

一种改进的永磁同步电动机无传感器位置估计算法

针对永磁同步电动机的无位置传感器矢量控制系统,提出了一种改进的转子位置估计算法,在不影响转子位置估计性能的前提下,大幅减小了估计算法的运算时间和空间,节约了控制器的成本。传统的脉振高频注入法可以在全速范围内估计出电动机的转子位置,但由于包含了多个滤波器,大量的乘法运算导致程序运行时间较长。通过分析,改进后的算法省去了带通滤波器,只需要一个低通滤波器即可完成转子位置的准确估计。仿真和试验结果验证了该改进算法的有效性和实用性,可以应用于永磁同步电动机的无传感器矢量控制。

尚楠/浙江大学电气工程学院



尚楠/本科生

关键词/Keywords

永磁同步电动机 ·
无位置传感器 ·
脉振高频注入 ·

永磁同步电动机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有体积小、磁通密度大和功率因数高等特点, PMSM的无位置传感器控制避免了机械传感器带来的成本和可靠性问题, 成为了当前研究的热点^[1-2]。

目前, PMSM的无传感器转子位置估计算法大致可以分为两类。第一类是基于定子绕组反电势模型的算法^[3-4], 包括模型参考自适应、扩展卡尔曼滤波和观测器类算法等。此类算法只适用于中高速范围, 而且估计性能受到电动机参数准确性的影响。第二类是基于电动机凸极效应的算法, 主要有旋转高频注入法^[5-6]、脉振高频注入法 (Pulsating High Frequency Injection, PHFI)^[7-8]等。这类算法对电动机参数不敏感, 而且在低速下也有很好的估计性能, 但是转子位置信息的提取过程中包含了多个滤波器, 大量的乘法运算导致程序运行时间很长。当控制器结合了例如温度控制、通

信等功能时, 程序的时间和空间成本就会限制高频注入法的应用。

为了实现高频注入法的简化以应用在更多的场合, 本文对其原理进行了分析后发现, 当低通滤波器的截止频率减小时, 传统算法中的带通滤波器可以省略, 改进后的算法节约了控制器的运算成本。改进算法的估计性能在Matlab/Simulink仿真中得到验证。最后, 采用低成本的16位定点微控制器对改进算法的有效性进行了试验验证。

传统的脉振高频注入法

PMSM具有饱和凸极性和结构凸极性, 高频注入法就是通过追踪凸极位置来获得转子的位置, 因此在低速时也能很好地跟踪转子位置。具体实现时, 在基波电压信号上注入高频电压分量, 其响应出的高频电流信号是和转子位置密切相关的, 经过相应的提取过程就能得到PMSM的转子位置。

PMSM在dq坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r \Psi_r \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中, u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 为定子dq轴的电压和电流; ω_r 为电动机的电转速; R_s 为定子单相电阻; Ψ_r 为永磁体磁链; L_d 、 L_q 为电动机dq轴电感。

同时定义 $L_i = (L_d + L_q)/2$, $L_m = (L_d - L_q)/2$ 。

高频信号下, 和基波频率相关的项

都可以忽略,同时忽略电阻上的电压降,高频下的电动机模型为

$$\begin{pmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_i + L_m & 0 \\ 0 & L_i - L_m \end{pmatrix} p \begin{pmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{pmatrix} \quad (2)$$

将式(2)变换到 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系下,得到的高频电流响应为

$$p \begin{pmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_i^2 - L_m^2} \begin{pmatrix} L_i - L_m \cos 2\tilde{\theta} & -L_m \sin 2\tilde{\theta} \\ -L_m \sin 2\tilde{\theta} & L_i + L_m \cos 2\tilde{\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{pmatrix} \quad (3)$$

式中, u_{dh} 、 u_{qh} 分别为 $\hat{d}\hat{q}$ 轴的高频注入信号; $\tilde{\theta}$ 为位置估计误差,即 $\tilde{\theta} = \theta_r - \hat{\theta}_r$ 。

脉振高频注入是在估计的旋转坐标系中注入信号,即

$$\begin{pmatrix} u_{dh} & u_{qh} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} U_h \cos \omega_h t & 0 \end{pmatrix}^T \quad (4)$$

式中, U_h 为注入信号幅值; ω_h 为注入频率。

将式(4)代入到式(3)中,得到 $\hat{q}$ 轴中的高频电流为

$$i_{qh} = -\frac{L_m U_h \sin 2\tilde{\theta}}{\omega_h (L_i^2 - L_m^2)} \sin \omega_h t \quad (5)$$

式(5)中, $\hat{q}$ 轴的高频电流中包含了转子的误差信息,传统高频注入法的转子位置提取方法如图1所示。首先利用带通滤波器(BPF)将 i_{qh} 从 $\hat{q}$ 轴电流中提取出来, i_{qh} 再经过调制和低通滤波器(LPF),得到式(6)的估计误差信号,经过PI调节器和积分器即可得到 $\hat{\theta}_r$ 。

$$\begin{aligned} & \text{LPF}[\text{BPF}(i_q) \sin \omega_h t] \\ &= \text{LPF} \left[\frac{-L_m U_h \sin 2\tilde{\theta}}{2\omega_h (L_i^2 - L_m^2)} + \frac{-L_m U_h \sin 2\tilde{\theta}}{2\omega_h (L_i^2 - L_m^2)} \cos 2\omega_h t \right] \\ &= \frac{-L_m U_h \sin 2\tilde{\theta}}{2\omega_h (L_i^2 - L_m^2)} \approx K_{\text{err}} \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (6)$$

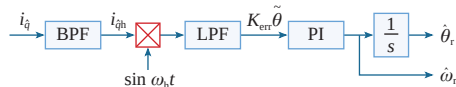


图1 传统脉振高频注入法转子位置提取过程

BPF的作用是逆变器非线性产生的高频噪声和低频基波频率的谐波,从中提取出 i_{qh} 。将BPF的中心频率点设置为高频信号注入频率,并预留一定的带宽。从式(6)来看,LPF的作用是滤除两倍

注入频率信号以获取位置误差信息,截止频率不能高于 $2\omega_h$ 。

改进的脉振高频注入法

在传统的脉振高频注入法中,为了将高频电流 i_{qh} 提取出来,使用了BPF,BPF一般使用四阶的滤波器,涉及了大量的乘法运算。事实上,即使不使用BPF,转子位置也可以准确估计出来,即提取过程如图2所示,具体分析如下。

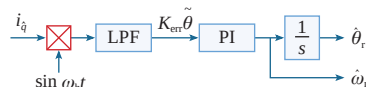


图2 改进脉振高频注入法转子位置提取过程

显然,三相电流中除了注入的高频电压信号产生的高频电流响应外,还包含了基波电流和谐波电流,即

$$\begin{aligned} i_a &= i_{ah} + i_\mu \sin(\mu\omega_r t + \varphi_\mu) \\ i_b &= i_{bh} + i_\mu \sin(\mu\omega_r t + \varphi_\mu - 2\pi/3) \\ i_c &= i_{ch} + i_\mu \sin(\mu\omega_r t + \varphi_\mu + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (7)$$

式中, i_{ah} 、 i_{bh} 和 i_{ch} 为注入信号的电流响应, $\mu = 1, 5, 7, 11, \dots$ 。

经过坐标变换,得到

$$\begin{aligned} i_q &= -\frac{2}{3} \left[\sin \hat{\theta}_r i_a + \sin \left(\hat{\theta}_r - \frac{2\pi}{3} \right) i_b + \sin \left(\hat{\theta}_r + \frac{2\pi}{3} \right) i_c \right] \\ &= i_{qh} + i_\mu \cos(\hat{\theta}_r - \mu\omega_r t - \varphi_\mu) \end{aligned} \quad (8)$$

因为 $\hat{\theta}_r = \omega_r t + \varphi_0$,并且令 $\gamma_\mu = \varphi_\mu - \varphi_0$,从而

$$i_q = i_{qh} + i_\mu \cos[(\mu-1)\omega_r t + \gamma_\mu] \quad (9)$$

可以看出,如果不经BPF, i_q 中还会包含 $\mu-1$ 次的电流谐波,按照图2所示的提取过程,有

$$\begin{aligned} i_q \sin \omega_h t &= \{i_{qh} + i_\mu \cos[(\mu-1)\omega_r t + \gamma_\mu]\} \sin \omega_h t \\ &= \frac{-L_m U_h \sin 2\tilde{\theta}}{2\omega_h (L_i^2 - L_m^2)} + \frac{-L_m U_h \sin 2\tilde{\theta}}{2\omega_h (L_i^2 - L_m^2)} \cos 2\omega_h t + \\ & \quad \frac{i_\mu (\cos \gamma_u - \sin \gamma_u)}{2} \sin[\omega_h + (\mu-1)\omega_r]t + \\ & \quad \frac{i_\mu (\cos \gamma_u + \sin \gamma_u)}{2} \sin[\omega_h - (\mu-1)\omega_r]t \end{aligned} \quad (10)$$

经过调制之后, $i_q \sin \omega_h t$ 包含了4项,除了包含 $\tilde{\theta}$ 的有用项之外,还有3个谐波项,谐波的频率分别为 $2\omega_h$ 、 $\omega_h \pm (\mu-1)\omega_r$, $\mu = 1, 5, 7, 11, \dots$ 。一般情况下,电动机中的5次、7次电流谐波含量较大,

11次以上的谐波含量很小,不妨令 $\mu_{\max}=11$ 。此时,式(10)中的谐波项最低频率为 $\omega_h-10\omega_r$,只要选择合适的截止频率,就可以通过LPF将谐波项滤除,从而有

$$\text{LPF}(i_q \sin \omega_h t) = \frac{-L_m U_h \sin 2\tilde{\theta}}{2\omega_h (L_i^2 - L_m^2)} \approx K_{\text{err}} \tilde{\theta} \quad (11)$$

和传统的脉振高频注入法类似,得到式(11)后,经过软件锁相环即可得到转子位置。

相比于传统的脉振高频注入法,改进后的算法省去了BPF,只保留了LPF,且LPF的截止频率上限从 $2\omega_h$ 减小为 $\omega_h-10\omega_r$ 。

仿真和试验研究

为了验证所提出的改进脉振高频注入法的估计性能,分别在Matlab/Simulink和试验平台上进行了研究。图3为PMSM无传感器矢量控制的控制框图。

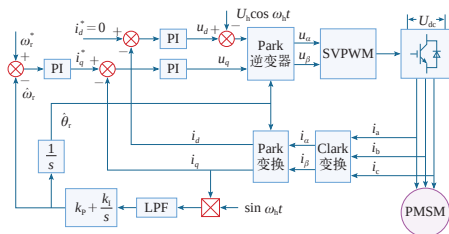
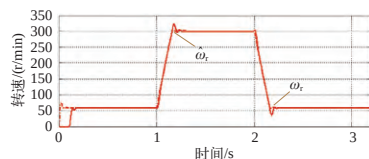


图3 PMSM无传感器矢量控制系统框图

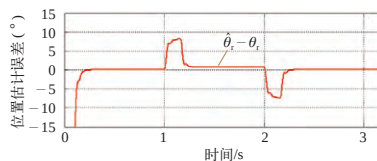
试验所用的电动机参数如下:额定功率为0.4 kW,极对数为2,定子电阻为4.2 Ω,d轴电感为72 mH,q轴电感为129 mH,永磁体磁链为0.481 7 Wb,转动惯量为 $0.62 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$;驱动器的参数如下:主电路采用Fairchild公司的IPM模块FNA40560,开关频率为8 kHz,高频注入频率为600 Hz,注入信号幅值为母线电压的1.25%,位置估计算法中的低通截止频率设置为50 Hz。

1. 仿真研究

图4为改进脉振高频注入法仿真波形。仿真用的参数设置和试验用参数一致,让PMSM从60 r/min加速至300 r/min再减速至60 r/min,以考察基于改进脉振高频注入法的PMSM无传感器控制系统的加减速性能。从图4中可以看出,改进的位置估计算法在稳态时估计误差几乎为0,在动态调速过程中也未超过8°,完全可以满足控制系统的要求。由此



(a) PMSM无传感器控制系统调速性能



(b) 改进脉振高频注入法的位置估计性能

图4 改进脉振高频注入法仿真波形

构建的矢量控制系统有很好的调速性能,估计转速能完全跟踪上真实转速。仿真结果表明,所提出的改进算法是可行且有效的。

2. 试验研究

为了更好地验证该改进算法的有效性和实用性,在试验平台上将传统的脉振高频注入法性能和改进后的脉振高频注入法性能进行了对比。试验平台包括PMSM、负载电动机、光电编码器和驱动器。由于驱动器成本的限制,其控制芯片选用Renesas公司的UPD78F1213,该款微控制器是16位定点处理器,系统时钟最高为20 MHz,有丰富的外设,适用于变频控制。虽然内部集成有乘法器,但使用时需先将乘数移至寄存器,再将结果从寄存器中移出,实测一个乘法运算需要约1 μs。因此在使用该微控制器时,对算法的运行时间有十分苛刻的要求。

图5描述了PMSM在300 r/min下的真实位置和估计算法的估计位置,估计位置和真实位置的变化趋势一致且两者的误差很小,表明改进的位置估计算法是可行的。

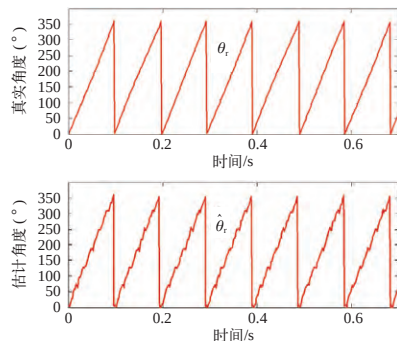


图5 改进脉振高频注入法试验波形

在图6中,将改进前后的脉振高频注入法的位置估计性能进行了对比。在此试验中,利用无传感器矢量控制让PMSM稳定在300 r/min,无传算法分别使用传统的脉振高频注入法和改进后的算法。可以看出,省掉BPF后,改进后的算法性能并未受到很大影响,位置估计的误差仍然维持在 5° 以内,和传统的算法几乎没有差别。

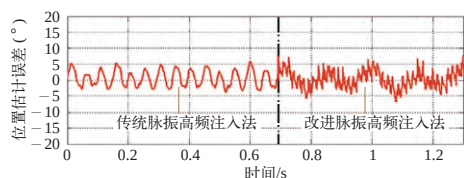


图6 位置估计性能对比试验波形

图7为两种估计算法的程序运行时间波形。可以看出,传统的估计算法用时约为 $56\text{ }\mu\text{s}$ 。如果加上坐标变换、转速环和电流环调节器等环节,整个矢量控制的时间就很接近开关周期,即 $125\text{ }\mu\text{s}$,这对于系统的运行是很不利的。改进后的脉振高频注入法由于省去了BPF,运行时间明显缩短,相比传统的算法减小了约 $9\text{ }\mu\text{s}$,即16%。该试验验证了改进算法的有效性和实用性。

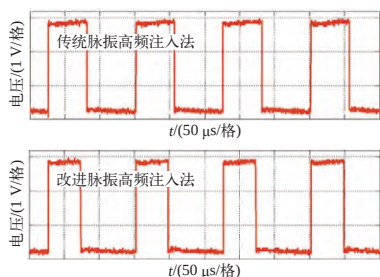


图7 程序运行时间对比波形

结束语

针对PMSM的无传感器调速,提出了一种改进的脉振高频注入算法以实现转子位置的估计。从传统脉振高频注入法的推导入手,分析了转子位置提取过程中谐波项的次数,通过合理地配置低通滤波器的截止频率,省掉了带通滤波器的环节,实现了估计算法的改进。仿真结果表明,改进算法在低速时有很好的位置估计性能,在此基础上搭建的PMSM矢量控制系统有良好的调速

性能。试验结果表明,位置估计误差相当的情况下,改进后的算法比传统算法的运行时间更短,这在对程序时间有要求的应用场合是十分有意义的。通过在低成本16位定点微控制器上的可靠运行,充分验证了所提出的改进脉振高频注入法是有效实用的。

参考文献

- [1] 李永东,朱昊. 永磁同步电机无速度传感器控制综述[J]. 电气传动, 2009, 39(9): 3-10.
- [2] 王成元,夏加宽,杨俊友,等. 电机现代控制技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2006.
- [3] Tomonobu S, Tsuyoshi S, Katsumi U. Vector control of permanent magnet synchronous motors without position and speed sensors [C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, USA; IEEE, 1995: 759 - 765.
- [4] Dhaouadi R, Mohan N, Norum L. Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(3): 497-497.
- [5] 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.
- [6] Corley M J, Lorenz R D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 784-789.
- [7] Jang J H, Sul S K, Ha J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031-1039.
- [8] Kim H, Lorenz R D. Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives [C]. IAS 2004, IEEE, 2004: 977-984.

(收稿日期: 2015-02-10) EA