

储纬器电机无位置传感器的全速域控制方法研究^①

徐建明^② 王远超 张宇轩

(浙江工业大学信息工程学院 杭州 310023)

摘要 针对储纬器电机无位置传感器的调速控制问题,采用脉振高频注入法与扩展反电动势法相结合的控制策略,研究了一种全速域下的无位置传感器矢量控制方法。在电机静止时,利用电机凸极特性,采用高频注入法配合极性判断准确估计初始位置并使电机速度闭环启动。当运行至中速时,估计算法切换为扩展反电动势法估计转子位置与速度。在加减速过程速度切换区间采用滞环切换策略。通过实验验证了所提出的控制策略在全速域下电机矢量控制的可行性,且满足储纬器电机配合织机的工作要求。

关键词 储纬器;永磁同步电机(PMSM);无位置传感器控制;脉振高频注入法;扩展反电动势法

0 引言

随着纺织技术发展,现代纺织机器设备不断升级,储纬器逐渐成了纺机必需的配套设备。为了适应纺织行业的更高要求,储纬器电机的调速范围需要不断拓宽。提高最高转速可以提升纺织速度,加强低速平稳性可以提升纺织质量。为满足储纬器工作要求,储纬器电机需要快速响应完成加减速,防止积纱或断纱。电机是储纬器的关键部分,储纬器电机常采用永磁同步电机(permanent magnetic synchronous motor, PMSM)。

永磁同步电机因具有高效率、高转矩电流比等优点,在工业等领域中得到了广泛应用^[1]。电机的磁场定向控制(field-oriented control, FOC)需要电机的转子位置与速度,通常是在电机上安装传感器(绝对值编码器或霍尔传感器)。但是安装传感器会增加系统的经济成本,易受纺织车间环境影响。在电机长时间工作后必然会引起传感器发热,这也是储纬器电机出故障的主要原因。为避免此类困扰,无位置传感器控制技术就成了研究热点^[2]。

永磁同步电机的无位置传感器控制技术主要分为2类:(1)适用于静止或低速的高频注入法,主要方法有脉振高频电压注入法^[3-4]、旋转高频电压注入法^[5-6]、旋转高频电流注入法^[7-8]和方波注入法^[9-10];(2)适用于中高速的基波激励法,主要方法有扩展卡尔曼滤波法^[11-12]、滑模观测器法^[13-14]和模型参考自适应法^[15-16]等。当电机处于静止或低速运行时,反电动势较小,信噪比较低,基波激励法无法实现。但是高频注入法可利用电机的凸极效应,估计电机的位置与速度。随着电机转速加快,电机的高频模型误差变大,高频注入法估计精度迅速降低。当电机处于中高速时,反电动势加大,基波激励法可实现位置与速度的准确估计。考虑到不同的方法只能在特定的速度范围实现,为解决全速域控制,有学者提出采用混合控制方法。文献[17]提出了一种高频信号注入法与反电动势模型法的位置误差信息相融合的混合观测方法。文献[18]通过高频脉冲信号注入法与双扩展卡尔曼滤波器法结合进行无位置传感器控制。文献[19]提出了一种新的混合观测器来估计宽转速范围内运行的隐极永磁同步

① 国家自然科学基金-浙江省自然科学基金联合基金两化融合项目(U1709213)和国家自然科学基金面上项目(61374103)资助。

② 男,1970年生,博士,教授;研究方向:迭代学习控制,电机伺服控制技术,机器人控制技术;联系人,E-mail: xujm@zjut.edu.cn。(收稿日期:2020-10-20)

发电机的位置和速度。

为实现储纬器永磁同步电机的无位置传感器的全速域控制,本文采用脉振高频注入法与扩展反电动势法相结合的方法。在电机静止时,用高频注入法与极性判断法估计转子初始位置;在电机运行时,使用高频注入法和扩展反电动势法估计位置与速度。实验结果表明,该控制策略可以有效地替代有传感器控制方法,可在全速域准确估计位置与速度,

并且响应速度快、稳定性高。

1 储纬器工作原理

储纬器是一种自动化机电设备,其主要功能是在储纱鼓上储存纬纱,并保持纬纱均匀张力^[20]。储纬器是无梭织机系统的关键部分,配合完成引纬运动。储纬器工作原理如图 1 所示。

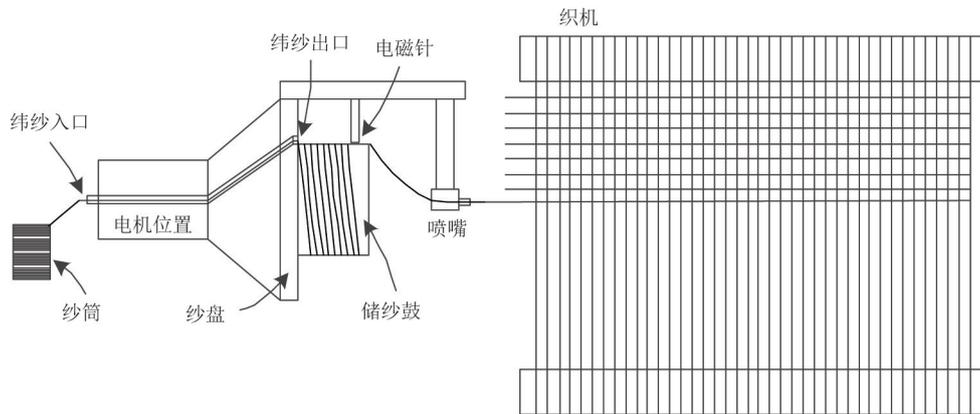


图 1 储纬器工作原理图

在没有储纬器的情况下,纬线间接性的退绕容易导致纬纱纠缠或断开。在使用储纬器后,通过纬纱出入口把纬纱从纱筒储存到储纱鼓上,这样可以保证纬纱均匀张力而不断裂,还可保证纬纱定长,大幅提高纺织效率。在储纱鼓上预绕纬纱是为了给电机启动一定的缓冲时间。在预存纬纱耗尽前,一定要保证电机能够快速成功启动并达到设定速度,这样纬纱才能供应上而不至于出现断纱情况。当纺机停止工作时,储纬器也需要快速响应减速,防止储纱鼓纬纱积累过多而影响下次工作。当织机工作时,储纬器会接收信号,电磁针抬起,纬纱从喷嘴放出。储纬器放纱一纬圈数由布幅宽度决定。

2 永磁同步电机数学模型

由于永磁同步电机是一个非线性、多耦合的复杂模型,在建立数学模型时,假设满足以下条件^[21]。

- (1) 忽略磁路饱和。
- (2) 忽略铁芯损耗。

(3) 忽略空间谐波。

(4) 电机参数为常量,不受温度和频率的影响。

在同步旋转 dq 坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴定子电压, R 为定子电阻, L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感, p 为微分算子, ω 为电机电角速度, i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流, ψ_f 为电机永磁磁链。

如果注入的高频信号频率远高于电机基波频率,电机就可以等效成简单的 R - L 串联模型。高频电压注入时的电阻相对于高频感抗很小,可忽略不计。在稳态状态下,高频电压公式等效为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + L_d p & 0 \\ 0 & R + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} Z_{dh} & 0 \\ 0 & Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

式中 Z_{dh} 、 Z_{qh} 分别为 d 、 q 轴的高频阻抗。

3 基于脉振高频电压注入的转子位置估计原理

定义转子角度偏差为 $\Delta\theta$:

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (3)$$

式中 θ 为实际位置, $\hat{\theta}$ 为估计位置。

实际 dq 坐标系与估计 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系关系如图 2 所示。

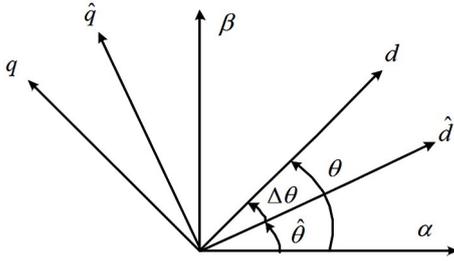


图 2 实际 dq 坐标系与估计 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系关系图

图 2 中实际 dq 坐标系与估计 $\hat{d}\hat{q}$ 旋转坐标系之间的变换矩阵写成:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix}$$

在 dq 和 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系下电压与电流的关系式如下:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{bmatrix}$$

$u_{\hat{d}}$ 、 $u_{\hat{q}}$ 、 $i_{\hat{d}}$ 、 $i_{\hat{q}}$ 分别表示 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系下的电压与电流。

将式(4)代入式(2),在估计 $\hat{d}\hat{q}$ 旋转坐标系下,高频电压与高频电流的关系式为

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{bmatrix} 1/Z_d & 0 \\ 0 & 1/Z_q \end{bmatrix} \mathbf{T} \begin{bmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

定义 $Z = (Z_d + Z_q)/2$ 、 $\Delta Z = (Z_d - Z_q)/2$, 则 $Z_d = Z + \Delta Z$ 、 $Z_q = Z - \Delta Z$ 。式中 Z 、 ΔZ 分别表示 $\hat{d}\hat{q}$ 轴下的平均阻抗与半差阻抗。

将式(5)进一步简化为

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_d Z_q} \mathbf{X} \begin{bmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\text{其中 } \mathbf{X} = \begin{bmatrix} Z - \Delta Z \cos(2\Delta\theta) & -\Delta Z \sin(2\Delta\theta) \\ -\Delta Z \sin(2\Delta\theta) & Z + \Delta Z \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix}$$

为了得到位置偏差信号 $\Delta\theta$, 本文选择在估计旋转坐标系的 \hat{d} 轴上注入高频余弦电压信号, 使之产生一个高频脉振磁场, 该注入电压信号能使电机电感表现出凸极效应。

$$\begin{bmatrix} u_{\hat{d}h} \\ u_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, U_h 为高频电压幅值, ω_h 为高频电压频率。

将式(7)代入式(6)后得到:

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = \frac{U_h \cos(\omega_h t)}{Z_d Z_q} \begin{bmatrix} Z - \Delta Z \cos(2\Delta\theta) \\ -\Delta Z \sin(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (8)$$

结合式(3)可知, 只需通过合适的控制算法使 $i_{\hat{q}h}$ 调节至零, 即保持估计位置与实际位置之间误差为零, 就可准确估计电机转子位置。

在提取 $\Delta\theta$ 过程中, 选择截止频率与注入电压频率相近的带通滤波器 (band-pass filter, BPF) 提取 q 轴高频电流 $i_{\hat{q}h}$, 然后通过乘法器 ($\sin(\omega_h t)$) 对其进行解调提取高频电感相关的电流分量, 再经过截止频率合适的低通滤波器 (low-pass filter, LPF) 滤除高次谐波分量来提取偏差信号, 把此信号作为龙伯格 (Luenberger, LBG) 观测器的输入可估计出转子估计位置 $\hat{\theta}$ 与估计速度 $\hat{\omega}$ 。

$i_{\hat{q}h}$ 经过信号处理后为

$$\begin{aligned} f(\Delta\theta) &= \text{LPF}(\text{BPF}(i_{\hat{q}h}) \cdot \sin(\omega_h t)) \\ &= -\frac{U_h \Delta Z}{2Z_d Z_q} \sin(2\Delta\theta) \approx K_e \Delta\theta \end{aligned} \quad (9)$$

式中 $K_e = -U_h \Delta Z / Z_d Z_q$ 。

高频注入法转子位置观测结构框图如图 3 所示。

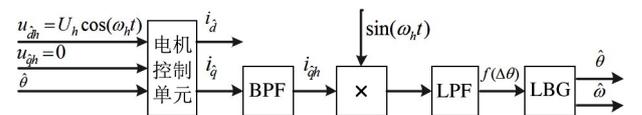


图 3 高频注入法转子位置观测结构框图

结合电机参数设计龙伯格观测器, 将极点配置

成三重极点,计算观测器增益值 K_1 、 K_2 和 K_3 。 T_e 为电机转矩, J 为电机转动惯量, b 为电机摩擦系数。结构框图如图 4 所示。

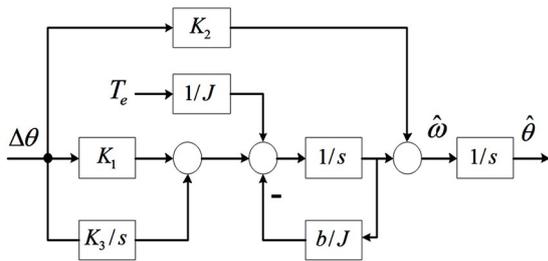


图 4 龙伯格观测器结构框图

4 初始位置极性判断原理

通过上述的脉振高频电压注入法,可对电机完成初次位置估计。当 $f(\Delta\theta) = 0$ 后系统进入稳定状态,位置估计值不再发生改变。但是此时的 $\Delta\theta$ 可能为 0 、 π 或 $\pm\pi/2$, 仍然无法准确确定电机的实际位置, 还需作进一步的极性判断。

通常情况下,随着电机磁路饱和,直轴电感会变小,出现电感饱和凸极效应^[22]。直轴磁路的 $\Psi-i$ 特性曲线如图 5 所示。

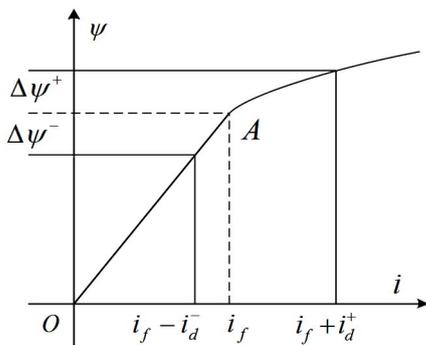


图 5 直轴磁路的 $\Psi-i$ 特性曲线

电机静止时,直轴电路可等效成一阶 $R-L$ 串联电路。利用磁路饱和效应,在估计旋转坐标系的直轴注入正负方向相反的等宽脉冲,对直轴响应电流进行采样并判断电流幅值大小,即可判断出实际的直轴方向。当电压脉冲与实际直轴方向相同时,电压脉冲产生的电流响应形成的磁场会使磁场饱和,使电感变小,此时电流幅值较大。当沿着直轴反方向注入时,电感变大或不变,电流幅值较小。初始位

置极性判断控制框图如图 6 所示。

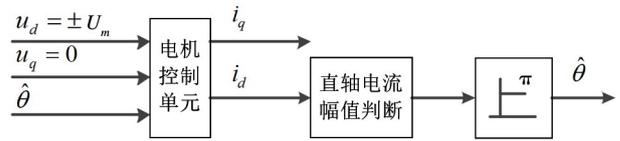


图 6 初始位置极性判断控制框图

在整个极性判断过程,需要考虑该初始位置是否为“特殊位置”。结合式(9)可知,初步估计完成后, $\Delta\theta$ 可能为 0 、 π 或 $\pm\pi/2$, 都会满足 $f(\Delta\theta) = 0$ 。给定初始角度 $\theta_1 = 0$ rad, 初次估计完成后得到 θ_2 。若初次估计后得到的角度 θ_2 与初始给定角度 θ_1 不一致,说明位置信息已经校准收敛,此位置不是“特殊位置”,后续只需进行极性判断即可。若初次估计后得到的角度 $\theta_2 = \theta_1 = 0$ rad,说明位置信息未进行收敛校准,估计初始位置过程未起作用,此初始位置就是“特殊位置”,此时电机实际位置可能在 0 rad、 π rad 或 $\pm\pi/2$ rad,需要重新估计角度。重新设置转子初始角度 $\theta_1 = \alpha$ rad (α 为常数且不等于 0 、 π 或 $\pm\pi/2$),使初始位置满足 $\sin(2\Delta\theta) \neq 0$,从而使 $f(\Delta\theta)$ 不恒为 0 ,估计角度有一个动态收敛过程。重新注入高频电压估计转子位置后,得到收敛后的估计角度 θ_2 ,再进行极性判断是否需要 $+\pi$ 补偿。

极性判断过程从原理上分析只需要在直轴正负注入一次就可判断出极性。但是若电机电感较小,电流差别较小,易造成误判现象。为避免误判,选择合适的电压脉冲幅值和脉冲时间宽度,分别在估计直轴正反方向上注入多次,对采样的电流作累加,判断累加值正负。若为正值,说明估计直轴方向正确,估计角度就是实际角度;若为负值,实际角度需要补偿 $+\pi$ 。

5 基于扩展反电动势的转子位置估计原理

当电机转速加大,反电动势变大,高频注入法模型变得不准确。在电机运行中高速时,可以利用电机的反电动势进行估计来得到位置信息。

将式(1)转换到 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标轴下^[23]:

$$\begin{bmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\hat{d}} \\ e_{\hat{q}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} e_{\hat{d}} \\ e_{\hat{q}} \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin(\Delta\theta) \\ \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega) L_c \begin{bmatrix} -i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{bmatrix} \quad (11)$$

从式(10)可得到:

$$\begin{cases} e_{\hat{d}} = u_{\hat{d}} + \omega L_q i_{\hat{q}} - (L_d p + R) i_{\hat{d}} \\ e_{\hat{q}} = u_{\hat{q}} - \omega L_d i_{\hat{d}} - (L_q p + R) i_{\hat{q}} \end{cases} \quad (12)$$

结合最小阶观测器^[24], \hat{d} 轴扩展反电动势观测器结构图如图7所示,同理可设计 \hat{q} 轴反电动势观测器。

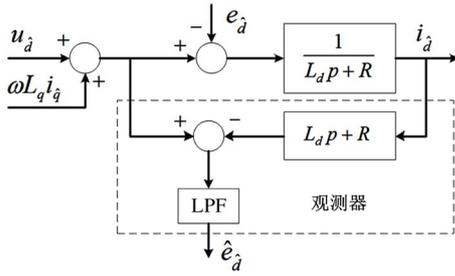


图7 \hat{d} 轴扩展反电动势观测器结构图

当转速估计稳定时, $\hat{\omega} \rightarrow \omega$, 式(11)可写为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{\hat{d}} \\ \hat{e}_{\hat{q}} \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin(\Delta\theta) \\ \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (13)$$

当 $\Delta\theta$ 较小时,结合式(12)与式(13)得到误差信号:

$$\Delta\theta \approx \sin(\Delta\theta) \approx \frac{-\hat{e}_{\hat{d}}}{\sqrt{(\hat{e}_{\hat{d}})^2 + (\hat{e}_{\hat{q}})^2}} \quad (14)$$

把 $\Delta\theta$ 作为龙伯格观测器输入可估计得到转子估计位置 $\hat{\theta}$ 与估计速度 $\hat{\omega}$ 。扩展反电动势法转子位置观测结构框图如图8所示。

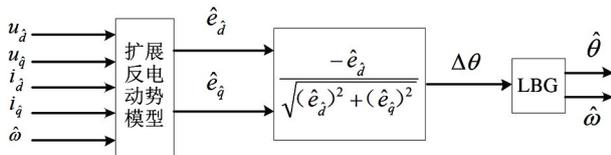


图8 扩展反电动势法转子位置观测结构框图

6 加减速过程切换策略

由于高频注入法只适用于电机静止或低速,扩

展反电动势法只适用于中高速,所以本文采用2种方法结合的滞环切换策略。控制切换策略如图9所示。

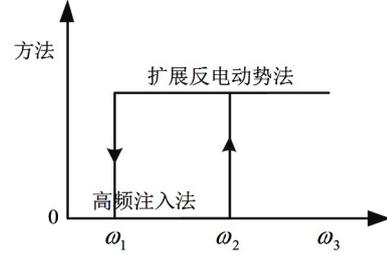


图9 滞环切换策略

在静止和加速过程,低速 $0 \sim \omega_1$ 阶段使用高频注入法估计位置与速度。在速度点 ω_1 ,把高频注入法此刻的估计值作为扩展反电动势法估计的初始值。在 $\omega_1 \sim \omega_2$ 区间内,2种方法同时估计,但FOC控制算法调用高频注入法的估计值。当转速超过 ω_2 之后,仅使用扩展反电动势法估计值。只要保证在 $\omega_1 \sim \omega_2$ 速度区间内2种估计算法估计准确,则可在 ω_2 速度点直接切换。在减速过程,高速 $\omega_3 \sim \omega_2$ 阶段使用扩展反电动势法估计。在 $\omega_2 \sim \omega_1$ 区间内,2种方法同时估计,但FOC控制算法仍调用扩展反电动势法估计值。当转速降至 ω_1 时,切换使用高频注入法。当电机从高速降速到低速再次运行高频注入法时,极性判断可能不准确。在本实验中,当降速到达速度点 ω_2 时,把扩展反电动势法观测器估计的位置估计值作为高频注入法观测器的初始值,从而保证后者可以同步跟踪上转子实际位置。在本实验中,设定速度切换点为 $\omega_1 = 400 \text{ r/min}$, $\omega_2 = 700 \text{ r/min}$ 。

7 实验结果与分析

本文采用 $i_d = 0$ 的FOC矢量控制方法对无位置传感器控制策略进行验证,系统由电流环与速度环嵌套而成,电流环与速度环均采用比例积分控制。储纬器在实际工作时,参考速度由储纱鼓上纬纱余量来调节。在本实验中,简化系统模型,速度环的参考速度由人为设定。无位置传感器控制框图如图10所示。

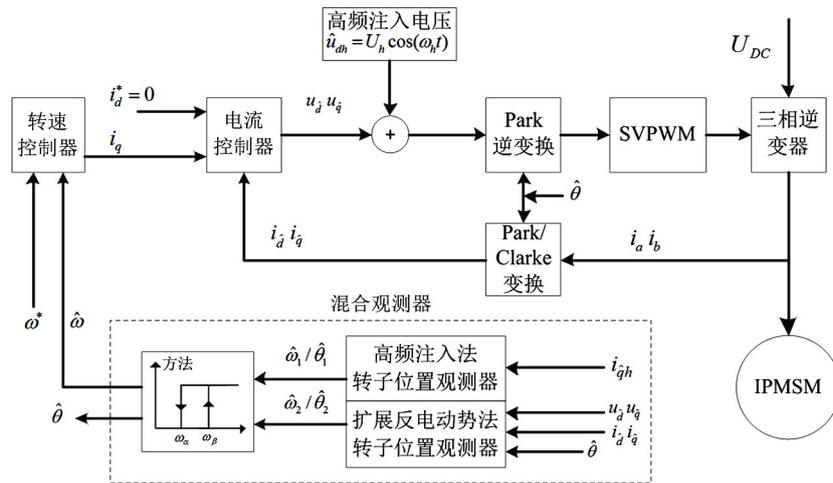


图 10 无位置传感器控制框图

储纬器内嵌式永磁同步电机参数为额定功率 150 W, 额定电流 2 A, 额定电压 78 V, 定子电阻 0.5 Ω, d 轴电感 1.3 mH, q 轴电感 2 mH, 极对数为 2。三相逆变器接入直流电压 100 V。储纬器电机的最大转速为 6000 r/min, 储纱鼓一圈周长为 0.4 m, 换算成供纬速度为 2400 m/min。实验设备储纬器电机如图 11 所示。

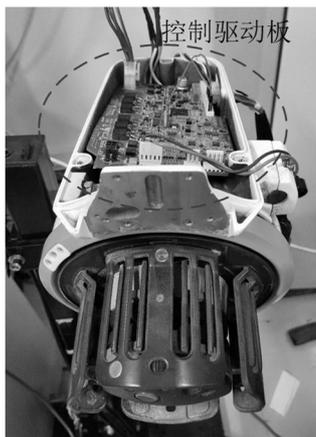


图 11 储纬器内嵌式永磁同步电机

本实验选择 STM32F103VBT6 单片机作为主控芯片实现算法。脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 开关频率设为 14.4 kHz, 电流环采样时间为 69 μs, 速度环采样时间为 500 μs。高频注入法的注入高频电压幅值为 15 V, 注入高频频率为 720 Hz。极性判断法注入脉冲电压矢量幅值为 18 V, 脉冲时间宽度为 700 μs。本文滤波器均采用巴特沃斯一阶滤波器设计。高频注入法中带通滤波器截止

频率选择为 670 Hz ~ 770 Hz, 低通滤波器截止频率选择为 100 Hz。

初始位置估计是否准确直接决定电机是否可以成功启动。通过理论分析, 高频注入法可以在电机静止时估计电机的转子位置。当电机置于实际位置 90° 与 -90° 时, 初始位置给定 80°, 验证角度估计算法实验。要求算法在 0.07 s 内完成初始位置估计, 给定 0.015 s 内完成极性判断, 结合高频注入法与极性判断法, 整个估计过程完成时间为 0.085 s。从图 12、13 可见, 初始位置估计误差在 5° 以内, 极性判断准确。

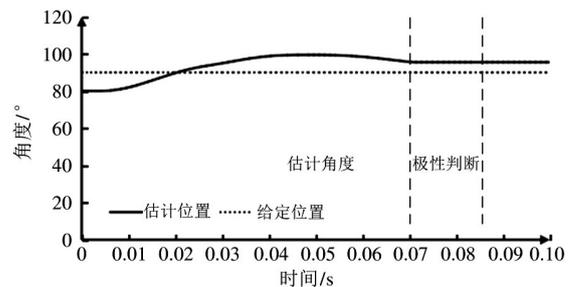


图 12 90° 位置时估计位置

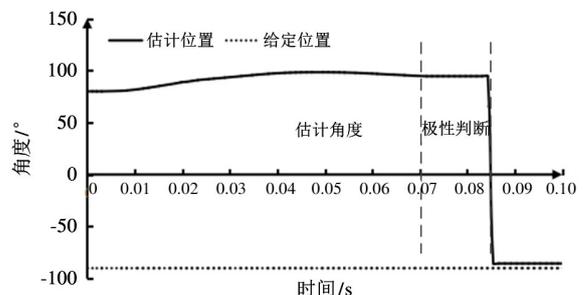


图 13 -90° 位置时估计位置

根据储纬器电机与纺机之间配合调速范围要求,储纬器电机需要满足在全速域都保持转速稳定,以下为储纬器电机转速调试。当织机低速 80 r/min 运行时,按照 5 圈为一纬计算,储纬器电机需要稳速控制在 400 r/min。设定储纬器电机转速为低速 400 r/min,验证高频注入法在低速运行情况,实验结果如图 14 所示。电机启动较快,转速首次达到给定转速后虽有超调,但估计算法可快速响应将转速收敛至给定转速并保持电机稳速运行,稳定状态转速估计误差在 4% 以内,表明高频注入法在低速域可行。

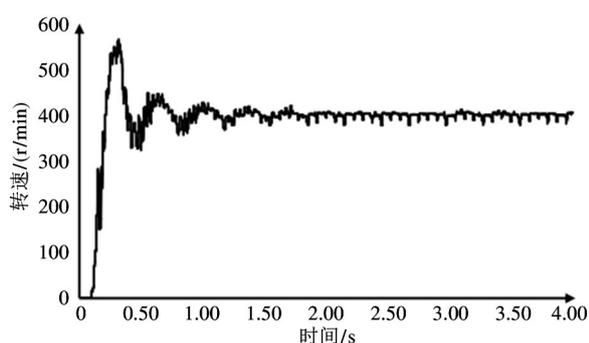


图 14 400 r/min 时估计转速

当织机在高速纺织工作时,储纬器电机需要高速运行配合引纬工作,则要求储纬器电机能够在高速运行时保持转速稳定。当织机高速 800 r/min 运行时,按照 5 圈为一纬计算,储纬器电机稳速需要控制在 4000 r/min。高速运行实验结果如图 15 所示,高速运行时估计转速稳定,转速估计误差保持在 0.7% 以内,表明扩展反电动势法在高速时有效可行。

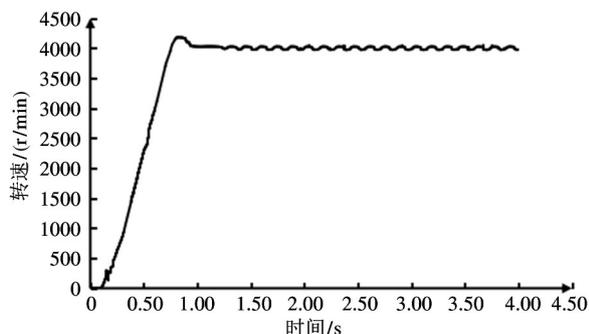


图 15 4000 r/min 时估计转速

根据储纱鼓纬纱余量的要求,当纺机在开始工作后储纬器电机需要快速启动补充纬纱,避免纬纱余量不足或断纱而引起织机停机的风险。当纺机停止工作时,储纬器也需要迅速减速响应,避免纬纱余量过多而引起的积纱问题。假定织机布幅宽 1.8 m,储纱鼓周长为 0.4 m,需要 5 圈纬纱为一纬,即织机轴电机转一圈储纬器电机需要转 5 圈。储纱鼓预绕 40 圈给予储纬器电机启动缓冲时间。假定储纬器电机启动加速为匀加速度。当织机高速 1000 r/min 运行时,储纬器电机从静止加速到 5000 r/min,通过理论计算储纱鼓纬纱余量用尽时间为 0.96 s,即要求储纬器电机在 0.96 s 内达到工作速度供上纬纱。减速过程同理计算,减速时间要求为 1.1 s。

在本次储纬器电机的加速实验中,设定电机从静止快速启动加速到 5000 r/min,保持稳速运行一段时间后,再减速到 200 r/min。为了缩短加减速时间,本实验采用变加速度模式,在低速段设定较小的速度斜坡,设定较小的电流限制;在高速时设定较大速度斜坡,调大电流限幅。实验结果如图 16 所示,从实验数据可得,电机从静止加速到初次达到给定转速时间约为 0.7 s,小于 0.96 s 理论计算时间,满足储纬器电机加速时间要求。减速过程约为 1 s,亦满足减速时间要求。通过实验结果验证储纬器电机有较快的响应时间,满足储纱鼓纬纱保持一定余量的加减速时间要求。

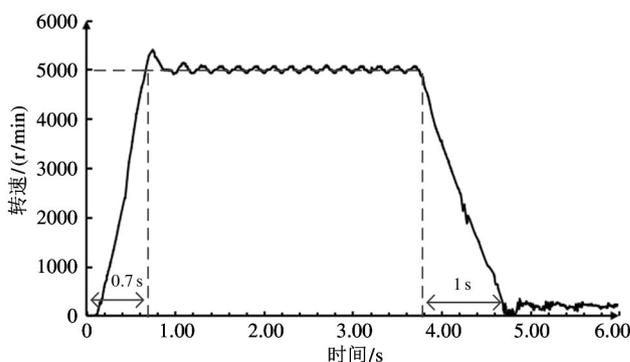


图 16 加减速过程估计转速

8 结论

针对储纬器内嵌式永磁同步电机在纺织车间的应用,为解决传感器带来的困扰,本文提出一种无位

置传感器矢量控制技术。结合不同方法在不同速度域的优缺点,本文采用混合方法实现储纬器电机在全速域的位置传感器控制。通过实验表明,高频注入法配合极性判断法可准确判断转子初始位置且可成功速度闭环启动。高频注入法与扩展反电动势法分别可在低速与中高速时准确估计转子位置与速度。在加减速度过渡区间采用单滞环策略实现2种方法平滑切换。储纬器电机加减速度过程时间短,满足储纱鼓纬纱保持有余量的工作要求。但是本文只通过简单模型实现功能要求,下一步还需要配合纺机设备完成整个系统的调试,验证所提出控制策略的可行性。

参考文献

- [1] DUTTA R, RAHMAN M F. Design and analysis of an interior permanent magnet machine with very wide constant power operation range[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, 23(1): 25-33
- [2] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(16): 76-88
- [3] CARUANA C, ASHER G M, BRADLEY K J, et al. Flux position estimation in cage induction machines using synchronous HF injection and Kalman filtering[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(5): 1372-1378
- [4] LUO X, TANG Q, SHEN A, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(4): 2294-2303
- [5] LI N, DONG L, YOU Y, et al. Initial rotor position estimation of IPMSM based on improved rotating high frequency signal injection[C]//2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Beijing, China, 2014: 1-4
- [6] SZABÓ G, VESZPRÉMI K. Sensorless vector control of induction machine using high frequency synchronous injection[C]//2019 International IEEE Conference and Workshop in óbuda on Electrical and Power Engineering (CANDO-EPE), Budapest, Hungary, 2019: 61-66
- [7] REIGOSA D, FERNANDEZ D, TANIMOTO T, et al. Comparative analysis of BEMF and pulsating high-frequency current injection methods for PM temperature estimation in PMSMs[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(5): 3691-3699
- [8] REIGOSA D, FERNANDEZ D, YOSHIDA H, et al. Permanent magnet temperature estimation in PMSMs using pulsating high frequency current injection [C] // 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, USA, 2014: 5198-5205
- [9] KIM D, KWON Y C, SUL S K, et al. Suppression of injection voltage disturbance for high-frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced high-frequency current ripple[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2016, 52(1): 302-312
- [10] LI C, WANG G, ZHANG G, et al. Adaptive pseudorandom high-frequency square-wave voltage injection based sensorless control for SynRM drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(3): 3200-3210
- [11] MYNAR Z, VACLAVEK P, BLAHA P. Synchronous reluctance motor parameter and state estimation using extended kalman filter and current derivative measurement [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(3): 1972-1981
- [12] ZERDALI E, BARUT M. The comparisons of optimized extended Kalman filters for speed-sensorless control of induction motors[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(6): 4340-4351
- [13] XU W, QU S, ZHAO L, et al. An improved adaptive sliding mode observer for middle-and high-speed rotor tracking[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(1): 1043-1053
- [14] ZAKY M S, METWALLY M K, AZAZI H, et al. A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(9): 6901-6911
- [15] VAZIFEHDAN M, ZARCHI H A, KHOSHHAHA M A. Sensorless vector control of induction machines via sliding mode control based model reference adaptive system[C] //2020 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Tabriz, Iran, 2020: 1-6
- [16] BENLALOU I, DRID S, CHRIFI-ALAOUI L, et al. Implementation of a new MRAS speed sensorless vector con-

- trol of induction machine [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, 30(2): 588-595
- [17] 王高林, 张国强, 贵献国, 等. 永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(24): 103-109
- [18] LI J, YANG X X, ZHOU M Q. Full speed range hybrid sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on weighting dual EKF and signal injection[C] // 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, 2019: 1-6
- [19] MOHAMED M, SAID H, MHAMED L, et al. New hybrid sensorless speed of a non-salient pole PMSG coupled to wind turbine using a modified switching algorithm[J]. *ISA Transactions*, 2019, 94: 187-199
- [20] 陈树新, 潘式正. 储纬器及其性能述评[J]. *纺织学报*, 1989, 10(1): 43-45
- [21] 阮毅. 电力拖动自动控制系统: 运动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016: 235
- [22] 贾洪平, 贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电动机转子初始位置检测研究[J]. *中国电机工程学报*, 2007, 27(15): 15-20
- [23] CHEN Z, TOMITA M, ICHIKAWA S, et al. Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force [C] // The 35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Rome, Italy, 2000, 3: 1814-1819
- [24] MORIMOTO S, KAWAMOTO K, SANADA M, et al. Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, 38(4): 1054-1061

Research of sensorless velocity control method of weft feeder in full speed range

XU Jianming, WANG Yuanchao, ZHANG Yuxuan

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023)

Abstract

In order to solve the sensorless velocity control problem of weft feeder motor, a sensorless vector control method in full speed range is proposed, which adopts the control strategy of combining pulse vibration of high frequency injection method with extended back electromotive force method. When the motor is stationary, the high-frequency injection method and polarity judgment method are used to accurately estimate the initial position and start the motor speed in closed loop. When running to medium speed, the estimation algorithm is switched to the extended back electromotive force method to estimate the rotor position and speed. Hysteresis switching strategy is adopted in the speed switching interval during acceleration and deceleration. The feasibility of the motor vector control in the full speed range is verified by experiments, and it meets the working requirements of the weft feeder motor cooperating with the loom.

Key words: weft feeder, permanent magnetic synchronous motor (PMSM), sensorless control, high frequency injection method, extended back electromotive force method