

一种割草机无刷电机高频注入启动策略研究

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: 针对割草机电机在启动过程中转子定位精度低, 加速阶段稳定性差等问题, 提出了一种手推式割草机的无感无刷电机高频方波注入启动策略; 采用将割草机电机的启动分为低速和高速两个阶段的方法, 在不同采样点提取 $\alpha\beta$ 轴系下的高频响应电流, 用于转子位置估计, 该方法无需滤波器, 降低了位置估计误差; 文章还在正负脉冲注入的基础上, 提出了一种在电机首次启动时 d 轴极性的判断方法; 利用 STM32F302 芯片搭建硬件实验平台, 实验结果表明: 改进的脉冲注入转子极性判别方法, 能够准确判断转子极性, 利用优化后的综合电流处理策略能有效地进行转子位置估计, 提高精度, 符合割草机电机启动的要求。

关键词: 手推式割草机; 无刷无感电机; 方波信号注入; 转子位置估计; 转子极性判断; 正负脉冲注入

Research on a High-frequency Injection Starting Strategy for Brushless Motor of Lawn Mower

GE Haikang, PAN Haipeng

(School of Machinery and Automatic Control, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Aiming at the problems of low rotor positioning accuracy and poor stability during acceleration phase of the lawn mower motor during the start-up process, a high-frequency square wave injection start strategy for the hand-push lawn mower is proposed. The paper divides the start of the lawn mower motor into two stages, low speed and high speed, and extracts the high frequency response current under the $\alpha\beta$ shaft system at different sampling points for rotor position estimation. This method does not require a filter and reduces the position estimation error. Based on the injection of positive and negative pulses, the paper proposes a method for judging the polarity of the d -axis when the motor is started for the first time. Using the STM32F302 chip to build a hardware experimental platform, the experimental results show that the improved pulse injection rotor polarity discrimination method can accurately determine the rotor polarity, and the optimized integrated current processing strategy can effectively estimate the rotor position, improve accuracy, and meet requirements for starting the lawn mower motor.

Keywords: hand-push lawn mower; brushless induction motor; square wave voltage signal injection; rotor position estimation; rotor polarity judgment; positive and negative pulse injection

0 引言

手推式割草机主要应用于绿化草坪的养护, 能够极大地节省人力资源。在手推式割草机电机的启动过程中, 需要做到快速、平稳、无反转启动, 并要避免产生较大的抖振^[1-2]。现阶段, 手推式割草机主要使用表贴式的无感无刷电机作为动力源, 常用的启动方法主要有: 三段式启动、电感法、短时检测脉冲启动法、高频注入启动等^[3-4]。

无感无刷电机在启动中可分为初始位置定位和加速两个阶段, 常规三段式启动方法在转子初始位置定位阶段会造成转子反转, 因此对割草机电机并不适用^[5]。在此基础上可以通过电感法和短时脉冲法进行转子定位, 解决启动中转子反转的问题, 但定位精度较低^[6]。初始位置定位后进入电机的加速阶段, 可通过升频升压的方法进行开环加速^[7], 但割草机电机可变负载的特性会造成启动中失步的

情况。文献 [7] 改进了外同步加速阶段, 通过注入不同电压矢量, 对其产生的对应电流与电流阈值的对比作为换向条件, 使电机处于闭环加速状态, 提升了转速提升的平稳性。但电流阈值设置不精确, 会导致换向精度低, 加速阶段不平稳的问题。

高频注入法的优点在于转子初始位置定位精度高, 不会出现转子反转, 而且加速阶段处于双闭环中, 提高了电机启动中转速的平稳性^[8]。割草机电机常用表贴式无感无刷电机, 具有很小的凸极率, 只能采用脉振高频注入的方式, 利用电机的饱和凸极性响应来得到转子的位置信息^[9]。传统高频注入方法多采用弦波注入, 信号处理过程复杂, 与之相比方波信号无需对高频响应信号进行较多的滤波处理, 在开关频率较低时, 能够获得更好的调制效果^[10]。使用脉振方波高频注入时, 通常使用带通滤波器提取高频响应电流信号, 并对带通滤波器的带来相移进行补偿^[11-12],

收稿日期: 2021-03-09; 修回日期: 2021-03-26。

作者简介: 葛海康(1996-), 男, 山东菏泽人, 硕士生。主要从事电机控制方向的研究。

潘海鹏(1965-), 男, 河南濮阳人, 硕士生导师, 教授。主要从事工业控制自动化领域方向的研究。

引用格式: 葛海康, 潘海鹏. 一种割草机无刷电机高频注入启动策略研究[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(10): 187-192.

来提高转子位置和转速判断的准确性。文献 [13] 在提出了一种利用高频方波注入的条件下, 高频响应电流和基频电流的关系, 使用软件算法取代滤波器的使用, 解决了滤波器带来的相移影响位置估计精度的问题, 但在电机转速较高时, 由于采样点的选择带来的误差, 难以保证转子位置估计的精确度。此外, 在电机首次启动时需要将旋转坐标轴系 d 轴的极性进行判别^[14], 文献 [15] 使用传统的注入正负脉冲的方法, 分别在转子位置角正向和反向各注入恒定电压, 利用磁路的饱和效应确定 d 轴的极性, 但实验证明此方法用时较多, 不利于割草机电机的快速启动。

通过以上分析, 可采用脉振方波高频注入的方式实现割草机电机的启动, 论文对高频响应电流采用低速和高速两个阶段分离选取采样点的策略, 确保电机全转速运行中转子位置估计的准确性, 提高割草机电机在启动的平稳性, 并使用改进的正负脉冲注入的方法确定 d 轴的极性。

1 表贴式无刷直流电机模型

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:

$$\begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q = L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中, 下标 d 、 q 分别为直轴和交轴, u 为电压量; L 为电感量; i 为电流量。将其写为矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_d & 0 \\ 0 & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, p 为微分算子。

2 脉振方波高频电压注入

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, 电机三相绕组中 A 相绕组与 α 轴重合, 各坐标系之间关系如图 1 所示。

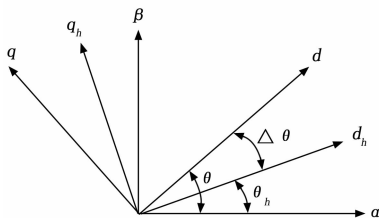


图 1 各坐标系之间的关系

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 , d_h 和 d 轴夹角为 $\Delta\theta$, α 轴和 A 相绕组轴线重合, 其中夹角关系如式 (3) 所示:

$$\Delta\theta = \theta - \theta_h \quad (3)$$

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。如图 1 所示, 从 $d_h q_h$ 轴系到 dq 轴系可通过旋转 $\Delta\theta$ 得到, 如式 (4) 所示:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d_h} \\ u_{q_h} \end{bmatrix} \quad (4)$$

同理, dq 轴系到 $\alpha\beta$ 轴系的变换如式 (5) 所示:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

使用高频方波电压注入时, 方波电压的信号可表示为:

$$\begin{cases} u_{d_h} = (-1)^{kT} u_m \\ u_{q_h} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

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

将式 (2) 代入式 (4) 中, 可得出在 dq 轴系下的高频电流响应, 如式 (7) 所示:

$$\begin{bmatrix} i_{d_h} \\ i_{q_h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{pL_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{pL_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d_h} \\ u_{q_h} \end{bmatrix} \quad (7)$$

由式 (5) 和式 (7) 可得出在 $\alpha\beta$ 轴系下的高频电流响应, 如式 (8) 所示。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_h} \\ i_{\beta_h} \end{bmatrix} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d_h} \\ u_{q_h} \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式 (3) 和式 (6) 代入式 (8), 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 , 并进行化简可以得到 $\alpha\beta$ 轴系下的脉冲响应为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_h} \\ i_{\beta_h} \end{bmatrix} = \frac{u_{d_h}}{p(L^2 - \Delta L^2)} \left\{ L \begin{bmatrix} \cos(\theta_h + 2\Delta\theta) \\ \sin(\theta_h + 2\Delta\theta) \end{bmatrix} + \Delta L \begin{bmatrix} \cos\theta_h \\ \sin\theta_h \end{bmatrix} \right\} \quad (9)$$

对于表贴式无刷直流电机, 近似认为 $L_d \approx L_q$, 假定在一个采样周期内电流呈线性变化, 式 (9) 可变换为:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha_h} \\ \Delta i_{\beta_h} \end{bmatrix} = \frac{\Delta t L u_{d_h}}{(L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} \cos(\theta_h + 2\Delta\theta) \\ \sin(\theta_h + 2\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式 (10) 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_α 轴和 i_β 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。从式 (10) 可知, 当半差电感 $\Delta L \approx 0$ 时, 仍可以从高频电流响应中得出转子的估计角度, 验证了此方法对表贴式直流无刷电机具有适用性。

3 割草机电机的启动策略

3.1 初始角度估计

割草机电机在启动过程中可分为转子初始定位阶段和加

速阶段。在初始定位时, 使用脉振方波高频注入算法可以避免转子的反转。在估计转子坐标轴注入高频方波信号, 此时转子处于静止阶段, 采样得到的 i_{α} 和 i_{β} 只包含高频电流响应, 通过式 (10) 可知, 其包含转子的位置信息。使用的正反切的方法, 将 $i_{\alpha h}$ 和 $i_{\beta h}$ 直接引入位置计算, 通过状态追踪可得到对应的转速和位置信息, 计算过程如式 (11) 所示:

$$\theta = \arctan \frac{i_{\beta h}}{i_{\alpha h}} \quad (11)$$

但割草机电机在启动过程中, 实际的电流信号中包含各种外界干扰, 将电流信号直接引入正反切函数的除法运算会使得外界干扰被放大, 致使估计位置和转速产生较大的误差。为降低对噪声的敏感程度, 可将高频响应电流作叉乘运算, 以得到位置误差 $\Delta\theta$, 再通过锁相环进行位置和转速估算, 其估算过程如图 2 所示。

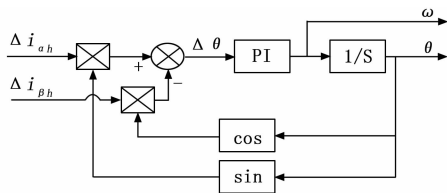


图 2 位置和转速估算

3.2 转子的极性判断

通过锁相环的方法可得到静止状态和转动状态下转子的位置和转速, 通过式 (10) 可知, $\Delta\theta$ 有一个稳定平衡点 $\Delta\theta=0$, 和一个不稳定平衡点 $\Delta\theta=\pi$, 动态下 $\Delta\theta$ 总会收敛到稳定平衡点。但在静止状态下, 在初次位置估计得到初始角度 θ 后, 需要对 d 轴的极性进行判定, 以确定电机转子的实际位置^[16-17]。注入电压的幅值和频率将会影响电机启动性能, 当注入电压幅值或频率过小会增大极性判断的难度^[14], 反之则会导致转子的抖动。

在估计角度 θ_h 注入高频电压, 通过图 2 所示的位置估计方法可得到转子初始角度 θ , 此时割草机电机转子的实际位置有 θ 和 $\theta+\pi$ 两种情况。在角度收敛到 θ 过程中, 在 dq 坐标系下进行分析, 可由式 (7) 得到:

$$\Delta i_{dh} = \frac{2\Delta t u_{dh}}{L^2 - \Delta L^2} (L + \Delta L \cos 2\Delta\theta) \quad (12)$$

由式 (12) 可知, 在 $\Delta\theta \approx 0$ 时, Δi_{dh} 会随着 L 的增大而减小, 随着 L 的减小而增大。在得到转子初始角度 θ 的过程中, 记录下注入角度为 θ_h 时的高频电压得到的电流响应幅值, 并做平均值滤波处理, 记为 i_{dh1} 。记录完成后, 再注入相同幅值和频率的, 角度为 $\theta_h + \pi$ 高频电压向量, 并记录电流幅值, 记为 i_{dh2} 。假定实际位置 $\theta_m = \theta$, 即 θ 为 d 轴的极性为正方向, 此时需要对 $|\theta - \theta_h|$ 的大小分情况讨论。

以估计角度 θ_h 注入时为例, 在估计坐标轴 d_h 注入如式 (6) 所示的方波电压, 通过式 (4) 可转换为, 在转子初始角度 θ 注入幅值为 $u_{dh} \cos(|\theta - \theta_h|)$ 的电压向量, 当 $\cos(|\theta - \theta_h|) > 0$ 时, 相当于在初始角度 θ 的正方向进行电压注入, 反之则相当于在 $\theta + \pi$ 注入电压。当 $|\theta - \theta_h| < \pi/2$

时, 若此时 $i_{dh1} > i_{dh2}$ 则说明时假设正确, θ 为电机转子的实际位置; 若此时 $i_{dh1} < i_{dh2}$ 则说明时假设错误, 电机转子的实际位置 $\theta_m = \theta + \pi$ 。当 $|\theta - \theta_h| < \pi/2$ 时, i_{dh1} 和 i_{dh2} 的大小和转子实际位置具有式 (13) 所示的关系。

$$\begin{cases} \theta, & i_{dh1} > i_{dh2} \\ \theta + \pi, & i_{dh1} < i_{dh2} \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \theta, & i_{dh1} < i_{dh2} \\ \theta + \pi, & i_{dh1} > i_{dh2} \end{cases} \quad (14)$$

当 $|\theta - \theta_h| > \pi/2$, i_{dh1} 和 i_{dh2} 的大小和转子实际位置的关系则相反, 若 $i_{dh1} > i_{dh2}$ 则说明时假设错误, 电机转子的实际位置为 $\theta + \pi$; 若 $i_{dh1} < i_{dh2}$ 则说明时假设正确, 电机转子的实际位置为 θ 。如式 (14) 所示。使用此方法判别只需要在确定转子初始角度后进行一次高频电压注入, 降低了极性判断的时间。后续实验分析了在 $|\theta - \theta_h| < \pi/2$ 和 $|\theta - \theta_h| > \pi/2$ 两种情况下时, 当角度估计收敛到不稳定平衡点时, 初始位置的调整情况, 验证了此方法的可行性。文献 [13] 分析了 SPMSM 饱和凸极性的检测方法, 利用此方法可以检测所用电机的运用此方法的可行性。

3.3 高频电流的解耦

加速阶段工作在电流环和速度环中, 此时 i_{α} 和 i_{β} 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, 将此信息作为位置估计的输入, 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^[18]。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。

通过 3.1 节所述方法得到转子的位置信息, 需要采样得到 Δi_{dh} 和 $\Delta i_{\beta h}$, 再将作叉乘运算得出的 $\Delta\theta$ 代入锁相环中, 通过比例积分控制器将 $\Delta\theta$ 调节至零, 估计位置则会最终收敛到转子的实际位置。在得到 Δi_{dh} 和 $\Delta i_{\beta h}$ 的过程中, 以磁场定向控制常见的七段式控制为例, 其示意图如图 3 所示。在一个周期内, 开关器件的状态发生改变, 器件的续流作用会使 i_{α} 和 i_{β} 产生非线性的变化, 若将这种非线性变化作如式 (10) 所示的近似处理, 会对位置和转速的计算带来误差。

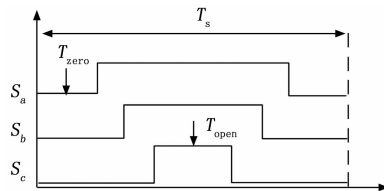


图 3 采样点分析

在割草机电机转速提升的过程中, 当转速较低时, 零矢量作用时间较长, 在零矢量作用的中点 T_{zero} , 此时开关器件无开关状态变化, 可降低续流作用对采样电流的影响^[19-21]。当转速较高时, 零矢量的作用时间变短, 有效矢

量时间变长, 开关器件的续流作用在零矢量作用期间内变得明显, 因此可选择在有效矢量的中点 T_{open} 进行采样, 此时开关器件状态不发生变化, 可以减少开关器件产生的不利因素。后续实验通过割草机电机在 3 000 r/min 时, 选择不同采样点得到电流信号估计转子的位置信息, 验证了两个采样点得到的位置信息的差异。以 T_{open} 时刻的电流采样过程为例进行分析, 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 4 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。

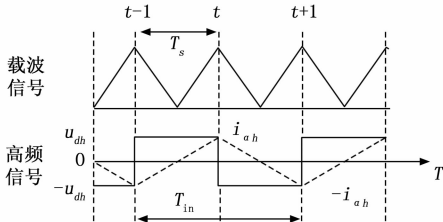


图 4 高频解耦信号分析

以 i_α 为例, 在 $t-1$ 时刻采样得到的 i_α 包含的基波电流分量和高频电流分量关系如式 (15) 所示, 在 t 时刻三者具有如式 (16) 所示的关系:

$$i_\alpha(t-1) = i_\alpha f(t-1) - i_{ah} \quad (15)$$

$$i_\alpha t = i_\alpha f t + i_{ah} \quad (16)$$

其中: $i_\alpha f$ 为基波电流分量; i_{ah} 为高频电流分量; $i_\alpha(t-1)$ 和 $i_\alpha t$ 分别为 $t-1$ 时刻和 t 时刻采样得到的 α 轴的电流值。在允许一个采样周期误差的情况下, t 时刻的基波分量可表示为:

$$i_{\alpha f} t = \frac{i_\alpha(t-1) + i_\alpha t}{2} \quad (17)$$

同理, t 时刻的高频电流分量可表示为:

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

割草机电机启动过程中负载变化主要体现在对基波电流的影响上, 在位置估算过程中, 利用式 (18) 所示的原理, 可消除基波电流的变化对位置估算的影响。上述的电流信号的处理方法避免了使用带通滤波器带来的时间延迟, 降低了位置估计的误差, 而且在不使用低通滤波器的情况下可以得到基波电流, 由式 (17) 可以看出, 以此方法得到高频电流分量存在一个采样周期的延迟, 但在实际的闭环系统中, 这一延迟是客观存在的, 后续的实验验证了此处理方法的有效性。通过同样的方法可得到 i_β 的高频电流分量和基波电流分量, 在得到 $t-1$ 时刻和 t 时刻的 i_{ah} 和 i_{bh} 后, 相减得到 Δi_{ah} 和 Δi_{bh} , 应用于图 3 所示的锁相环中, 计算得出转子的实际估算位置和转速, 用于加速阶段的速度控制, 基波电流分量应用于内环电流的控制, 其具体控制过程如图 5 所示。

4 实验分析

为验证上述分析和方法的有效性, 使用一台 500W 割草

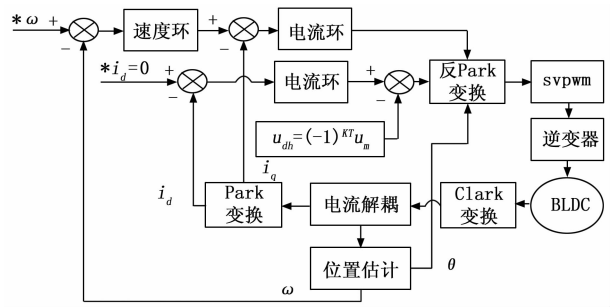


图 5 整体控制框图

机用直流无刷电机进行实验。电机参数: 极对数为 9, 额定转速 3 500 r/min, 母线电压 36 V, 定子电阻 $R=0.6 \Omega$, 定子电感 $L_s=0.75 \text{ mH}$, 转动惯量为 280 g/cm^2 , 永磁体磁链为 0.127 Wb 。使用 STM32F302R8T6 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。实验配置如图 6 所示。

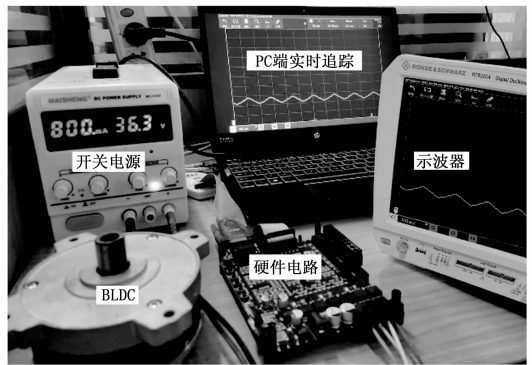


图 6 实验配置

系统母线电压为 36 V, 载波频率为 16 kHz, 注入电压幅值取 3.6 V, 频率是载波频率的一半为 8 kHz。在电机静止状态下, 得到注入方波信号后的相电流响应, 图 7 为 A 相电流响应曲线。注入电压的频率会对高频响应电流产生较大影响, 注入频率越低, 高频响应电流的幅值越大, 逆变器的基波电流输出的畸变率就越高^[13]。在开关频率较低时, 要尽可能提高注入频率, 降低逆变器的非线性特性带来的影响。

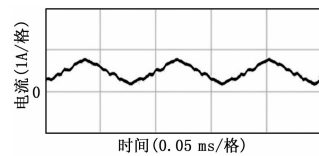


图 7 高频电流响应

将位置估算信号通过 D/A 转换输出到示波器可得到转子角度波形, 图 8 为启动阶段前 0.08 s 的角度数据。分别取 $|\theta - \theta_h| < \pi/2$ 和 $|\theta - \theta_h| > \pi/2$ 两种情况下, 电机转子实际位置判断情况。当判断出 d 轴极性与假设相同时, 如图 8 右两图所示, 角度收敛到转子的初始位置保持不变;

当两者相反时, 如图 8 右两图所示, 转子初始位置会迅速调整到 $\theta + \pi$, 可以看出在约 0.06 s 左右, 初始角度收敛到实际位置。

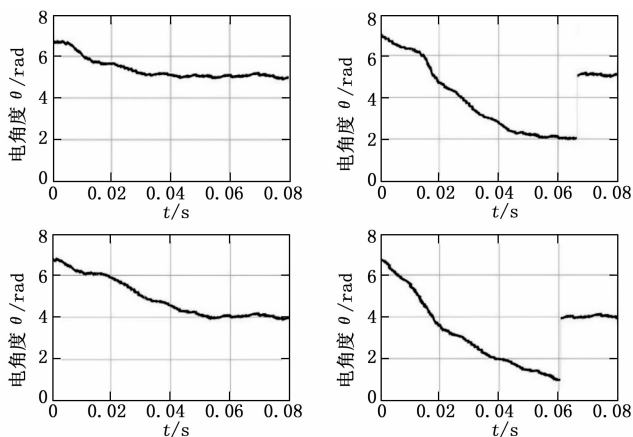


图 8 初始角度估计

设置斜坡的加速直线, 在 0.1 s 时进入加速阶段, 以在 0.5 s 时速度提升至 2 000 r/min, 并保持不变, 速度观测波形如图 9 所示, 电机转速达到追踪效果。

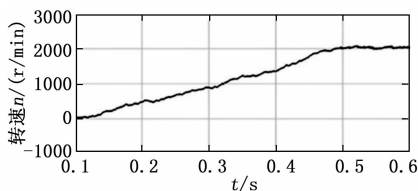


图 9 转速变化

在闭环加速阶段, 电机的转速和位置观测值由图 4 所示位置估算器给出, 图 10 为转子角度反馈波形, 在加速初始阶段, 速度和角度的存在波动, 但在 0.3 s 后速度观测值趋近于设定值, 角度观测波形更为稳定; 在 0.5 s 时, 角度周期约为 0.03 s。

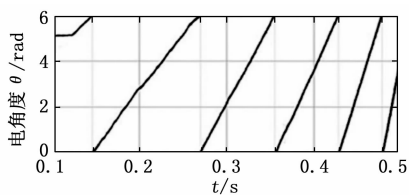


图 10 加速阶段角度估计

割草机电机工作时, 电机转速在 3 000 r/min 以上^[2], 以最终转速到达 3 500 r/min。当电机转速为 3 000 r/min, 此时占空比较大, 仍在 T_{zero} 采样, 开关管的噪声将对采样电流产生较大影响, 图 11 上图为电机转速为 3 000 r/min 时, 对在 T_{zero} 采样得到的相电流, 进行处理和估算得到的角度观测波形。在此情况下, 电机的转子角度的估计值存在明显波动, 造成割草机电机在启动提速过程产生抖振情况的发生, 图 11 下图为在 T_{open} 采样相电流, 进行处理和估算后得到的角度观测波形。结果证明在占空比较高时, 在载波周

期中点采样能使割草机电机在启动过程中更加平稳。

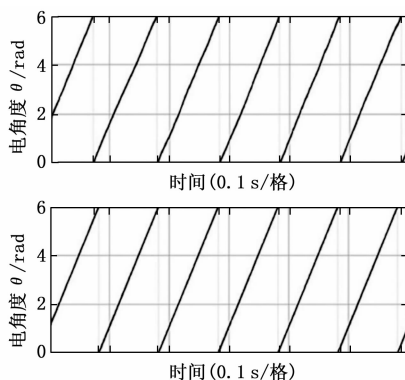


图 11 不同采样点的估计角度

5 结束语

论文分析了割草机电机在启动中存在的问题, 在脉振高频方波注入法的基础上, 提出了一种用于转子初始位置判断的转子极性判别方法, 提高了电机启动速度; 并提出了一种转子加速阶段的分阶段的电流采样策略, 改善了割草机电机启动阶段角度估计的准确度。实验证明, 在转子初始位置判定阶段, 能够快速、准确地判断 d 轴极性; 在加速阶段, 低占空比时能够实现割草机电机在启动过程的平稳提速, 二段加速时, 使用优化的信号处理方法提高了角度估计位置的精确度。

参考文献:

- [1] 赵 焯. 智能割草机的驱动控制研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2020.
- [2] 薛俊泉. 骑行式割草机永磁电机控制策略研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2020.
- [3] 刘雨锋. 无刷直流电机无位置传感器关键控制技术研究 [D]. 南昌: 江西理工大学, 2019.
- [4] 郑杰伟, 孙天夫, 来跃深, 等. 一种内嵌式泳池同步电机启动策略 [J]. 电气传动, 2021, 51 (5): 5-9.
- [5] 张会娟, 姚艳艳, 刘建娟, 等. 基于矢量控制的永磁同步电机控制方法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2021, 29 (1): 71-81.
- [6] 黄茜颖. 基于 IVMS 的无位置传感器无刷直流电机的启动方法研究 [D]. 长沙: 中南林业科技大学, 2019.
- [7] 罗健维. 电动工具用无刷无霍尔直流电机启动分析 [D]. 广州: 广东工业大学, 2018.
- [8] 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.
- [9] 刘计龙, 付康壮, 麦志勤, 等. 基于双频陷波器的改进型高频脉振电压注入无位置传感器控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 41 (2): 745-758.
- [10] 吴少风, 单 忠. 基于脉振高频方波注入的永磁同步电机无位置传感器磁场定向控制 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47 (1): 41-47.

[11] 宋同月, 颜建虎, 应展烽, 等. 基于脉振高频注入法的零低速永磁直线同步电机无位置传感器控制 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47 (11): 10-24.

[12] 王心坚, 马瑞盛, 黄道锦. 电感交叉耦合对高频注入法的影响及补偿方法 [J]. 微特电机, 2020, 48 (10): 7-10.

[13] 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]. 电气工程学报, 2017, 32 (16): 107-114.

[14] 于安博, 刘利, 阚志忠, 等. 高频脉振信号注入永磁同步电机无滤波器初始位置辨识方法 [J]. 电工技术学报, 2021, 36 (4): 801-809.

[15] 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.

[16] 刘善宏, 杨淑英, 李浩源, 等. 基于旋转坐标系解调的内置

式永磁同步电机旋转高频注入法位置观测 [J]. 微电机, 2020, 53 (4): 708-716.

[17] 曹虎, 魏雄, 汪志. 永磁同步电机无传感器控制算法切换策略研究 [J]. 电力电子技术, 2020, 54 (6): 62-65.

[18] BAI H F. Position estimation of a PMSM in an electric propulsion ship system based on high-frequency injection [J]. Electronics, 2020, 9 (2): 276-291.

[19] 曹萱, 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.

[20] 寇元超, 郝珂庆, 王志业, 等. 一种降低无刷直流电机非导通相续流的 PWM 调制方式研究 [J]. 微电机, 2020, 53 (12): 78-82.

[21] 杜博超, 崔淑梅, 宋立伟, 等. 一种基于变频电流信号的 IPMSM_省略_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.

(上接第 157 页)

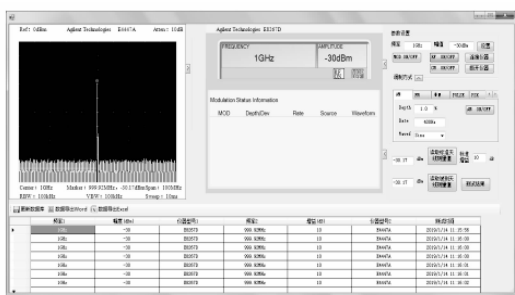


图 13 雷达天线增益测试软件实现效果图

通过该方法生成的特体雷达多参数测试系统能够完成天线增益、灵敏度、动态范围、带宽、信号样式、线性调频信号产生与分析等测试, 对应新的频段、带宽、信号样式、存储点数等测试需求, 能够实现不同生产厂家、不同型号的同类型测试设备的快速互换, 可以兼容 GPIB、USB 及 TCP/IP 总线, 并且生成的软件系统能够移植到其他测试系统中应用。

5 结束语

本文通过对雷达参数测试进行详尽的用例需求分析, 在归纳总结测试需求的基础上使用 UML 建立了基于需求驱动的雷达参数测试软件开发模型, 并详细介绍了模型中的类图设计方法。实践表明该模型能够在雷达参数测试中完成相应软件系统生成, 大大提高测试软件开发效率、可移植性及仪器互换性, 对于其他装备参数软件开发也具备一定的参考、借鉴价值。

参考文献:

[1] 田雨. ATE 测试平台通用性与故障诊断的研究与实现 [D]. 成都: 电子科技大学, 2005.

[2] 吴宏刚, 等. 智能控件化虚拟仪器开发系统建模的研究 [J]. 测控技术, 2008 (8): 21-23.

[3] 牛双诚, 宋振宇, 孙宝良. 面向信号的仪器控制模型研究

[4] 徐定科. 仪器应用软件模块标准化技术与组合方法的研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2016.

[5] 肖怀铁, 等. ATR 毫米波雷达目标特征信号自动测量系统 [J]. 红外与毫米波学报, 1998 (4): 262-264.

[6] 毛宏宇. 基于 WDM 模型的数据流检测技术研究与应用 [J]. 长春: 吉林大学, 2007.

[7] 苏孝杉, 等. 自动测试系统中面向信号的仪器 UUT 建模方法 [D]. 长春: 吉林大学, 2006.

[8] 陈爱网, 等. 网络虚拟实验室仪器建模分析与设计 [J]. 计算机技术与发展, 2009 (7): 195-198.

[9] 蒯伟. 雷达测试系统的现状与未来 [J]. 舰船电子工程, 2008 (10): 34-36.

[10] 范永开. 基于需求驱动的虚拟仪器软件自动生成研究 [D]. 长春: 吉林大学, 2006.

[11] 刘金宁. 面向信号的自动测试系统软件模型研究 [J]. 测控技术, 2010 (3): 63-66.

[12] 郭甲阵. 基于虚拟仪器的雷达电路板自动测试系统 [J]. 长仪表技术与传感器, 2011 (2): 26-28.

[13] 谭哲. 面向信号的仪器驱动器研究 [J]. 仪表技术, 2009 (7): 1245-1247.

[14] 李宝安. 基于组件的自动测试系统软件体系结构 [J]. 成都: 电子测量与仪器学报, 2002: 74-78.

[15] 朱望纯. 基于 STD 标准的 ATS 信号组件研究与设计 [J]. 仪表技术与传感器, 2012 (10): 4-36.

[16] 袁清峰. 基于 XML 的自动测试系统资源描述方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2010 (36): 114-117.

[17] 刘福军. 基于 ATML 标准的 ATS 平台测试结果标准化描述 [J]. 仪表技术, 2010 (10): 52-54.

[18] 毛克诚. ATM 标准及其在航空装备维修保障体系中的应用 [J]. 电子设计工程, 2012 (1): 65-67.

[19] 赵强. 基于信息模型的通用自动测试系统体系结构研究 [J]. 计算机测量与控制, 2011, 19 (12): 2887-2889.

[20] 张文. 一种面向信号的自动测试系统资源分配方法设计 [J]. 现代电子技术, 2013, 36: 116-119.