$

式中: $\xi > 0, q > 0, i_{qref}$ 为 q 轴的参考电流。式(10)包含积分项,可消除稳态误差,并削弱抖振现象,有利于提高控制器的动态特性。

2 转子的位置估计

2.1 脉振方波高频注入

使用脉振方波高频注入法估计转子的位置时,需要在估计的转子同步旋转坐标系中的直轴注入高频方波信号,由于高频感抗远大于纯电阻,纯电阻项可忽略不计。而在低速时,高频模型中的交直轴耦合项和反电动势部分占比很小。在同步旋转坐标系 dq 轴系下电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_d & 0 \\ 0 & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: p 为微分算子。

脉振方波高频电压注入的方法,要求在转子估计同步旋转坐标系 $d_h q_h$ 轴系中的 d_h 轴,注入高频的方波电压信号。转子同步旋转坐标系为 dq 轴系,两相静止坐标系为 $\alpha\beta$ 轴系, d 轴和 A 相绕组轴线的夹角为 θ , d_h 轴和 A 相绕组轴线的夹角为 θ_h , α 轴和 A 相绕组轴线重合, d_h 和 d 轴夹角为 $\Delta\theta$,从 $d_h q_h$ 轴系到 dq 轴系可通过旋转 $\Delta\theta$ 得到。各坐标系关系如图 1 所示。

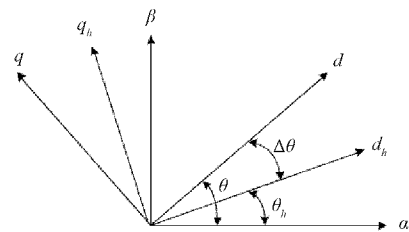


图 1 各坐标系之间的关系

目前提取高频响应电流的方式可分别在 dq 轴系和 $\alpha\beta$ 轴系实现,可通过检测在 $\alpha\beta$ 轴系下的高频电流响应,来对转子的位置进行估计。使用高频方波电压注入时,方波电压的信号可表示为:

$$\begin{cases} u_{d_h} = (-1)^{kT} u_m \\ u_{q_h} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: $k=0,1,2,3\cdots$; T 为注入方波信号的周期; u_m 为方波电压的幅值。

将式(11)转换为电流形式,并经过旋转可得到 $\alpha\beta$ 轴系下的高频电流响应,如式(13)所示。

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix}$$

将式(12)代入式(13)中,并用平均电感 $L = (L_d + L_q)/2$ 和半差电感 $\Delta L = (L_q - L_d)/2$ 表示 L_d, L_q , 进行化简可以得到 $\alpha\beta$ 轴系下的高频响应为:

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{u_{dh}}{p(L^2 - \Delta L^2)} \left\{ L \begin{bmatrix} \cos(\theta_h + 2\Delta\theta) \\ \sin(\theta_h + 2\Delta\theta) \end{bmatrix} + \Delta L \begin{bmatrix} \cos\theta_h \\ \sin\theta_h \end{bmatrix} \right\} \quad (14)$$

在表贴式无刷直流电机中近似认为 $L_d \approx L_q \approx L_s$ 。假定在一个采样周期内电流呈线性变化,式(14)变换为:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ah} \\ \Delta i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{\Delta t u_{dh}}{L_s} \begin{bmatrix} \cos(\theta_h + 2\Delta\theta) \\ \sin(\theta_h + 2\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

由式(15)可知在 $\alpha\beta$ 轴系下的高频电流响应包含转子的位置信息,可以对 i_a 轴和 i_b 轴的高频电流响应进行信号处理作为转子位置估计的输入信号,以此获得转子的位置和转速。

在电机静止时,采样得到的 i_a 和 i_b 只包含高频分量,可以直接输入到锁相环路中,得到转子的位置和转速信息。锁相环路如图2所示。而在电机逐渐加速过程中,此时采样的 i_a 和 i_b 不仅包含高频电流分量还包括基波电流分量。其中高频电流分量包含割草机电机转子的位置信息,因此需要解调出高频电流分量,将此信息作为锁相环的输入,最终估算出转子的实际位置。通常使用低通滤波器提取基波分量,通过带通滤波器提取高频分量,但滤波器的使用会导致相移的产生,使位置和转速的估计出现误差,致使割草机电机在启动过程中出现抖振的情况,甚至启动失败^[11]。为解决此问题,可利用基波响应电流和高频响应电流的关系,进行解耦运算。当高频电压的信号的注入信号为开关频率的一半时,两者具有如图3所示的关系, T_s 为开关频率的载波信号周期, T_{in} 为高频的注入信号周期,将 T_{in} 延迟 T_s 半个载波周期。

以 i_a 为例,在 $t-1$ 时刻采样得到的 i_a 包含的基波电流分量和高频电流分量,其关系如式(16)所示。在 t 时刻三者具有如式(17)所示的关系。

$$i_{a(t-1)} = i_{af(t-1)} - i_{ah} \quad (16)$$

$$i_{at} = i_{aft} + i_{ah} \quad (17)$$

式中: i_{af} 为基波电流分量; i_{ah} 为高频电流分量; $i_{a(t-1)}$ 和 i_{at} 分别为 $t-1$ 时刻和 t 时刻采样得到的 α 轴的电流值。在允

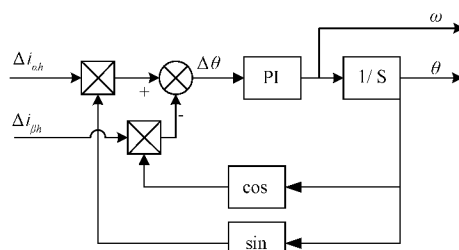


图2 锁相环控制过程

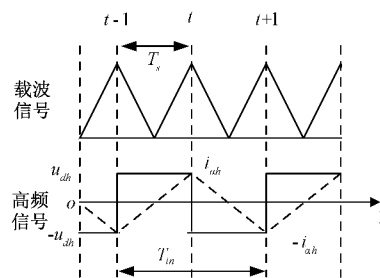


图3 高频与载波信号间关系

许一个采样周期误差的情况下, t 时刻的高频电流分量可通过式(18)得到,解耦完成后,代入图2所示的锁相环中,就可得出对应的转子位置和转速信息。

$$i_{ah} = \frac{i_{at} - i_{a(t-1)}}{2} \quad (18)$$

2.2 滑模观测器的设计

在割草机电机工作中,可分为启动阶段和工作阶段。在启动阶段,由于电机转速处于零低速条件下,反电动势难以获取,无法通过滑模观测器得到转子的位置,因此可通脉振方波高频注入的方法完成转子位置的获取。在工作阶段,使用脉振方波高频注入的方法会导致电机带负载能力较差^[12-14],而滑模观测器的转子位置估计方法,会使得系统有较强的负载能力。因此需要在两个阶段使用不同的转子位置估计方法。

在设计滑模观测器时,通常在 $\alpha\beta$ 轴系进行分析。在其轴系下的电压方程如(4)所示,扩展反电动势可表示为:

$$E_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin\theta_e \quad (19)$$

$$E_\beta = \omega_e \psi_f \cos\theta_e$$

为使用滑模观测器来观测绕组的扩展反电动势,将式(4)写成电流的形式:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (20)$$

设计观测值:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha 1} \\ \hat{i}_{\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha 1} \\ \hat{i}_{\beta 1} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: $\hat{i}_{\alpha 1}, \hat{i}_{\beta 1}$ 为定子电流的观测值, ν_α, ν_β 为滑模观测器的

输入。式(19)减去式(20)可得到电流的观测误差:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_a - E_a \\ v_\beta - E_\beta \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中: $i_{a2}, i_{\beta 2}$ 为定子电流的观测误差。采用指数趋近率为, 在定子电流的观测误差调节至 0 后, 系统会收敛在在滑模平面, 保持稳定状态。此时, 观测反电动势和扩展反电动势可视为相等。则有:

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(i_{a2}) \\ k \operatorname{sgn}(i_{\beta 2}) \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中: k 为观测器参数。通常, 为了获取转子的观测位置, 可通过正反切的方法, 而在滑模平面时, 伴随着高频的抖动, 将观测反电动势直接引入正反切计算会导致估测角度产生较大的误差。可因此通过锁相环的方法替代, 锁相环实现过程与图 2 一致。

3 全转速下的控制系统的设计

3.1 控制过程

控制过程按照顺序的两个阶段进行。

首先为启动控制, 采用 PI 速度控制+高频注入算法。由于此时在零速状态, 无法从反电动势中得到转子的位置信息, 因此使用高频注入算法来估计转子位置。而滑模速度控制器属于离散控制, 在进行速度调节时, 其产生的抖动会影响高频注入算法对转子信息的估计, 为降低启动过程中转子的抖动, 采用 PI 速度控制更为合理^[22]。

第 2 个阶段为无刷电机的工作阶段, 采用滑模速度控制器+滑模观测器算法。在此阶段, 使用滑模观测器代替高频注入算法完成转子的位置和转速估计。启动阶段控制系统设计如图 4 所示, 其中速度环为 PI 控制器。在工作阶段, 速度环使用上文中设计的滑模控制器, 此外转子位置估计方法由脉振高频注入法, 替换为滑模观测器算法。

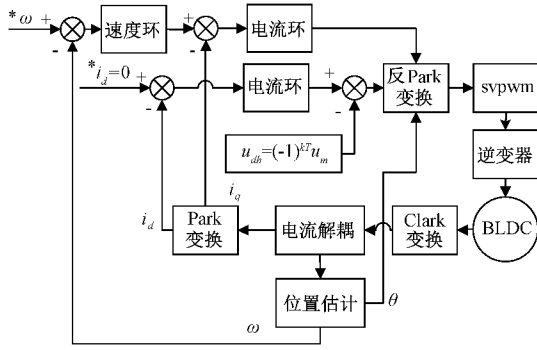


图 4 启动阶段控制系统

3.2 切换点的选取

脉振方波高频注入法使得割草机电机的转速提升至可获取稳定反电动势时, 为提高割草机电机负载能力, 需要切换至滑模观测器估算转子位置的方法。切换点可基于转速的大小进行选择, 但此时两者估算的位置若存在较大的差

值, 将导致切换过程中, 转子强烈振动, 甚至导致电机停转^[15-17]。因此需要对比两种转子位置估计方法, 计算结果的差值, 以确保切换过程顺滑。

由 4.1 节的仿真结果可知, 脉振方波高频注入算法估计的转子误差在 3.5° 以内, 而滑模观测器算估计误差为 2.25° 以内。分别取其最大值, 在转子机械角度从 0° 变化至 360° 期间, 若两者的位置估计差值皆小于两者之和 5.75° , 则判定满足两者切换的条件。此外, 为尽可能减小切换点的电机抖动情况, 应对滑模观测器的估算角度进行误差补偿。

图 5 中实线为脉振方波高频注入算法估计的转子位置, 虚线部分为滑模观测器的观测结果, 当其满足两者估计差值在转子旋转一周的期间小于 5.75° , 则取两者转子估计位置 x_1, x_2 。此时滑模观测器观测结果为 x_2 , 为减小切换时刻, 由于转子位置跳变较大, 而导致转子的抖动, 需要对 x_2 进行算法上的补偿, 补偿过程如式(24)所示。

$$x_2^* = \frac{x_2 + x_1}{2} \quad (24)$$

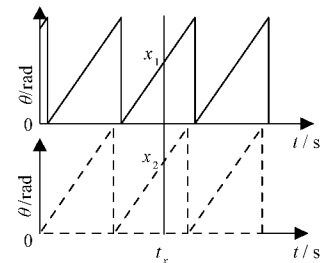


图 5 高频解耦信号分析

4 仿真和实验

4.1 仿真分析

为验证算法的可行性, 在 MATLAB 中的 Simulink 中搭建仿真模块, 设置电机参数: 极对数 9, 母线电压 36 V, 定子电阻 $R_s = 0.6 \Omega$, 定子电感 $L_s = 0.75 \text{ mH}$, 永磁体磁链为 0.127 Wb 。对比分析 PI 转速控制和滑模速度控制器的效果。控制过程采用 $i_d = 0$ 的控制方案, 设置转速为 1200 r/min 。滑模控制器参数 $q = 280, c = 65, \xi = 190$ 。通过 PI 速度控制器控制效果如图 6 所示, 其中上方为转速曲线, 下方为转矩曲线。

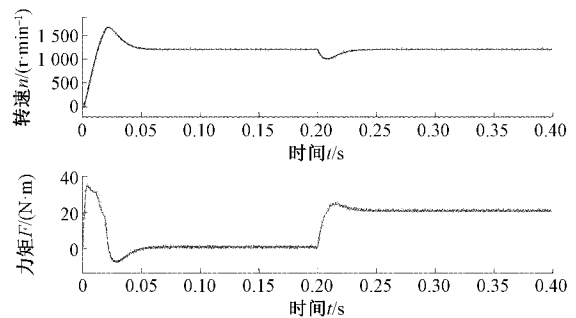


图 6 PI 速度控制器控制效果

滑模速度控制器效果如图7所示。仿真时长0.3 s,并在0.2 s时增加负载 $10\text{ N}\cdot\text{m}$ 。从转速效果分析,在突施负载时,滑模速度控制器下转速和转矩的调节时间更短,比PI控制的调节时间大约缩短了10 ms。

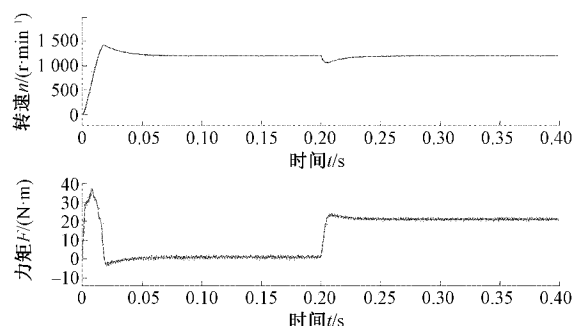


图7 滑模速度控制器控制效果

下面测定仿真条件下滑模观测器算法和高频注入算法下的估计角度误差,将其误差之和作为在具体实现中,两者切换的必要条件。图8为滑模观测器下的角度估计误差,经测定误差保证在 2.25° 以内。图9为高频注入下的角度估计结果,引入电机真实角度可得到对应的误差,经测定在 3.5° 以内。

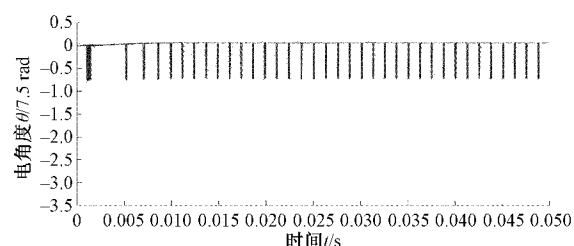


图8 滑模观测器估计角度误差

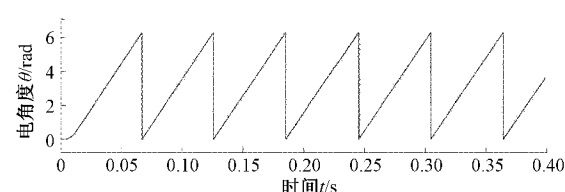


图9 高频注入估计角度误差

4.2 实验结果

为验证上述分析和方法的有效性,使用一台500 W割草机电机进行实验。使用STM32F103RCT6作为控制芯片搭建电路,通过示波器采集D/A转换接口得到电机的位置和速度的波形,并通过网线连接PC端和示波器实时监控。电机参数与仿真中一致,实验配置如图10所示。

由于仿真为理想环境,而割草机电机在具体工作中,面临着外界扰动和电机本身参数的变化,因此需要在实验平台判断滑模观测器的误差,在允许范围内时割草机电机的转速。引入电机实际位置与估计位置作差可得出估计位置的误差,如图11所示。此时电机空载转速为 1500 r/min ,



图10 实验配置

误差在 5.0° 以内。将 1500 r/min 作为切换点判断的开始条件,在达到此转速时,利用3.2节中的方法进行切换点判断。

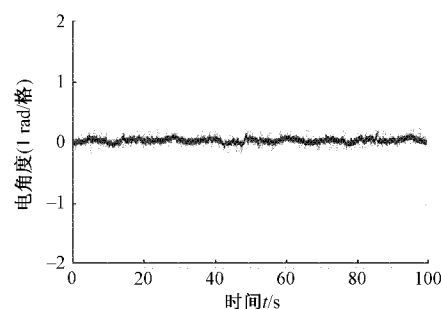


图11 滑模观测器误差

由于此时引入的电机实际位置根据理想转速曲线设定,其本身存在误差,因此仍使用仿真中两者的误差作为切换点判断条件,并在此基础上根据切换点的转子位置变换情况进行调节。在割草机电机运行中,通过由于载波周期限制,转子位置估计难以做到 5.75° 的控制精度,将其向上取整,设置两者误差之和为 6.0° 。当检测到在转子机械角度变化一个周期内,两种位置估计方法之间的误差均保持在 6.0° 时,进行切换。切换点时刻的角度变化过程如图12所示。

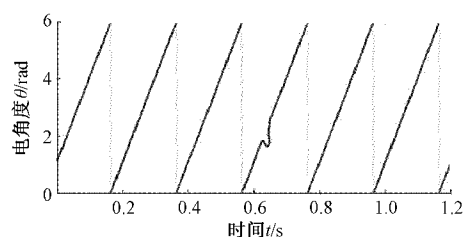


图12 切换时刻角度变化

总体切换时间需要参考电机转速,从切换时刻到滑模观测器获得稳定估计位置在50 ms以内。切换过程中的角度存在一个瞬间变换过程,会造成转子轻微抖振,但在可允许范围内。以上割草机电机均工作在空载状态下,在割草机的运行中,负载具有可变性,因此增加随机负载,负载大

小和作用时间不定,以验证滑模速度控制器的速度调节能力。在此条件下的速度变化曲线,如图13所示。

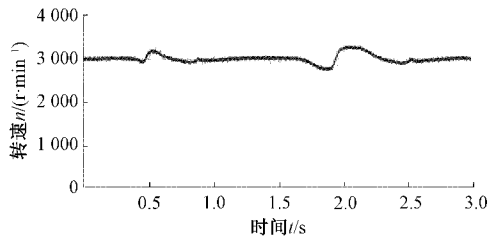


图13 随机负载下转速调节

5 结 论

本文分析了割草机用无刷直流电机现阶段存在的主要问题,设计了基于滑模速度控制的割草机电机矢量控制系统。在转子位置估计中,设计了脉振方波高频注入估算器和滑模观测器。并在此基础上提出了一种在一定转速下,通过检测两者误差关系,实现两种算法平滑切换的策略。仿真和实验证明了滑模速度控制能够完成转速的快速调节,位置估计算法误差小,切换过程平滑,控制过程稳定,能够满足割草机电机的控制要求。

参考文献

- [1] 王敏,王军洋. 太阳能割草机的发展现状与展望[J]. 江苏农机化,2020,3(16):36-39.
- [2] 童宏伟,张莉萍,申景双,等. 基于STM32的无刷直流电机控制系统[J]. 传感器与微系统,2019,38(7):79-81.
- [3] 徐会风,苏少平,杜庆诚,等. 基于扩展卡尔曼滤波观测器的无刷直流电机无位置传感器控制系统研究[J]. 微电机,2020,53(5):31-39,50.
- [4] 丁娱乐,杨沛豪,刘向辰,等. 无位置传感器BLDC双控制系统及双驱动单元研究[J]. 电气传动,2019,49(7):9-13.
- [5] GIANLUCA B, ADOLFO D, LVAN S. Performance analysis of a full order sensorless control adaptive observer for doubly-fed induction generator in grid connected operation [J]. Energies, 2021, 14 (5): 1254-1254.
- [6] 赵启亮,骆万博,李慧,等. 无刷直流电机混沌系统时延估计控制[J]. 长春工业大学学报,2021,42(1):59-64.
- [7] 吴春,陈科,南余荣,等. 考虑交叉饱和和效应的变角度方波电压注入永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2020,35(22):4679-4687.
- [8] WU X, HUANG S, LIU P, et al. A reliable initial rotor position estimation method for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. ISA Transactions, 2020, 97: 116-129.
- [9] 曹莹,关文卿,罗蕊. 基于SVPWM及ADRC算法的无刷电机转矩脉动抑制控制系统研究[J]. 测控技术, 2021, 40(1): 150-156.
- [10] 杜博超,崔淑梅,宋立伟,等. 一种基于变频电流信号的IPMSM无位置传感器高频注入电流噪声抑制方法[J]. 电工技术学报,2020,35(18):3830-3837.
- [11] 张航,刘卫国,彭纪昌,等. 基于方波电压信号注入的表贴式永磁同步电机饱和凸极性响应分析及转子位置估计[J]. 电工技术学报,2017,32(16):106-114.
- [12] 殷海双,朱哲. 基于双Luennberger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.
- [13] 韩建群. 同量分数阶永磁同步电机的混沌运动相电流信号频谱特点仿真研究[J]. 国外电子测量技术,2020,39(4):1-5.
- [14] 王要强,冯玉涛,马小勇,等. 永磁同步电机转子位置复合检测及起动运行策略[J]. 仪器仪表学报,2019,40(8):230-238.
- [15] 陈自然,赵有祥,刘小康,等. 基于检测单元的永磁同步直线电机位置检测新技术[J]. 仪器仪表学报,2020,41(12):48-55.
- [16] 李瑞祺,黎英. 永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(4):194-200.
- [17] 申永鹏,郑竹风,王耀南,等. 基于PLL自适应滑模观测器的PMSM无传感器控制[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(8):22-29.

作者简介

葛海康,硕士研究生,主要研究方向为电机控制。

E-mail: 1195329335@qq.com

潘海鹏,硕士生导师,教授,主要研究方向为工业控制自动化。

E-mail: pan@zstu.edu.cn