

高频电压注入法的频率因素对转子位置观测器的影响分析

冯坚栋, 王爽, 汪琦

(上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072)

摘要: 研究了在运用高频电压注入法进行初始位置判断时, 高频电压信号的频率对估算器的影响。介绍了高频电压注入法估算转子初始位置的原理, 推导了满足估算收敛的最小注入频率。通过理论和试验研究了注入频率对转子位置观测器估算精度及速度的影响, 提出了注入频率合适的选取范围。试验证明, 合理的截止频率与合适的注入频率能有效地平衡位置观测器的估算速度及精度。

关键词: 高频电压注入法; 初始位置检测; 不同注入频率; 位置观测器

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)08-0054-05

Analysis of Influence Frequency Factor in High Frequency Voltage Injection Method Makes on Rotor Position Observer

FENG Jiandong, WANG Shuang, WANG Qi

(School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: The influence of the frequency for the high frequency voltage signal made on estimator was studied when the initial position was estimated with the theory of high-frequency voltage injection was employed. The theory of high-frequency voltage injection was introduced to estimate the initial rotor position of PMSM. Meet the minimum injection frequency estimation convergence was deduced. The influence of injection frequency on the estimate accuracy and speed of the rotor position observer was studied theoretically and experimentally, thereby suitable range of injection frequency was developed. Experimental results indicated that the reasonable cut-off frequency and appropriate injection frequency could effectively balance the estimating speed and precision of the estimator.

Key words: high frequency voltage injection method; initial position detection; difference injection frequency; position observer

0 引言

传统的永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 内部安装的位置传感器, 体积大、成本高, 会降低系统的稳定性与可靠性。在某些恶劣的环境中, 其检测精度低、误差大。因此, 带有位置传感器的 PMSM 系统的使用领域受到了限制。无位置传感器控制技术的研究, 扩大了永磁电机驱动系统的使用领域, 降低了系统的成本, 进一步提高了系统的稳定性。

目前, 国内外学者提出的无位置传感器控制策略主要有: 滑模观测器法^[1]、扩展卡尔曼滤波法^[2]、定子磁链估算法^[3]、高频注入法^[4-12]等。在中高速的运行环境下, 运用滑模观测器法得到的转子位置观测效果好、精度高; 但在低速的情况下估算误差比较大。扩展卡尔曼滤波法涉及到矩阵计算, 计算量大, 不适用于低成本的微控制器。高频注入法适用于电机低速运行区域, 甚至可以达到零速, 但由于滤波器的相位延时, 导致此方法在电机高速运行状态下效果不佳。

作者简介: 冯坚栋 (1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机驱动控制。

王爽 (1977—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电机驱动控制。

高频注入法也称为凸极追踪法,其基本思想是在电机端注入一个三相平衡的高频电压(电流)信号,利用电机内部磁路不对称产生的凸极效应,检测对应的高频电流(电压)响应来获取转子位置信息。该方法更适用于电机零速起动和低速运行过程。

针对 PMSM 的高频电压注入法,文献[8]和文献[9]采用了两种不同的方法从 q 轴电流中提取出了转子位置。文献[10]将高频注入法和反电势观测器法结合在一起,实现了无传感器的全范围调速。但是高频注入信号的频率范围如何确定,以及不同频率信号对观测器的影响在此类高频注入法的文章中都没有提及,因此本文就注入信号的频率与控制器的频率关系对估算器性能的影响作进一步的讨论分析。

本文探讨了高频电压注入法满足估算收敛的注入频率的最小值,探究了不同注入频率对估算器速度及精度的影响;并基于实际伺服系统,通过试验验证了不同频率的注入信号对角度估算的影响。

1 高频电压注入法

图 1 为三个坐标系变换关系,其中 $\alpha\beta$ 坐标系是定子坐标系, dq 坐标系是基于实际转子电角度的旋转坐标系, $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系是基于估算电角度的旋转坐标系。

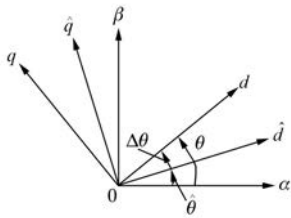


图 1 三种坐标系的定义

定义估算位置误差 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (1)$$

式中: θ ——实际的转子位置;

$\hat{\theta}$ ——估算的转子位置。

在 dq 坐标系下,当转子静止时,电压方程为

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_d & 0 \\ 0 & 1/Z_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: I_d 、 I_q ——定子电流在 d 、 q 轴上的分量;

U_d 、 U_q ——定子电压在 d 、 q 轴上的分量;

Z_d 、 Z_q —— d 、 q 轴阻抗。

实际的 dq 坐标系和估算 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系的关系为

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_d \\ \hat{U}_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

所以,可通过将式(3)、式(4)代入式(2),得到在估算 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系下的电压与电流的关系:

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} Z_1 - Z_2 \cos(2\Delta\theta) & -Z_2 \sin(2\Delta\theta) \\ -Z_2 \sin(2\Delta\theta) & Z_1 + Z_2 \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_d \\ \hat{U}_q \end{bmatrix}}{Z_d Z_q} \quad (5)$$

$$\text{其中: } Z_1 = \frac{Z_d + Z_q}{2}$$

$$Z_2 = \frac{Z_d - Z_q}{2} = j\omega \frac{L_d - L_q}{2} = j\omega \Delta L$$

对系统注入以下高频信号:

$$\begin{bmatrix} \hat{U}_d \\ \hat{U}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{in} \cos \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: ω_h ——高频注入信号的角频率。

对应产生的估算 $\hat{q}$ 轴的电流响应为

$$\hat{I}_q = \frac{-Z_2 \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_{in} \cos \omega_h t \quad (7)$$

将式(7)经过变换,可以转化为式(8):

$$\hat{I}_q = \frac{\omega_h L_2 U_{in}}{|Z_d| |Z_q|} \sin(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q) \sin(2\Delta\theta) \quad (8)$$

$$\text{其中: } L_2 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

式中: φ_d 、 φ_q —— d 、 q 轴的阻抗角。

推导过程如下:

$$\begin{aligned} \hat{I}_q &= \frac{-Z_2 \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_{in} \cos \omega_h t = \\ &= \frac{-j\omega_h \Delta L \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_{in} \cos \omega_h t = \\ &= \frac{\omega_h \Delta L \angle -\frac{\pi}{2}}{|Z_d| |Z_q| \angle (\varphi_d + \varphi_q)} U_{in} \cos \omega_h t \sin(2\Delta\theta) = \end{aligned}$$

$$\frac{\omega_h U_{in} \Delta L}{|Z_d| |Z_q|} \cos\left(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q - \frac{\pi}{2}\right) \sin(2\Delta\theta) = \frac{\omega_h U_{in} \Delta L}{|Z_d| |Z_q|} \sin(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q) \sin(2\Delta\theta) \quad (9)$$

将式(8)与高频信号 $\sin(\omega_h t)$ 相乘,运用三角函数的积化和差公式对其进行简化,得到式(10):

$$\dot{I}'_q = \frac{\omega_h L_2 U_{in} \sin(2\Delta\theta)}{2 |Z_d| |Z_q|} \cdot [\cos(\varphi_d + \varphi_q) - \cos(2\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q)] \quad (10)$$

式中: $\dot{I}'_q = \dot{I}_q \cdot \sin(\omega_h t)$ 。

采用低通滤波器可以将式(10)的中括号内的后一项滤除,即消除 $-\cos(2\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q)$ 项,整理得

$$e_{\Delta\theta} = \frac{2\pi f_h L_2 U_{in} \cos(\varphi_d + \varphi_q)}{2 |Z_d| |Z_q|} \sin(2\Delta\theta) \quad (11)$$

式中: f_h ——注入信号的频率。

经分析可知,式(11)中 $\sin(2\Delta\theta)$ 随着 $\Delta\theta$ 变化外,其他各项均为常数项。可以采用锁相环的方式对 $e_{\Delta\theta}$ 进行计算,锁出正确的 θ 角度值,获取含有转子位置的信号量。

当实际的初始位置与估算的初始位置足够相近时, $\sin(2\Delta\theta)$ 可以近似等效于 $2\Delta\theta$ 。采用只有积分环节的锁相环锁出位置后,转子位置的估计值可以表示为

$$\hat{\theta} = \frac{e_{\Delta\theta}}{k} \cdot \frac{k_i}{s} = \frac{k_i}{k} \cdot \frac{1}{s} \cdot 2\Delta\theta \quad (12)$$

其中:

$$k = \frac{2\pi f_h L_2 U_{in} \cos(\varphi_d + \varphi_q)}{2 |Z_d| |Z_q|} \quad (13)$$

2 频率对数字估算器的影响分析

本文主要探究在不同控制频率下,不同频率的注入信号对估算器的性能影响分析。

2.1 满足系统收敛的最小注入频率

式(11)所需的锁相环控制环节如图2表示。简单的锁相环设计可以是只带积分环节的负反馈系统。

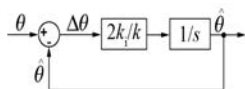


图2 等效单位负反馈框图

所以,该系统的闭环传递函数可以写成:

$$\varphi(s) = \frac{\frac{2k_i}{k}}{s + \frac{2k_i}{k}} \quad (14)$$

当电机静止时,电机模型可以等效为阻感串联模型,相角仅由电阻、电感及频率决定。为了保证系统的稳定性,式(15)的传递函数极点必须位于左半平面,因此需 $k > 0$ 。可见注入的频率也影响估算系统的稳定性。当满足以下条件时,传递函数的稳定性得以实现:

$$\begin{cases} L_2 < 0 \\ \cos(\varphi_d + \varphi_q) < 0 \end{cases} \quad (15)$$

由此可以得出, d 、 q 轴的定子电感和阻抗角必须满足式(16):

$$\begin{cases} L_d < L_q \\ \frac{\pi}{2} < (\varphi_d + \varphi_q) < \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (16)$$

存在这样一个充分不必要条件:在电阻、电感恒定的情况下,注入频率的最小值必须满足:

$$\omega_h > \frac{R_s}{L_d} \quad (17)$$

此时:

$$\omega_h L_q > \omega_h L_d > R_s \quad (18)$$

则:

$$\frac{\pi}{4} < \varphi_d < \varphi_q < \frac{\pi}{2} \quad (19)$$

即满足了式(16)。

2.2 注入频率和估算时间的关系

在式(18)确定了最小注入频率的基础上,注入电压离散后的数学表达式可以表示为

$$U_{in[i]} = U_m \cdot \cos[k_\theta i] \quad (20)$$

式中: U_m ——注入电压最大值;

k_θ ——步长值;

i ——第 i 个采样周期。

控制器将 U_{in} 计算位数控制在 16 位长度之内,在采样周期 t 确定的情况下, k_θ 的大小直接决定了注入信号的频率。关系如下:

$$k_\theta = \frac{f_h}{f_c} Z_{\max} \quad (21)$$

图3中,点与点之间的间隔为一个控制周期所需的时间。从图3可以看出,由于采样点之间

的间隔时间恒定,因此在高频注入信号的一个周期中,采样点增多,注入信号越接近正弦,注入信号的频率越低。

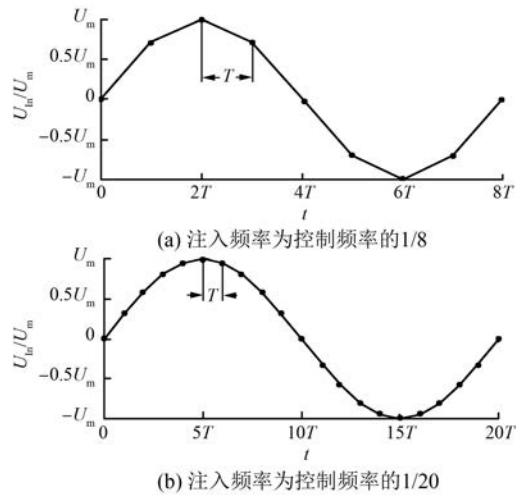


图3 不同注入频率的采样散点图

离散化注入信号之后,在控制周期内采样每个注入信号点,运用于计算。从图3可以看出:经过对*q*轴的低通滤波后,直接进行角度积分得出估算角度,估算角在算法中的表达式可以表示为式(22):

$$\hat{\theta} = \frac{\sum f[\hat{I}_q \sin(\omega_h t)]}{k} \tag{22}$$

其中*f*()为低通滤波器。

由于*k*值中含有注入频率*f_h*,因此当积分常数*k_i*恒定时,注入频率越高,*k*值就越大,会导致估算速度变慢。

在保证注入的最小频率满足系统的收敛条件下,从式(9)可以看出,在计算开始时,由于估算坐标系与实际坐标系有角度偏差,低注入频率会使转子抖振。

3 试验结果验证

传统的PMSM双闭环控制系统中,在初始位置定位时,可以将双闭环断开,高频电压的注入可以以开环的形式去实现。

试验中,电机的各项参数如表1所示。电机为750 W表贴式PMSM。

3.1 注入频率绝对值的大小对估算器的影响

本试验采用的系统控制频率为10 kHz,注入

表1 电机参数

参数	数值
定子电阻/Ω	0.35
定子电感/H	0.003 1
永磁磁链/Wb	0.008 6
极对数	4
额定电流/A	4
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
额定转矩/(N·m)	0.2

频率分别选取了125 Hz、250 Hz、500 Hz和1 kHz。电机转子位置分别固定在30°电角度和60°电角度。图4中,曲线分别代表不同注入频率下的估算器的估算角度与时间的关系。可以看出,在125 Hz的注入频率下,估算速度最快,但是估算波动非常大,由于估算频率太低,作用于一个扇区的电压矢量时间较长,导致转子在定位的初始时刻有轻微的振动,使估算器出现估算角的振荡,转

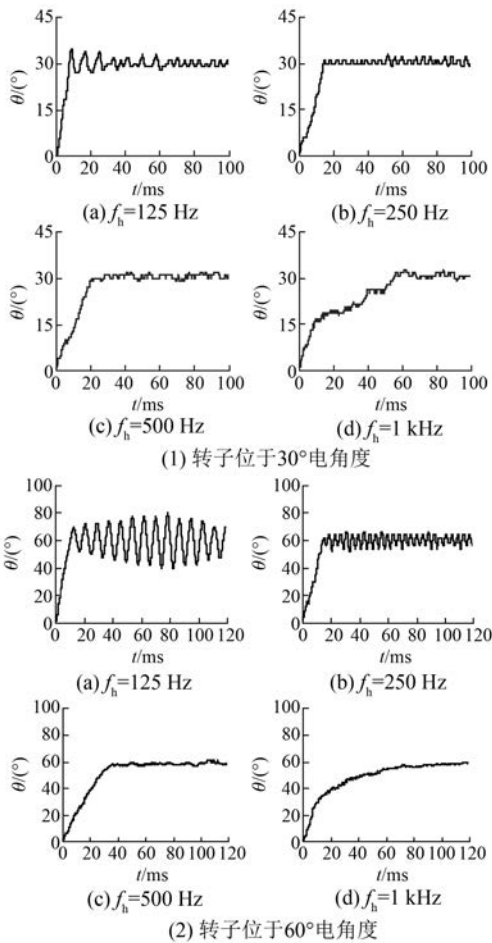


图4 不同注入频率下的转子角度估算值的响应时间

子位置位于 60°电角度时,由于初次估算误差比 30°试验更大,因此振荡变得更加明显。在 250 Hz 的注入频率下,转子位置的估算速度较快,并且误差在 10°电角度以内。在 500 Hz 的注入频率下,转子位置的估算速度比 250 Hz 注入频率的估算速度要慢一些,但估算精度却能提高 3°~ 5°。在 1 kHz 的注入频率下,转子位置的估算速度最慢,并且精度与 500 Hz 相近。

3.2 注入频率与控制频率相对关系对估算器的影响

本试验采用了 5 kHz 的控制频率,选取了前文注入频率,并提取出相关的信息,与 10 kHz 的试验进行了对比,如表 2 所示。

表 2 转子位于 60°电角度不同控制频率下的注入频率对估算器影响

f_h/f_c	f_h/Hz	f_c/kHz	估算时间/ms	误差/(°)
1/40	125	5	12	12
	250	10	14	10
1/20	250	5	23	8
	500	10	22	5
1/10	500	5	48	6
	1000	10	55	5

从试验可以看出,综合速度、精度与系统稳定性的考虑,信号注入频率 f_h 选取为系统控制频率 f_c 的 1/20 即可,同时滤波器截止频率选择为信号的注入频率。在此频率点附近,既能满足估算的快速性,又能够保证估算精度的需求。

4 结 语

本文阐述了高频电压注入法的原理。在控制滤波器截止频率这一变量的前提下,推导了满足估算系统收敛的注入频率最小值,并且给出了注入频率离散后的注入方法。在保证滤波器截止频率与注入频率大小相等的前提下,通过理论和试验研究了注入频率对转子位置观测器估算精度及速度的影响,提出了注入频率合适的选取范围,使得系统能够快速有效地估算出电机转子的初始位置。试验表明转子的位置误差在±5°以内。

【参考文献】

[1] 丁文,梁得亮,罗战强. 两级滤波滑模观测器的永

磁同步电机无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2012,16(11): 1-10.

[2] 李旭春,张鹏,赵非.改进 EKF 的异步电机无速度传感器矢量控制[J].电机与控制学报,2013,17(9): 24-29.

[3] YAN Y, ZHU J G, GUO Y G. Initial rotor position estimation and sensorless direct torque control of surface-mounted permanent magnet synchronous motors considering saturation saliency [J]. IET Electric Power Applications, 2008, 2(1): 42-48.

[4] SUNGMIN K, JUNG Ik H, SEUNG K S. PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM [J]. IEEE Transactions on Industry, Applications, 2012, 48(5): 1576-1587.

[5] SILVERIO B, SANDRO C, ROBERTO P, et al. Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at standstill by HF injection and DFT processing [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 47(1): 1557-1564.

[6] LIN T C, GONG L M, LIU J M, et al. Investigation of saliency in a switched-flux permanent-magnet machine using high frequency signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 5094-5104.

[7] 韦鲲,金辛海.表面式永磁同步电机初始转子位置估计技术[J].中国电机工程学报,2006,26(22): 104-109.

[8] 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.

[9] 刘颖,周波,李帅,等.转子磁钢表贴式永磁同步电机转子初始位置检测[J].中国电机工程学报,2011,31(18): 48-54.

[10] 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.

[11] XIE G, LU K Y, SANJEET K D, et al. Minimum-voltage vector injection method for sensorless control of PMSM for low-speed operations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (2): 1785-1794.

[12] ZHANG Z D, XU L Y. Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, Year: 2014, 29(6): 3179-3187.

收稿日期: 2016 -12 -12