

基于变参数锁相环的永磁同步电机 转子位置检测

李月英,左明鑫

(郑州科技学院 电气工程学院,河南 郑州 450064)

摘要: 永磁同步电机的转子位置检测常采用锁相环来处理正交的位置信号。为保证稳态精度,其截止频率需要足够低,以保证位置结果中不包含高频噪声,但也使得锁相环的带宽受限。因此固定参数的锁相环难以同时满足稳态精度和动态性能要求。为此,推导了锁相环PI参数与卡尔曼滤波器噪声参数之间的关系,明确了噪声参数的物理意义,并据此选取合适的锁相环参数。实验结果表明,所提方法能够在满足稳态精度要求的同时提高动态性能。

关键词: 永磁同步电机;变参数锁相环;卡尔曼滤波器

中图分类号: TM351

文献标识码: A

DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqcd19721

Rotor Position Detection of PMSM Based on Variable Parameter PLL

LI Yueying, ZUO Mingxin

(School of Electric Engineering, Zhengzhou College of Science & Technology,
Zhengzhou 450064, Henan, China)

Abstract: phase-locked loop (PLL) is often used to process the quadrature position signals for rotor position detection of permanent magnet synchronous motor (PMSM). In order to ensure the steady-state accuracy, the cut-off frequency of PLL needs to be low enough to ensure that the calculated position does not contain high-frequency noise, which also makes the bandwidth of the PLL limited. Therefore, PLL with the fixed parameters is difficult to meet the steady-state accuracy and dynamic performance requirements at the same time. Targeting on this problem, the relationship between the PI parameters of PLL and the noise parameters of Kalman filter was derived. Then, the physical meaning of the noise parameter was clarified, and the appropriate PLL parameters were obtained accordingly. The experimental results show that the proposed method can improve the dynamic performance while meeting the requirements of steady-state accuracy.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); variable parameter phase-locked loop (PLL); Kalman filter

永磁同步电机(PMSM)的矢量控制中,需要获取准确的永磁体位置,以实现磁链和转矩电流的解耦。工业中较为常用的位置传感器包括旋转变压器^[1]、正交霍尔传感器等。这些传感器的共同特点是输出与位置相关的正余弦信号(或者包络线是正余弦信号),通过对正余弦信号的解算可以获得转子位置。

最简单的解算方法是反正切运算,但由于检

测到的信号中必然包含大量高频噪声^[2],从而会在位置检测结果中产生高频的扰动,对电机控制性能产生影响。为此,正交锁相环(PLL)常用来滤除信号中的高频噪声^[3]。由于PLL具有低通滤波的特性,故通过选取合适的截止频率即可滤除更高频率的噪声。但是在高速电机的应用场合中,为了保证电机的动态性能还要求检测到的转子位置要及时跟踪位置变化,因此根据高频噪声

基金项目:河南省科技攻关项目(182102110336)

作者简介:李月英(1982—),女,硕士,副教授,Email:liyueying82@163.com

滤波选取的锁相环截止频率就难以满足其动态性能的要求,导致电机加减速时出现较大的动态误差。由此可见,如果锁相环的参数固定,则无法同时兼顾稳态精度和动态性能。

针对该问题,文献[4]提出带宽自适应的锁相环,该锁相环让对应的截止频率跟随输入频率变化,使两者之间的比值为固定值。该方法实际上是让锁相环参数随着转速变化,而实际上影响动态性能的主要是加速度。文献[5]采用基于二阶广义积分器的锁相环来消除输入信号中的高次谐波,但其构造较为复杂。

文献[6]针对旋转变压器的解码问题,提出采用三阶卡尔曼滤波观测转子位置、速度和加速度,并通过推导得到简单的表达形式。文献[7-8]也采用了卡尔曼滤波器用于消除位置信号中的高频噪声。由于卡尔曼滤波器的噪声具有清晰的物理意义,因此其选取有较为明确的依据。

本文首先构建了一个二阶卡尔曼滤波器观测转子的位置和转速,经推导可以证明协方差矩阵最终会收敛到稳态值,将该稳态值代入到卡尔曼增益矩阵中,能够得到非常简洁的卡尔曼滤波器表达式,该表达式与锁相环离散形式完全一致,从而表明锁相环是一种特殊的卡尔曼滤波器。在此基础上推导了锁相环的PI参数与卡尔曼滤波器的噪声参数之间的关系,进而明确了噪声参数的物理意义,最终据此得到合适的锁相环参数。实验结果表明,基于变参数锁相环的转子位置检测方法能够在保证稳态精度的同时获得更好的动态性能。

1 锁相环的形式

PLL的原理框图如图1所示。将位置误差信号 ε 经过1个PI调节器和1个积分器即可得到位置估计 $\hat{\theta}$ 。

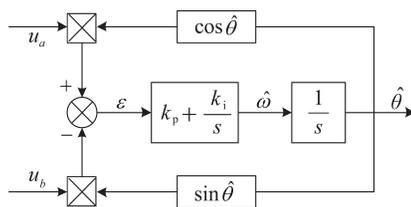


图1 传统正交锁相环的原理框图
Fig.1 Block diagram of conventional quadrature PLL

图1所示的PLL的表达式为

$$\begin{cases} \varepsilon_k = u_{ak} \cos \hat{\theta}_k - u_{bk} \sin \hat{\theta}_k \\ \hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \hat{\omega}_k T + k_p \varepsilon_k \\ \hat{\omega}_{k+1} = \hat{\omega}_k + \frac{k_i}{T} \varepsilon_k \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{ak}, u_{bk} 为PLL的输入; T 为采样周期; k_p, k_i 为PI调节器的参数; $\hat{\omega}_k$ 为估计的角速度; $\hat{\theta}_k$ 为估算角度; ε_k 为位置误差信号。

由于PI调节器具有低通滤波的作用,因此PLL可以滤除高频的谐波。PLL的传递函数为

$$H_{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}}{\varepsilon} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (2)$$

因此,PLL呈现出低通滤波器的特性。通过合适地选取 k_p, k_i , 可以对信号中的高频噪声进行滤除。但在滤波时,PLL存在截止频率的选择问题,即滤波效果和带宽的取舍问题。如果要保证动态跟踪性能,则PLL的带宽取值较大,但此时高频噪声的滤波效果就会较差,反之亦然,因此固定的锁相环PI参数无法兼顾稳态精度和动态误差。

容易想到的是,锁相环的PI参数应该随着运动状态的变化而实时变化,但是PI参数应该随哪些运动状态变化、如何变化,却没有一个明确的定论。下面将分析锁相环PLL与扩展卡尔曼滤波器(EKF)之间的等效性,建立PLL的PI参数与EKF的噪声参数之间的关系,并说明噪声参数的物理意义,从而为PLL的PI参数选择提供思路。

2 卡尔曼滤波器观测转子位置

考虑如下的电机运动模型:

$$\begin{cases} \theta_{k+1} = \theta_k + \omega_k T \\ \omega_{k+1} T = \omega_k T + \varepsilon_k \end{cases} \quad (3)$$

式中: T 为采样周期; θ_k 为转子位置; ω_k 为转子转速; ε_k 为零均值的白噪声。

可以看到,式(3)将电机运动形式看成是速度恒定的。

先对输入的正余弦信号进行归一化处理,即

$$\begin{bmatrix} u'_{bk} \\ u'_{ak} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{bk} / \sqrt{u_{ak}^2 + u_{bk}^2} \\ u_{ak} / \sqrt{u_{ak}^2 + u_{bk}^2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: u'_{ak}, u'_{bk} 为归一化之后的输入信号。将处理后的信号作为观测变量,即

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} u'_{bk} \\ u'_{ak} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_k + \delta_{ak} \\ \sin\theta_k + \delta_{bk} \end{bmatrix} \quad (5)$$

将状态变量选择为 $\mathbf{x}_k = [\hat{\theta}_k \quad \hat{\omega}_k T]^\top$, 就能获得如下的状态空间方程:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{w}_k \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{h}(x) = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} \\ \sin\hat{\theta} \end{bmatrix}$$

式中: $\mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k$ 为白噪声; \mathbf{F} 为状态转移矩阵; $\mathbf{h}(x)$ 为观测函数。

在建立状态空间模型之后, 状态变量 \mathbf{x}_k 可以由下面的递推公式得到:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}_k [\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k)] \quad (7)$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^\top [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^\top + \mathbf{Q}_k]^{-1} \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_{k+1} = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_k \mathbf{F}_k^\top + \mathbf{R}_k - \mathbf{F}_k \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^\top [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^\top + \mathbf{R}_k]^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k \mathbf{F}_k^\top \quad (9)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_k$ 为 k 时刻的状态变量估计值; $\mathbf{F}_k, \mathbf{H}_k$ 分别为状态转移矩阵和观测矩阵; \mathbf{K}_k 为卡尔曼增益矩阵; \mathbf{P}_k 和 \mathbf{P}_{k+1} 均为协方差矩阵。

模型误差 \mathbf{Q}_k 和观测误差 \mathbf{R}_k 如下式:

$$\begin{cases} \mathbf{Q}_k = E(\mathbf{v}_k^2) = \text{diag}([0 \quad q]) \\ \mathbf{R}_k = E(\mathbf{w}_k^2) = \lambda \cdot \mathbf{I} \end{cases} \quad (10)$$

其中 $q = E(\varepsilon_k^2) \quad \lambda = E(\delta_k^2)$

式中: q 为构造状态方程的过程中转速项的建模误差。

由于有 $\omega_{k+1} T = \omega_k T + a_k T^2$, 故 $\varepsilon_k = a_k T^2$, 从而 $q = E(\varepsilon_k^2) = a_k^2 T^4$ 。因此, 当电机匀速运动时, $q=0$; 而在加减速过程中, q 的取值需要与当前的加速度相匹配才能够保证状态变量收敛到真实值。

\mathbf{H}_k 是 \mathbf{h} 的一阶近似, 是随着当前转子位置变化的, 即

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} = \begin{bmatrix} -\sin\hat{\theta}_k & 0 \\ \cos\hat{\theta}_k & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_k^\top \mathbf{H} \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{T}_k = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_k & \sin\hat{\theta}_k \\ -\sin\hat{\theta}_k & \cos\hat{\theta}_k \end{bmatrix} \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

矩阵 \mathbf{T}_k 为坐标变换矩阵, 是正交矩阵, 即 $\mathbf{T}_k^\top \cdot \mathbf{T}_k = \mathbf{I}$ 。

将式(11)代入式(9)中, 有:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{k+1} &= \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top + \mathbf{Q} - \mathbf{F} \mathbf{P}_k (\mathbf{H}_k^\top [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^\top + \mathbf{R}]^{-1}) \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top \\ &= \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top + \mathbf{Q} - \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^\top \mathbf{T}_k [\mathbf{T}_k^\top \mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^\top \mathbf{T}_k + \mathbf{R}]^{-1} \mathbf{T}_k^\top \mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top \\ &= \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top + \mathbf{Q} - \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^\top \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^\top [\mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^\top + \mathbf{R}]^{-1} \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^\top \mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top \\ &= \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top + \mathbf{Q} - \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^\top [\mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^\top + \mathbf{R}]^{-1} \mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{F}^\top \end{aligned} \quad (12)$$

经过式(12)的变换, 所有的 \mathbf{H}_k 变成了常数矩阵 \mathbf{H} , 从而 \mathbf{P}_{k+1} 也成为了时不变的, 所以最终 \mathbf{P}_k 会收敛到一个稳态矩阵 $\bar{\mathbf{P}}$, $\bar{\mathbf{P}}$ 可以由 Riccati 方程求得。此时, 卡尔曼增益 \mathbf{K}_k 虽然是时变的, 但可以由下式计算得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_k &= \mathbf{F} \bar{\mathbf{P}} \mathbf{H}_k^\top [\mathbf{H}_k \bar{\mathbf{P}} \mathbf{H}_k^\top + \mathbf{R}]^{-1} \\ &= \mathbf{F} \bar{\mathbf{P}} \mathbf{H}^\top \mathbf{T}_k [\mathbf{T}_k^\top \mathbf{H} \bar{\mathbf{P}} \mathbf{H}^\top \mathbf{T}_k + \mathbf{R}]^{-1} \\ &= \mathbf{F} \bar{\mathbf{P}} \mathbf{H}^\top [\mathbf{H} \bar{\mathbf{P}} \mathbf{H}^\top + \mathbf{R}]^{-1} \mathbf{T}_k \\ &= \bar{\mathbf{K}} \cdot \mathbf{T}_k \end{aligned} \quad (13)$$

由式(13)可以看到, 卡尔曼增益可以由时不变的部分 $\bar{\mathbf{K}}$ 和时变的部分 \mathbf{T}_k 相乘得到。由于 \mathbf{H} 的第1行都是零, 因此 $\bar{\mathbf{K}}$ 的第1列全是零, 即

$$\bar{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} 0 & k_1 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: k_1, k_2 为常数。

从而, 对于式(7), 有:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_k [\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k)] &= \bar{\mathbf{K}} \cdot \mathbf{T}_k [\mathbf{y}_k - \mathbf{h}\hat{\mathbf{x}}_k] \\ &= \begin{bmatrix} 0 & k_p \\ 0 & k_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_k & \sin\hat{\theta}_k \\ -\sin\hat{\theta}_k & \cos\hat{\theta}_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_{bk} - \cos\hat{\theta}_k \\ u'_{ak} - \sin\hat{\theta}_k \end{bmatrix} \\ &= (u'_{ak} \cos\hat{\theta}_k - u'_{bk} \sin\hat{\theta}_k) \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

将式(15)代入到式(7)中, 就可以获得如下简单的EKF递推公式:

$$\begin{cases} e_k = u'_{ak} \cos\hat{\theta}_k - u'_{bk} \sin\hat{\theta}_k \\ \hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \hat{\omega}_k T + k_1 e_k \\ \hat{\omega}_{k+1} T = \hat{\omega}_k T + k_2 e_k \end{cases} \quad (16)$$

可以看到, 式(16)所示EKF的表达式与式(1)所示PLL的表达式是一致的, 从而可以得到如下结论: 当EKF的协方差矩阵收敛到稳态后, EKF退化成为PLL。也就是说, PLL是EKF的特殊形式, PLL的PI参数与EKF的Kalman增益也有着直接的对应关系, 即 $k_1 = k_p, k_2 = k_i$ 。

3 PI参数与EKF噪声的关系

在EKF的递推过程中, 通常将协方差矩阵 \mathbf{P}_k

选择成对角矩阵的形式,即

$$P_k = \begin{bmatrix} a_k & c_k \\ c_k & d_k \end{bmatrix} \quad (17)$$

将式(17)与式(10)一同代入式(12),从而可以将 P_k 的迭代方程写为

$$P_{k+1} = \begin{bmatrix} a_{k+1} & c_{k+1} \\ c_{k+1} & d_{k+1} \end{bmatrix} = FP_k F^T + Q - FP_k H^T [HP_k H^T + R]^{-1} HP_k F^T = \begin{bmatrix} c_k + d_k + \frac{\lambda - c_k}{\lambda + a_k} (a_k + c_k) & c_k + d_k - \frac{c_k}{\lambda + a_k} (a_k + c_k) \\ c_k + d_k - \frac{c_k}{\lambda + a_k} (a_k + c_k) & d_k + q - \frac{c_k^2}{\lambda + a_k} \end{bmatrix} \quad (18)$$

当 P_k 收敛到稳态矩阵 \bar{P} 时,有 $P_{k+1} = P_k$, 故 \bar{P} 满足下式:

$$\bar{P} = \begin{bmatrix} a & c \\ c & d \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中

$$\begin{cases} a = c + d + \frac{\lambda - c}{\lambda + a} (a + c) \\ c = c + d - \frac{c}{\lambda + a} (a + c) \\ d = d + q - \frac{c^2}{\lambda + a} \end{cases}$$

进而将 \bar{P} 代入式(13),得到 \bar{K} 的表达式:

$$\bar{K} = F\bar{P}H^T [H\bar{P}H^T + R]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{a+c}{\lambda+a} \\ 0 & \frac{c}{\lambda+a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_1 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

从式(19)和式(20)得到:

$$\begin{cases} a^4 - q \cdot a^3 - 5\lambda q \cdot a^2 - 8\lambda^2 q \cdot a - 4\lambda^3 q = 0 \\ c = \frac{a^2}{2\lambda + a} \\ k_1 = \frac{a+c}{\lambda+a} \\ k_2 = \frac{c}{\lambda+a} \end{cases} \quad (21)$$

当 λ, q 已知时,可以通过 Matlab 求解出相应的 k_1, k_2 。因此式(20)建立了 PLL 的 PI 参数与 EKF 的噪声之间的关系。

4 锁相环 PI 参数的选取

λ, q 分别代表了 EKF 的观测噪声和模型噪声:

$$\begin{cases} \lambda = E(\delta_k^2) \\ q = E(\varepsilon_k^2) = a_k^2 T^4 \end{cases} \quad (22)$$

λ 的物理意义是观测到的 u'_{ak}, u'_{bk} 中的噪声方差,可以在信号恒定时取一段时间内的 u'_{ak} 或 u'_{bk} , 计算其均值和方差得到。

q 的物理意义是角加速度的平方,应当随着转子的运动状态实时变化。角加速度的计算通过对 PLL 输出的转速进行微分来实现,即

$$q = a_k^2 T^4 \quad (23)$$

其中 $a_k = (\hat{\omega}_k - \hat{\omega}_{k-1})/T$

取得了合适的 q 值之后便可结合 λ 得到对应的锁相环 PI 参数。在工程应用中,为了使用方便,可以先离线计算出不同 λ, q 取值下的 k_1, k_2 , 从而建立 k_1, k_2 关于 λ, q 的 LUT, 即

$$\begin{cases} k_1 = \text{LUT1}(\lambda, q) \\ k_2 = \text{LUT2}(\lambda, q) \end{cases} \quad (24)$$

进而可以根据当前的 λ, q 值查表找出对应的锁相环 PI 参数,从而实现了根据当前工况变参数的锁相环,如图2所示。该锁相环相比于固定参数的锁相环,能够同时兼顾到稳态精度和动态性能。

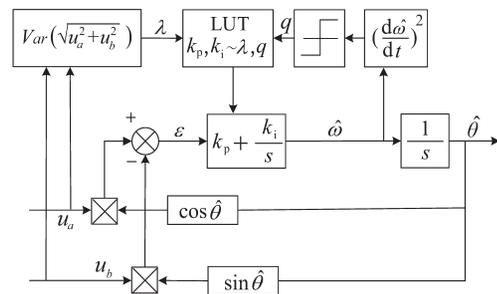


图2 变参数锁相环的原理框图
Fig.2 Block diagram of variable parameter PLL

5 实验验证

为了验证上述变参数锁相环的有效性和优越性,在一台隐极式永磁同步电机上进行了相应实验。电机参数为:相电阻 $4.9 \text{ m}\Omega$, 交直流电感 0.065 mH , 永磁体磁链峰值 0.047 Wb , 极对数为2, 额定转速 3000 r/min 。用于位置检测的线性霍尔传感器采用的是 Infineon 公司的 TLE4997, 该传感器体积小、可编程、抗温漂。控制器的控制芯片为 TI 公司的数字信号处理器 (DSP) TMS320F28335, 控制周期和逆变器开关周期都为 10 kHz 。电机控

制采用 $i_d=0$ 的控制方式,PMSM 实量控制框图如图3所示。

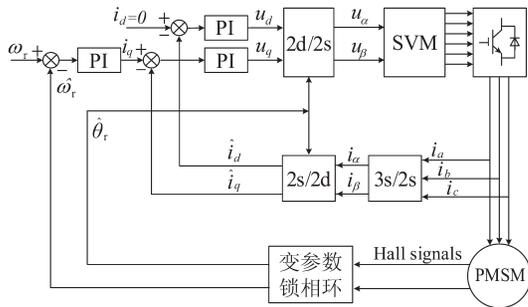


图3 PMSM 矢量控制框图

Fig.3 Diagram of vector control of PMSM

图4为50 Hz下2路正交的线性霍尔传感器信号,2路信号相差90°,信号中有大量的高频噪声。经测量,其噪声的方差为0.02(对信号幅值进行标么化处理),即 $\lambda = 0.02$ 。

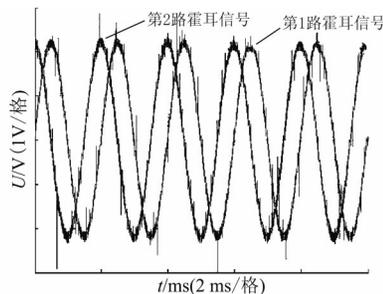


图4 实测两路线性霍尔信号

Fig.4 Measured two linear Hall signals

考虑到电机要求空载时在200 ms内达到3 000 r/min,故极限加速度对应的 q 值为

$$q_{\max} = \left(\frac{2\pi f_{\text{acc}}}{T_{\text{acc}}} \right)^2 T^4 = 10^{-7} \quad (25)$$

其中, f_{acc} 取100 Hz, T_{acc} 取200 ms。

根据不同的 q 值和已知的 λ 可以查表得到锁相环的PI参数,如表1所示。为了保证变参数锁相环的稳定工作,对 q 值进行限幅处理,其最大值为 2×10^{-7} ,最小值为 5×10^{-9} 。

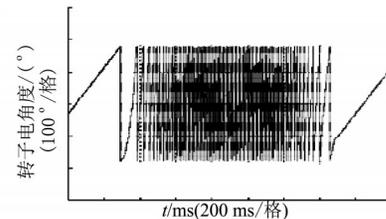
表1 $\lambda=0.02$ 时的PI参数查表

Tab.1 PI parameter of $\lambda=0.02$

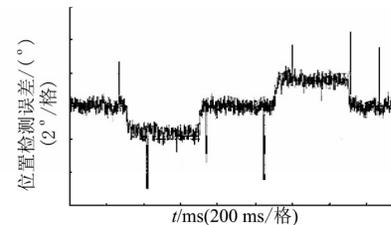
	$q(10^{-7})$							
	0.05	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1	2
$k_p(10^{-4})$	316	376	447	532	588	632	699	795
$k_i(10^{-4})$	4.9	6.9	9.8	14	17	19	22	30

图5为调速时正交锁相环检测误差的实验结果。该实验中,PMSM的转速从60 r/min升速至3 000 r/min,稳定运行后再降速至60 r/min。在这样一个过程中,分别采用固定参数PLL和变参数PLL来检测转子位置,检测误差如图5b、图5c所

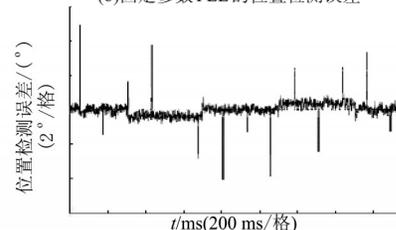
示。可以看到,固定参数PLL的检测误差在转速稳定时在 0.4° 以内,精度较高。但在转速变化的时候,会引起约 2° 的误差,这是因为根据稳态精度要求选取的PI参数不满足升降速的带宽要求。而变参数PLL的检测误差要明显小于固定参数PLL,稳态时精度为 0.3° ,动态时精度为 0.7° 。



(a) 转子位置变化曲线



(b) 固定参数PLL的位置检测误差

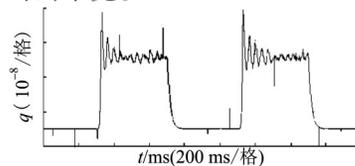


(c) 变参数PLL的位置检测误差

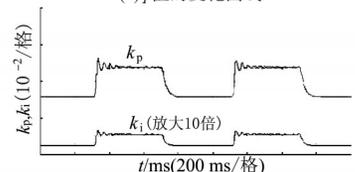
图5 调速时正交锁相环的检测误差

Fig.5 Detection error using quadrature PLL when speed regulation

图6为调速过程中 q 值和锁相环PI参数的变化曲线。可以看到,当转速变化时, q 值从初始值提高到了与角加速度相对应的 2.5×10^{-8} ,从而保证模型参数的准确性。进而 k_p, k_i 也随之变大,提高了动态时的带宽。



(a) q 值的变化曲线



(b) k_p, k_i 值的变化曲线

图6 调速时变参数锁相环的参数变化曲线

Fig.6 Parameter variation curves of variable parameter PLL when speed regulation

6 结论

针对正交锁相环的PI参数选取稳态,本文提出了一种基于模型噪声的变参数锁相环,并将其用于永磁同步电机的转子位置检测上。为了获得合适的锁相环参数,分析了扩展卡尔曼滤波器和锁相环之间的关系,证明了锁相环是一种特殊的卡尔曼滤波器,并推导了锁相环PI参数与卡尔曼滤波器的噪声参数之间的关系,从而通过选取合适的噪声参数就可以得到当前合适的PI参数。同时,还给出了噪声参数的选取依据和变参数锁相环的工程实现方法。最后,基于线性霍尔传感器进行了永磁同步电机的位置检测实验。实验结果表明,本文所提的方法能够正确反映当前的运行工况,并给出合适的锁相环PI参数。该方法相比于固定参数的锁相环,能够获得更好的稳态精度和动态性能。

参考文献

- [1] 艾胜,任强,程思为,等.一种大功率永磁电机旋转变压器位置补偿方法[J].电力电子技术,2018,52(2):13-15.
- [2] Park S H, Lee S H, Park S H, *et al.* Precise and Robust Hall Effect Gap Sensor with Common Electrical and Magnetic Noise Reduction Technique[C]// International Conference on Electron Devices and Solid-state Circuits, 2017: 1-2.
- [3] 刘刚,肖焯然,宋欣达.永磁同步电机用线性霍尔位置检测的误差补偿[J].电机与控制学报,2014,18(8):36-42.
- [4] Maneatis J G. Low-jitter Process-independent DLL and PLL Based on Self-biased Techniques[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1996, 31(11):1723-1732.
- [5] 张纯江,赵晓君,郭忠南,等.二阶广义积分器的三种改进结构及其锁相环应用对比分析[J].电工技术学报,2017,32(22):42-49.
- [6] Harnefors L. Speed Estimation from Noisy Resolver Signals [C]// IET International Conference on Power Electronics & Variable Speed Drives, 1996: 279-282.
- [7] Hu J, Zou J, Xu F, *et al.* An Improved PMSM Rotor Position Sensor Based on Linear Hall Sensors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 3591-3594.
- [8] Zhu Z Q, Shi Y F, Howe D. Rotor Position Sensing in Brushless AC Motors with Self-shielding Magnets Using Linear Hall Sensors[J]. Journal of Applied Physics, 2006, 99(8): 313.

收稿日期:2018-11-24

修改稿日期:2019-01-20