

空调压缩机低速无位置传感器控制策略

刘细平,丁卫中,袁长征,蔡少文

(江西理工大学 电气工程与自动化学院,江西 赣州 341000)

摘要: 由于空调压缩机内部含有腐蚀性制冷剂,无法安装位置传感器,传统的恒流频比(I/f)方法在中、高速以下运行时,存在控制精度低、响应慢等问题。针对这一问题,提出了基于脉振高频正弦电压注入策略。通过对电流信号进行处理,获取得到转子位置、磁极方向信息。引用了锁相环(PLL)位置跟踪策略以降低对电机参数与检测精度的依赖性。为检测出转子磁极方向,提出了一种对正、负半轴的直轴高频电流信号分别进行积分、比较的转子磁极方向识别策略。仿真与实验结果表明该方法能在低速条件下对转子位置快速跟踪,鲁棒性强。

关键词: 空调压缩机;脉振高频正弦电压;锁相环;磁极方向识别;直轴高频电流积分

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20191

Low Speed No-position Sensor Control Strategy for Air Conditioning Compressor

LIU Xiping, DING Weizhong, YUAN Changzheng, CAI Shaowen

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, Jiangxi, China)

Abstract: Since the air conditioner compressor contains corrosive refrigerant inside, the position sensor cannot be installed. When the conventional constant current frequency ratio (I/f) method is operated below the medium and high speed, there are problems such as low control precision and slow response. Aiming at this problem, a high frequency sinusoidal voltage injection strategy based on pulse vibration was proposed. The rotor position and magnetic pole direction information were obtained by processing the current signal. The phase-locked loop (PLL) position tracking strategy was cited to reduce the dependence on the motor parameters and detection accuracy. In order to detect the rotor pole direction, a rotor pole direction identification strategy was proposed in which the direct-axis high-frequency current signal for the positive and negative half-axis was separately integrated and compared. The simulation and experimental results show that the proposed method can track the rotor position quickly under low speed conditions and has strong robustness.

Key words: air conditioning compressor; pulsed high frequency sinusoidal voltage; phase locked loop (PLL); magnetic pole direction identification; direct axis high frequency current integral

空调压缩机由于内部含有高强度的腐蚀性制冷剂,无法安装位置传感器,常用 I/f 控制策略对 IPMSM 进行位置开环启动及低速运行,电机运行到中高速时,利用永磁同步电机的反电势估算转子的位置与转速信息^[1],常用的获取反电势方法有滑膜观测器^[2]方法、模型参考自适应^[3]方法、扩展卡尔滤波^[4]方法。 I/f 控制方法存在低速无法进行位置闭环的缺点,易导致永磁同步电机运行过程中发生失步,无法实现大负载启动。

当电机运行在零速或低速条件下时,有用的反电势信号信噪比非常低,从而利用反电势获取转子位置与转速信息在电机零速与低速时失败。为了能够在低速甚至零速条件下获得转子位置的信息,高频信号注入法是解决该问题的一个有效方法^[5]。其基本思想是把一个高频电压信号叠加到基波信号上,共同施加给永磁同步电机的三相绕组,相应的高频信号中含有转子位置信息,采用带通滤波器可以将基波信号滤出,通过信号

基金项目: 国家自然科学基金(51267006,51267003);江西省自然科学基金(20151BBE50109;20153BCB23012;GJJ160598);江西省教育厅科技计划(GJJ12332)

作者简介: 刘细平(1976—),男,博士,教授,Email:liuxp211@163.com

解调,再经低通滤波就可以得到转子位置信息。目前,常用的高频注入信号主要包括旋转高频电压信号^[6-8]和脉振高频电压信号^[9-11]。目前,旋转高频电压信号和脉振高频电压信号两种磁极方向辨识算法执行时间长^[12-13],电机在运行时,将导致得到的转子位置滞后,且在实际应用中,由于采样精度与频率受限制,检测难度大。

为了克服上述方法的缺点,提出了一种新的判别磁极方向的方法,通过对高频模型下的直轴高频的正负半轴电流分别进行积分,根据积分值的大小判断出转子磁极方向。仿真与实验结果表明上述提出的方法简单可靠,易于实现。

1 脉振高频正弦电压激励下的三相PMSM的电流响应

图1为实际与估算的同步旋转坐标系示意图。

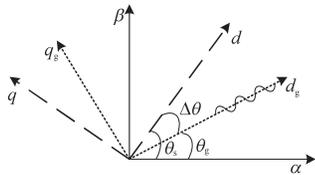


图1 实际与估算的同步旋转坐标系示意图
Fig.1 The schematic of the actual and estimated synchronous rotating coordinate system

如图1所示,首先建立了以转子N极方向进行定向的实际的 $d-q$ 坐标系,转子磁极位置N极方向与 $\alpha-\beta$ 坐标系的 α 轴之间角度为 θ_s , θ_g 为算法跟踪收敛得到的角度, d_g-q_g 坐标系为以 θ_g 进行解耦定位的估算的旋转坐标系,记实际 $d-q$ 坐标系与估算的 d_g-q_g 坐标系的角差为 $\Delta\theta=\theta_s-\theta_g$ 。

当 d_g-q_g 坐标系的 d_g 轴方向注入信号为 $u_g=u_m \cdot \cos(\omega_c t)e^{j\theta_g}$ 。分配到实际的 $d-q$ 坐标系的电压为

$$\begin{cases} u_d = u_m \cos(\omega_c t) \cos\Delta\theta \\ u_q = -u_m \cos(\omega_c t) \sin\Delta\theta \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_m 为注入电压信号的峰值; ω_c 为注入的正弦波频率。

由式(1)可以看出,当注入的正弦波频率 ω_c 足够大,即感抗远大于阻抗时,可忽略电阻上的电压,电机转速为0时,实际的 $d-q$ 坐标系的 d 轴与 q 轴电压可化简为

$$\begin{cases} u_g \cos(\omega_c t) \cos\Delta\theta = L_d \frac{d}{dt} i_d \\ -u_g \cos(\omega_c t) \sin\Delta\theta = L_q \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (2)$$

对式(2)右边的电流 di_d, di_q 进行积分得到:

$$\begin{cases} i_d = \frac{u_g \cos(\Delta\theta)}{\omega_c L_d} \sin(\omega_c t) \\ i_q = -\frac{u_g \sin(\Delta\theta)}{\omega_c L_q} \sin(\omega_c t) \end{cases} \quad (3)$$

根据式(3)的 d, q 轴电流可得到合成的高频定子电流 i_c ,即

$$i_c = \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{\omega_c} \left[\frac{\cos(\Delta\theta)}{L_d} - j \frac{\sin(\Delta\theta)}{L_q} \right] \quad (4)$$

将式(4)转换变型为指数形式可得:

$$i_c = \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{2\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d)e^{-j\Delta\theta} + (L_q - L_d)e^{j\Delta\theta}] \quad (5)$$

式中: L_q, L_d 分别为 q, d 轴方向电感。

高频定子电流 i_c 在 d_g-q_g 坐标系上的电流 i_c^g 的表达式为

$$\begin{aligned} i_c^g &= i_c \cdot e^{j\Delta\theta} \\ &= \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{2\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d) + (L_q - L_d)e^{j2\Delta\theta}] \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可知, i_g^d 与 i_g^q 为高频正弦信号,且幅值都与 $\Delta\theta$ 相关。当算法估算角度收敛到实际的永磁体N极方向所在位置,即 $\Delta\theta$ 等于0时,可以对 i_g^q 做特殊的处理,即可提取出转子的位置信号。

2 转子位置估算方法

2.1 利用Arctan函数的转子位置估算方法

将 i_c^g 从 d_g-q_g 坐标到 $\alpha-\beta$ 坐标进行变换,得到电流响应 i_c^j 为

$$\begin{aligned} i_c^j &= i_c^g e^{j\theta_g} \\ &= \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{2\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d)e^{j\theta_g} + (L_q - L_d)e^{j(2\Delta\theta + \theta_g)}] \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可知, i_c^j 为高频正弦波形,频率与注入的电压信号频率相等,通过注入 $\sin(\omega_c t)$ 信号可对电流 i_c^j 解调:

$$\begin{aligned} i_c^j \sin(\omega_c t) &= \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d)e^{j\theta_g} + (L_q - L_d)e^{j(2\Delta\theta + \theta_g)}] \\ &\quad [1 - \cos(2\omega_c t)] \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可知,经过解调后的方程右边由两项组成:一项为关于估算偏差 $2\Delta\theta$ 的常量;另一项频率为注入电压信号频率的两倍的高频余弦信号。于是可通过一阶低通滤波器滤出高频余弦信号,得到关于估算偏差 $2\Delta\theta$ 的常量。对式(8)进行低通滤波后得到:

$$\text{LPF}[i_c^i \sin(\omega_c t)] = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} \frac{1}{[(L_q + L_d)e^{j\theta_g} + (L_q - L_d)e^{j(2\Delta\theta + \theta_g)}]} \quad (9)$$

由式(9)可得到经过滤波后的 α - β 轴坐标系下的 $i_{\alpha\text{-LPF}}$ 与 $i_{\beta\text{-LPF}}$,即

$$\begin{cases} i_{\alpha\text{-LPF}} = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d)\cos\theta_g + (L_q - L_d)\cos(2\Delta\theta + \theta_g)] \\ i_{\beta\text{-LPF}} = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d)\sin\theta_g + (L_q - L_d)\sin(2\Delta\theta + \theta_g)] \end{cases} \quad (10)$$

若给 $\theta_g=0$ 方向注入信号 $u_g=u_m\cos(\omega_c t)e^{j\theta_g}$ 时,有:

$$\begin{cases} i_{\alpha1\text{-LPF}} = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d) + (L_q - L_d)\cos(2\theta_g)] \\ i_{\beta1\text{-LPF}} = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} (L_q - L_d)\sin(2\theta_g) \end{cases} \quad (11)$$

若给 $\theta_g=\pi/2$ 方向注入信号 $u_g=u_m\cos(\omega_c t)e^{j\theta_g}$ 时,有:

$$\begin{cases} i_{\alpha2\text{-LPF}} = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} (L_q - L_d)\sin(2\theta_g) \\ i_{\beta2\text{-LPF}} = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d) - (L_q - L_d)\cos(2\theta_g)] \end{cases} \quad (12)$$

由式(11)、式(12)得到:

$$\begin{cases} i_{\alpha1\text{-LPF}} - i_{\beta2\text{-LPF}} = \frac{u_m}{2\omega_c L_d L_q} (L_q - L_d)\cos(2\theta_g) \\ i_{\alpha2\text{-LPF}} + i_{\beta1\text{-LPF}} = \frac{u_m}{2\omega_c L_d L_q} (L_q - L_d)\sin(2\theta_g) \end{cases} \quad (13)$$

对式(13)进行变型可得:

$$\begin{cases} \sin(2\theta_g) = \frac{2\omega_c L_d L_q}{u_m (L_q - L_d)} (i_{\alpha2\text{-LPF}} + i_{\beta1\text{-LPF}}) \\ \cos(2\theta_g) = \frac{2\omega_c L_d L_q}{u_m (L_q - L_d)} (i_{\alpha1\text{-LPF}} - i_{\beta2\text{-LPF}}) \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可以看出,利用Arctan函数即可计算出永磁体的转子位置角度,即

$$\theta_g = \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{i_{\alpha1\text{-LPF}} + i_{\beta2\text{-LPF}}}{i_{\alpha1\text{-LPF}} - i_{\beta2\text{-LPF}}} \right) + \text{sign}(i_{\alpha1\text{-LPF}} - i_{\beta2\text{-LPF}}) \pi \right] \quad (15)$$

其中 $\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & 0 \leq x \\ 0 & 0 > x \end{cases}$

利用Arctan函数计算转子位置角度存在的缺点:该方法属于开环控制,受电流检测周期与精度的影响大,抗干扰性差,因而易受基波电流

的影响,只适用于电机静止时的情况,具有局限性,且导致估算出的转子位置角度不平滑与高频抖动。

2.2 基于锁相环的转子位置估计方法

正如前文所述,鉴于利用Arctan函数计算转子位置的方法的局限性与缺点,提出了基于锁相环(PLL)获得转子位置的方法。图2为控制系统的结构原理图。图2中 $T^{-1}(\theta_g)$ 为反Park变换; $T(\theta_g)$ 为Park变换;SVPWM-VSI为逆变器驱动模块; $T_{3s/2s}$ 为Clarke变换;LPF为低通滤波器。

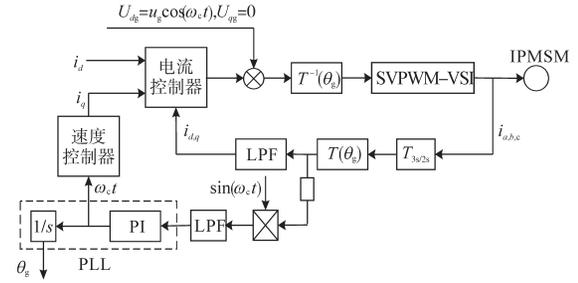


图2 基于PLL获得转子位置角度的系统结构原理图

Fig.2 Schematic diagram of the system structure for obtaining the position angle of permanent magnets based on PLL

利用欧拉公式,由式(6)可得到 i_g^q 与 i_g^d ,即

$$\begin{cases} i_g^q = \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{2\omega_c L_d L_q} [(L_q - L_d)\sin(2\Delta\theta)] \\ i_g^d = \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{2\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d) + (L_q - L_d)\cos(2\Delta\theta)] \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知, q 轴电流 i_g^q 为幅值受估算偏差 $2\Delta\theta$ 的正弦值影响的正弦信号,且当 $2\Delta\theta$ 为0或 π 的整数倍时, i_g^q 幅值为0。

对式(16)的 d_g - q_g 坐标系下的 q 轴电流作 $i_g^q \sin(\omega_c t)$ 调解可得:

$$i_g^q \sin(\omega_c t) = \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} (L_q - L_d) \sin(2\Delta\theta) \cdot [1 - \cos(2\omega_c t)] \quad (17)$$

经过解调后的式(17)右边由两项组成:一项为关于估算偏差 $2\Delta\theta$ 的常量;另一项为频率为注入电压信号频率的两倍的高频余弦信号。可通过一阶低通滤波器滤出高频余弦信号,得到关于估算偏差 $2\Delta\theta$ 的常量。对式(17)的解调后的信号的进行低通滤波后得到:

$$\begin{aligned} f(\Delta\theta) &= \text{LPF}[i_g^q \sin(\omega_c t)] \\ &= \frac{u_m}{4\omega_c L_d L_q} (L_q - L_d) \sin(2\Delta\theta) \end{aligned} \quad (18)$$

当 $\sin(2\Delta\theta)$ 足够小时,可认为 $2\Delta\theta \approx \sin(2\Delta\theta)$,经过

如图3所示的锁相环模块,即可收敛得到转子的位置与转速。

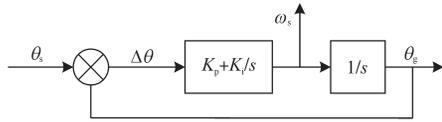


图3 锁相环模块

Fig.3 Phase-locked loop module

根据图3可得到由 θ_s 到 θ_g 的传递函数 $G(s)$, 即

$$G(s) = \frac{\theta_g}{\theta_s} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (19)$$

其中 $\xi = \sqrt{K_i}$ $\omega_n = K_p \sqrt{1/(4K_i)}$

式中: ξ 为阻尼系数; ω_n 为角速度, 决定 PI 调节器的带宽; K_p, K_i 为 PI 调节器的参数。

当输入信号的角频率在 0 以上且 ω_n 以下时, 锁相环能快速地跟随输入信号的幅值与频率, 否则跟随失败; ξ 主要影响的是传递函数的动态性能, 且 $\xi=1$ 时, 为临界阻尼状态。

3 转子磁极方向识别

目前常用的转子磁极方向识别有两种方法: 一种是在估算得到的转子位置的正、反方向施加幅值相等、时间相同的电压, 通过检测出两种情况下的直轴电流, 电流峰值大的即为磁极正方向; 另一种是在估算得到的转子位置正、反方向施加幅值相等、时间相同的电压, 检测出两种情况下, 直轴电流从稳态值衰减至 0 时所用的时间, 时间较小的为磁极的正方向。上述两种方法有 2 个缺点: 1) 电流过零点时有震荡, 易导致采样得到的结果存在误差; 2) 对采样电路要求高, 抗干扰性差, 增加了硬件成本; 为克服以上缺点, 提出了通过对高频模型下直轴高频的正、负半轴电流分别进行积分, 并根据积分值的大小判断出转子磁极方向的方法。

当电机转子的初始位置在特殊位置时, 即式(18)中 $\sin(2\Delta\theta)$ 等于 0 时, $\Delta\theta=0, \pm\pi/2, \pi$ 中仅当 $\Delta\theta=0$ 时, 估算的转子位置与实际位置相同, 当 $\Delta\theta$ 不等于 0 时, 电机必然会启动失败, 只有通过正确辨别出转子的极性, 才能使电机顺利启动。

当 $\Delta\theta=\pm\pi/2$ 时, 即估算的转子位置与实际转子位置之间角度为 90° , 从而无法利用定子电流的非线性磁化识别转子极性。图 4 为特殊位置排除方法流程图, 可避免 $\Delta\theta=\pm\pi/2$ 。

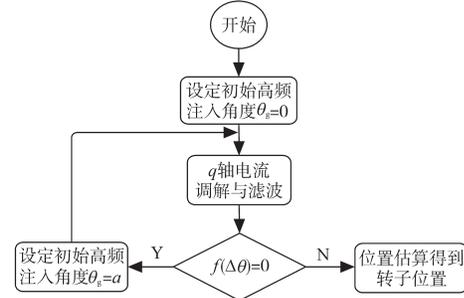


图4 特殊位置排除流程图

Fig.4 Flowchart of special location exclusion

特殊位置排除方法具体实施步骤为:

- 1) 设定初始高频注入角度为 0;
- 2) 采样得到的相电流经矢量变换得到 q 轴电流, q 轴电流信号经调解与滤波得到 $f(\Delta\theta)$;
- 3) 判断 $f(\Delta\theta)$ 是否为 0, 如果是 0 则跳转至步骤 1), 并改变初始高频注入角度 a, a 不等于 0, $\pm\pi/2, \pi$ 之外的任意一个角度。否则执行步骤 4);
- 4) 位置估算得到转子位置信息。即可开始进行转子极性识别。

式(16)中的 d 轴高频响应电流为

$$i_{g-d} = \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{2\omega_c L_d L_q} [(L_q + L_d) + (L_q - L_d) \cos(2\Delta\theta)] \quad (20)$$

因 $f(\Delta\theta)$ 收敛于 0, 即 $\Delta\theta=0$ 或 π 。则 $\cos(2\Delta\theta)=1$, 则估算同步旋转坐标系下的 d 轴高频电流响应可表示为

$$i_{g-d} = \frac{u_m \sin(\omega_c t)}{\omega_c L_d} \quad (21)$$

当 $f(\Delta\theta)$ 收敛于 0 时, 估算得到的转子位置角度与实际的转子位置角度之差有两种情况: 第一种为 $\theta_g=\theta_s$; 第二种为 $\theta_g=\theta_s+\pi$ 。下面分别分析两种情况下估算同步旋转坐标系下的 d 轴高频电流响应。

情况 1: $\theta_g=\theta_s$ 。当 $0<\omega_c t<\pi$ 时, 相电流生成的磁链与转子的永磁体的 N 极方向一致, 此时磁路产生饱和, d 轴电感减小, d 轴高频响应电流增大; 当 $\pi<\omega_c t<2\pi$ 时, 相电流生成的磁链与转子的永磁体的 N 极方向相反, 此时磁路退出饱和, 即 d 轴电感增大, d 轴高频响应电流减小。 d_g-q_g 坐标系下的 i_{g-d} 波形如图 5 所示。

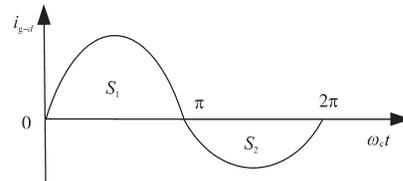


图5 $\theta_g=\theta_s$ 时的电流波形

Fig.5 Current waveform when $\theta_g=\theta_s$

i_{g-d} 在区间 $[0, \pi]$ 与区间 $[\pi, 2\pi]$ 分别与 x 轴围成的面积为 S_1, S_2 , 且 $S_1 > S_2$, 其中 S_1, S_2 为

$$\begin{cases} S_1 = \int_0^{\pi} i_{g-d} dt \\ S_2 = \int_{\pi}^{2\pi} i_{g-d} dt \end{cases} \quad (22)$$

根据式(22)对正、负半轴的 d 轴高频响应电流分别积分, 当 $S_1 > S_2$ 时, 则 $\theta_g = \theta_s$, 即可识别转子极性。

情况 2: $\theta_g = \theta_s + \pi$ 。当 $\pi < \omega_c t < 2\pi$ 时, 相电流生成的磁链与转子的永磁体的 N 极方向一致, 此时磁路产生饱和, 导致 d 轴电感减小, d 轴高频响应电流增大; 当 $0 < \omega_c t < \pi$ 时, 相电流生成的磁链与转子的永磁体的 N 极方向相反, 此时磁路退出饱和, 即 d 轴电感增大, d 轴高频响应电流减小。估计同步旋转坐标系下的 i_{g-d} 波形如图 6 所示。 i_{g-d} 在区间 $[0, \pi]$ 与区间 $[\pi, 2\pi]$ 分别与 x 轴围成的面积为 S_1, S_2 , 且 $S_1 < S_2$, 即当 $S_1 < S_2, \theta_g = \theta_s + \pi$ 。

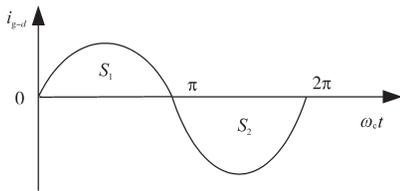


图 6 $\theta_g = \theta_s + \pi$ 时的 i_{g-d} 电流波形
Fig.6 i_{g-d} current waveform when $\theta_g = \theta_s + \pi$

4 仿真与实验结果分析

4.1 仿真结果分析

通过 Matlab/Simulink 搭建仿真模型, 设定仿真参数为: 电机三相内置式永磁同步电机, 电阻 $R = 0.02525 \Omega$, 交轴电感 $L_q = 0.00109 \text{ H}$, 直轴电感 $L_d = 0.000573 \text{ H}$, 极对数 $p = 6$; 三相逆变器端电压为 48 V , 开关频率为 10 kHz 。注入的高频电压信号幅值为 5 V , 频率为 1 kHz , 初始注入角度为 0 。为了验证改进后的转子位置估算方法的实用性与抗干扰性, 在仿真过程中, 电机启动时, 给定速度为 100 r/min , 在 0.2 s 时突加负载 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$, 在 0.5 s 时突然给定速度为 -100 r/min , 图 7 为利用 Arctan 函数的转子位置估算方法得到的转子位置图, 图 8 为利用 Arctan 函数的转子位置估算方法得到的位置估算误差图, 图 9 为基于锁相环的位置估算方法得到的转子位置图, 图 10 为基于锁相环的转子位置估算误差图。

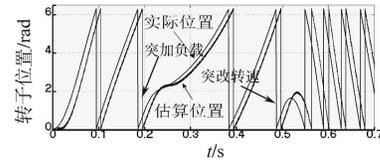


图 7 利用 Arctan 函数的转子位置估算方法得到的转子位置
Fig.7 Rotor position obtained by the rotor position estimation method with Arctan function

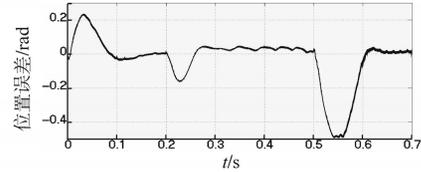


图 8 利用 Arctan 函数的转子位置估算方法得到的位置估算误差
Fig.8 Position estimation error obtained by the rotor position estimation method with Arctan function

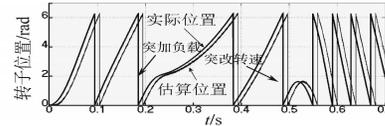


图 9 基于锁相环的位置估算方法得到的转子位置图
Fig.9 Rotor position based on the position estimation method with the phase-locked loop

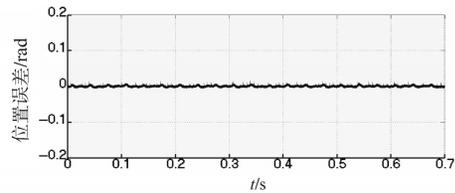


图 10 基于锁相环的转子位置估算误差
Fig.10 Rotor position estimation error based on phase-locked loop

仿真结果分析: 由图 7、图 8 可知, 利用 Arctan 函数的转子位置估算方法在电机启动过程中、突加负载、电机突然给定反向速度时, 估算误差较大, 抗干扰性较差, 且在稳定运行时, 估算出的位置角度滞后, 对于干扰较多且要求动态响应快的场合不适宜应用。由图 9、图 10 可知, 基于锁相环的位置估算方法在启动过程中、突加负载、电机突然给定反向速度时, 估算误差角度接近 0 , 抗干扰性强, 且在稳定运行时, 估算出的位置角度不滞后。

4.2 实验结果分析

4.1 节已经对基于高频电压信号注入法的无位置传感器控制策略进行了理论分析与仿真研究, 本节对所提出利用锁相环策略的转子位置估算方法进行了实验验证, 控制芯片采用 TI 公司的

TMS320F28035 芯片,空调压缩机内的永磁同步电机参数为: $P=800\text{ W}$,极对数 $p=6$,额定电压 48 V ,额定电流 15 A ,定子电阻 $0.232\ \Omega$ 。PWM 开关载频 10 kHz ,死区时间 $3\ \mu\text{s}$ 。逆变器桥臂采用并联 MOSFET 的方式增大过流能力。采用 $i_d=0$ 的策略,速度环和电流环都采用传统 PI 进行调节。实验平台如图 11 所示。

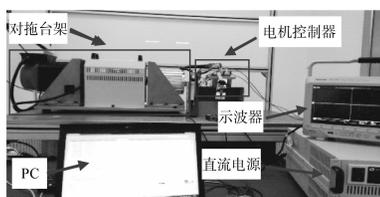


图 11 压缩机低速无位置传感器控制实验平台
Fig.11 Experimental platform of compressor with low speed position sensorless control

实验结果分析:实验设定转速为 10 r/min ,图 12、图 13 分别为空载、负载 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 的运行工况实验波形图,由图 12、图 13 可知,基于锁相环的位置估算方法得到的转子位置波形较平滑,估算出的位置波形基本可以与实际的位置波形重合。

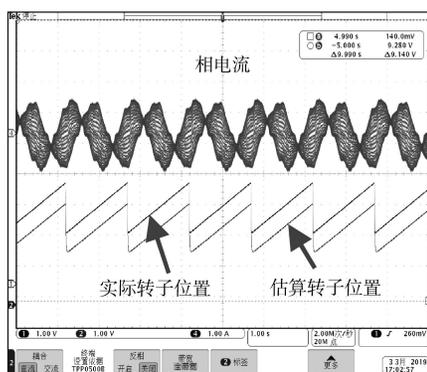


图 12 空载实验波形图
Fig.12 The test waveforms with no-load

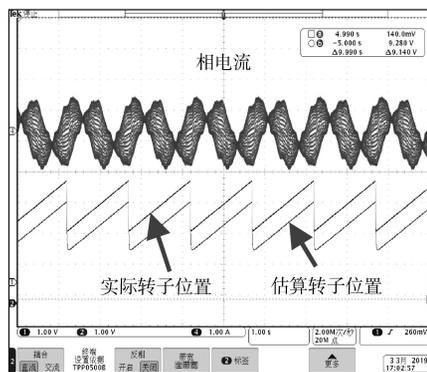


图 13 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载实验波形图
Fig.13 The test waveforms with load of $5\text{ N}\cdot\text{m}$

5 结论

针对压缩机内置式永磁同步电机低速位置开环运行时响应慢、无法大功率启动、控制精度低等问题,通过分析内置式永磁同步电机在脉振高频正弦电压下的高频电流响应模型,提出了一种基于锁相环策略的转子位置估算方法,为了使电机可靠、稳定的启动,提出了一种利用 d 轴的高频响应电流进行积分的初始磁极方向识别方法,该方法对采样精度要求较低,算法执行时间短。为了验证提出的方法,搭建了仿真模型与实验平台,仿真与实验结果证明了所提出方法的有效性。

参考文献

- [1] 黄守道,高剑,肖磊,等. 压缩机用内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2013,28(5):183-187.
- [2] 周华伟,温旭辉,赵峰,等. 基于内膜的永磁同步电机滑膜电流解耦控制[J]. 中国电机工程学报,2012,32(15):92-95.
- [3] 张兴华. 永磁同步电机的模型参考自适应反步控制[J]. 控制与决策,2008,23(3):341-345.
- [4] 张猛,肖曦,李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报,2007,27(36):36-40.
- [5] 李毅拓,陆海峰,瞿文龙,等. 一种新颖的永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 中国电机工程学报. 2013,33(3):78-80.
- [6] 张伯泽,阮毅. 基于高频旋转电压注入的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用,2016,43(7):12-16.
- [7] 寿利宾,袁登科. 基于高频旋转电压信号注入的 IPMSM 无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用,2014,41(12):10-14.
- [8] Wang Gaolin, Yang Rongfeng, Xu Dianguo, et al. DSP-based control of sensor-less IPMSM drives for wide-speed-range operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2):720-727.
- [9] 王高林,杨荣峰,于泳,等. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(30):93-98.
- [10] 王志新,林环城,陆斌锋,等. 脉振高频电压注入 PMSM 凸极特性实验检测研究[J]. 电机与控制学报,2015,19(3):21-23.
- [11] 刘颖,周波,冯瑛,等. 基于脉振高频注入 SPMSM 低速无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2012,27(7):140-144.
- [12] 王冉珺,刘恩海. 永磁同步电机初始位置的检测方法[J]. 电机与控制学报,2012,16(1):64-66.
- [13] Tursinni M, Petrella R, Parasiliti F. Initial rotor position estimation method for PM motor[J]. IEEE Transactions on industry Applications, 2003, 39(6):1630-1640.

收稿日期:2019-04-01
修改稿日期:2019-06-26