

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2019.02.005

基于高频注入的永磁同步电机无传感器控制研究

湛 政, 文定都, 王 卫, 袁 洁, 邹 敏

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘 要: 永磁同步电机处于低速运行状态时, 由于其有效信号信噪比较低, 转速以及转子的位置检测出现问题, 提出了高频注入的永磁同步电机(PMSM)无传感器的控制方法。通过连续不断的高频信号注入, 使PMSM具有凸极性, 使转子的速度与位置无传感器的自检测得以实施。在Matlab/Simulink工作平台上搭建速度控制模块、转子位置跟踪观测模块以及其他功能模块进行仿真。仿真结果验证了控制方法的可行性。

关键词: 高频注入法; 永磁同步电机; 无传感器控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2019)02-0024-08

引文格式: 湛 政, 文定都, 王 卫, 等. 基于高频注入的永磁同步电机无传感器控制研究[J]. 湖南工业大学学报, 2019, 33(2): 24-31.

Research on the Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on High Frequency Injection

ZHAN Zheng, WEN Dingdou, WANG Wei, YUAN Jie, ZOU Min

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: In view of the flaws of the low speed running state of the permanent magnet synchronous motor, the low signal-to-noise ratio of its effective signal, and the low efficiency of the speed and rotor position detection, a proposal has been made of the high frequency injection permanent magnet synchronous motor (PMSM) sensorless control method. The sensorless self-detection of rotor speed and position can be achieved through continuous high frequency signal injection, which helps PMSM possess salient polarity. A speed control module, a rotor position tracking observation module, and other functional modules are established on the work platform of Matlab/Simulink for a simulation test, which results verify the feasibility of the control method.

Keywords: high frequency injection method; permanent magnet synchronous motor; sensorless control

0 引言

在永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)的控制中, 转子位置信息的准确获

得是高精度驾御的要点。传统的PMSM为了实施矢量控制, 获取转子的位置的信息, 一般采取在转子轴上安装速度传感器或机械位置传感器, 如光电编码器、旋转变压器等, 来获取位置信号。但这样也引起

收稿日期: 2018-06-12

基金项目: 湖南省自然科学基金资助项目(2018JJ2100)

作者简介: 湛 政(1994-), 男, 湖南汨罗人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为非线性控制理论及其工程应用,

E-mail: 1070012199@qq.com

通信作者: 文定都(1969-), 男, 湖南道县人, 湖南工业大学教授, 主要从事工业过程控制, 永磁同步电机调速系统等方面的教学与研究, E-mail: 125710811@qq.com

了一些问题^[1-2]:

- 1) 系统成本增加, 编码器或码盘的精度越高, 其价格越贵;
- 2) 若电机轴上的码盘安装不恰当, 测速精度会受影响;
- 3) 电机的轴向设备增加, 会对电机的维护造成困扰;
- 4) 传感器属于精密器件, 由于受如温度、振动、湿度等使用条件的影响, 整个系统的可靠性和稳定性会有所降低。

因为传感器的使用给 PMSM 的控制带来了上述诸多问题, 为了解决这些问题, 越来越多的学者开始对无传感器控制技术进行研究。无传感器的控制, 在高速电机、微型电机控制方法的探索上具有重要意义; 同时也可使伺服驱动装置在恶劣环境下不使用传感器。因此, 无传感器控制不仅使系统在空间和成本上有优势, 而且其运行的可靠程度也得到了提高。

随着对 PMSM 无传感器控制研究的深入, 出现了许多不同的控制方法。例如, 基于反电动势或定子磁链的估算方法、基于观测器的估算方法、模型参考自适应的方法等^[3-4]。当电机处于零速或低速的状态时, 这些方法难以得到有效的信号, 导致对转子位置以及速度的检测失灵。本文提出的高频注入法, 利用 PMSM 的凸极效应, 以高频激励下的 PMSM 的模型作为基础, 能对电机转子的转速和位置准确估测, 且对电机参数的变化不敏感, 调速的范围较宽, 具有较好的鲁棒性。

1 PMSM 数学模型

1.1 数学模型建立的思路

由于 PMSM 的三相绕组是均匀地分布在其定子上, 永磁体是安装在其转子上, 因此其数学模型具有强耦合性、多变量、非线性的特点^[5-6]。当电机运行时, 其定子与转子处于相对运转状态, 导致电磁的关系十分复杂。正是由于其具备非线性的特点, 使得建立 PMSM 的精准模型非常困难。所以需要有一些假定的条件下对其数学模型进行简化, 假定条件如下^[7]:

- 1) 将驱动开关管以及用作续流的二极管当作理想元件;
- 2) 磁路是线性的, 忽略电机磁路饱和;
- 3) 不考虑磁滞与涡流损耗;
- 4) 忽略电枢反应等不利影响;
- 5) 当在定子上施加三相对称的电流时, 认为气隙里只有呈正弦形态分布的磁势出现, 从而忽略高次

谐波。

应用高频信号注入的 PMSM 无传感器的控制方法, 是基于 PMSM 的凸极性来对转子的位置实施跟踪, 以达到 PMSM 处于低速和零速的运行状况下成功对转子的位置进行估测。其基本思路是, 将高频电压信号附加到基波的信号上一同施放到 PMSM 的三相绕组上, 对应的电流中含带有转子位置的信息, 经过滤波器处理将所得信息滤除, 以此估计出转子的位置。

1.2 坐标变换

通常使用的 PMSM 均为三相电机, 它的分析计算一般都在静止的坐标系和同步旋转的坐标系上进行。所以要求对变量进行三相到两相以及两相静止到两相旋转之间的变换处理。如图 1 所示, abc 为三相定子的静止坐标系, $\alpha\beta$ 为两相定子的静止坐标系, dq 为两相转子的同步旋转坐标系。

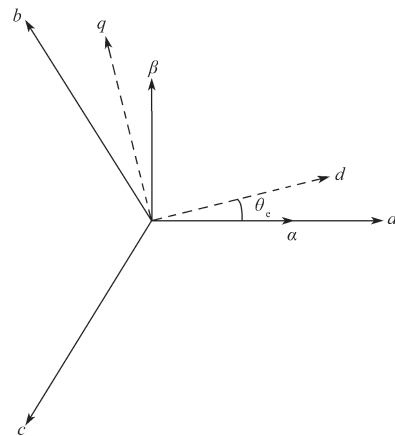


图 1 坐标系关系图

Fig. 1 Coordinate system diagram

在 dq 坐标系下, 坐标轴会随着转子一起旋转, q 轴会超前 d 轴 90° 角。所以定子静止的坐标系 abc 与 dq 坐标系之间的关系为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - 120^\circ) & \cos(\theta_e + 120^\circ) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 分别为 d 轴和 q 轴的转子电流;

i_a 、 i_b 、 i_c 分别为三相定子电流;

θ_e 为转子位置角。

式 (1) 还可变换为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e - 120^\circ) \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (2)$$

$\alpha\beta$ 坐标系转换为 dq 坐标系的关系式为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中 i_α 、 i_β 分别为 α 轴和 β 轴的定子电流。

在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下, β 轴超前 α 轴 90° 角。从矢量合成的方向来看, 其旋转的矢量由静止的坐标系 abc 转变为静止的坐标系 $\alpha\beta$ 称之为 $3/2$ 变换, 其数学表达式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (4)$$

1.3 数学模型的建立

内置式的 PMSM 具备明显的凸极, 即它的直轴和交轴的电感不相同, 为注入高频电压信号来实现凸极的追踪提供了可能性^[8-10]。为了得到旋转的高频激励下的数学表达式, 将内置式 PMSM 的基波数学表达式设为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & R \\ R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_e & P \\ P & -\omega_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}; \quad (5)$$

定子磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

式(5)~(6)中: u_d 、 u_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电压;

R 为定子电阻;

ω_e 为转子速度;

P 为微分算子;

ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子磁链;

ψ_f 为永磁体的磁链;

L_d 、 L_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电感。

在 $\alpha\beta$ 的静止坐标系下, 电压和磁链的数学表达式如下:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & R \\ R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + \Delta L \cos(2\theta_e) & -\Delta L \cos(2\theta_e) \\ -\Delta L \cos(2\theta_e) & L_0 - \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \sin\theta_e \\ \psi_f \cos\theta_e \end{bmatrix}. \quad (8)$$

式(7)~(8)中: u_α 、 u_β 分别为 α 轴和 β 轴的定子电压;

$L_0 = (L_d + L_q)/2$ 为平均电感;

$\Delta L = (L_q - L_d)/2$ 为半差电感;

ψ_α 、 ψ_β 为 α 轴 β 轴的转子的磁链。

定义静止坐标系下的电感矩阵为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_0 + \Delta L \cos(2\theta_e) & -\Delta L \cos(2\theta_e) \\ -\Delta L \cos(2\theta_e) & L_0 - \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

不难看出式(9)中包含有转子位置 θ_e 的信息。

2 基本原理

2.1 矢量控制基本原理

矢量控制的基本思路是把交流电机当作直流电机来模拟, 最后得到交流电机转矩控制与直流电机同样快速和精准^[11-12]的效果。矢量控制是经转子磁场定向, 把定子上的电流矢量进行分解, 得到独立的励磁电流和转矩电流, 并分别进行处理。其实质是对 PMSM 上定子的电流幅值与相位实施操控。

永磁同步电机的转子磁场不受控, 它的矢量控制方式与常见的激磁同步电机存在一定的差异。由于 i_d 、 i_q 控制组合的多样性, 因此矢量控制策略也不同。本文采用 $i_d=0$ 的矢量控制方法。在 $i_d=0$ 的控制方法中, 定子上的电流包含 q 轴的分量, 并且永磁体磁链的空间矢量与定子磁链的空间矢量相正交, 因此电磁转矩只有永磁转矩。通过使定子上电流的矢量与 d 轴垂直, 来对电流的幅值进行控制。这个方式没有去磁作用, 因此转矩特性好, 速度调节范围宽, 容易实现。

2.2 旋转高频电压注入原理

本文采用高频注入中的旋转高频电压注入法, 即在基波的激励上附加一个平衡的三相电压激励, 使得电压矢量在 PMSM 中形成旋转的磁场, 以此来检查在 PMSM 中所形成的对应的电流响应。由于 PMSM 具有凸极性, 因此对注入的电压激励有调节效果, 调节产生的结果会反映在电流响应中。即在两相静止坐标轴系下, 加载一个两相对称的正弦高频电压信号; 在 PMSM 的矢量控制系统中, 把产生的信号注入到电机控制的基波中, 合成一个带有高频信号的控制波; 再通过空间矢量脉冲调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 模块分解为三相的整流波来控制电机; 检测其对应的信号, 使用适当的信号滤除方法后得到转子的位置的信息。系统的结构框图如图 2 所示。

图中 LPF 是低通滤波器, BPF 是带通滤波器, SFF 为同步轴系高通滤波器, $\mathbf{T}_{3s/2s}$ 为将三相坐标系转换为静止坐标系的变换矩阵, $\mathbf{T}(\theta_e)$ 是将静止坐标系转换为旋转坐标系的变换矩阵, $\mathbf{T}^{-1}(\theta_e)$ 为其逆矩阵。 $u_{\alpha\beta, in}$ 为注入的高频电压信号, ω 为角速度。

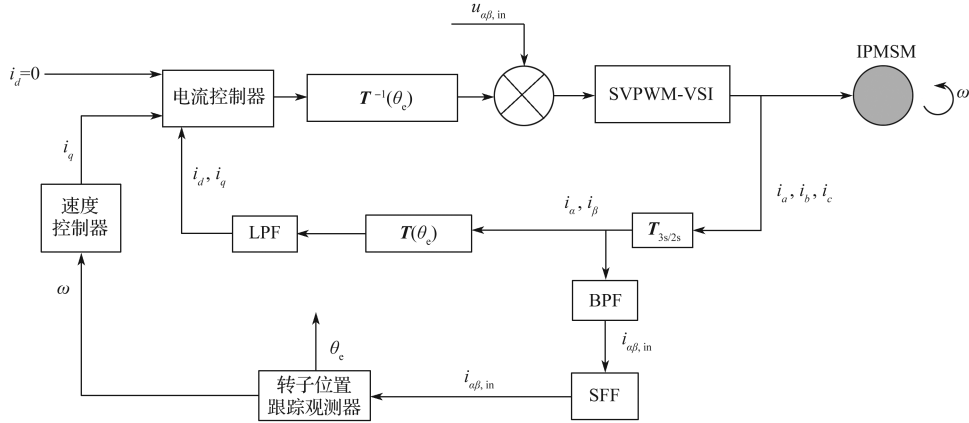


图 2 旋转高频电压信号注入的三相 PMSM 无传感器控制系统结构框图

Fig. 2 Structural diagram of three-phase PMSM sensorless control system with rotating high frequency voltage signal injection

高频载波信号的选取, 主要考虑基波的励磁频率、估测带宽以及开关频率等要素。假使载波信号最大的频率大于开关频率的一半, 则会形成混乱的信号。与此同时, 载波频率的增加、电机特性变化以及信噪比的减小等, 又会束缚载波信号的最大频率。且最小载波的频率与基波的频率之间应有充裕的频带分离空间。因此通常选择注入信号的频率为 0.5~2.0 kHz。这会比自身基波的频率高很多, 可以将三相永磁同步电机视为一个简单的 RL 电路。高频时的电阻可以忽略不计, 此时, 高频注入下的三相 PMSM 的电压方程可以简化为

$$\begin{cases} u_{d,\text{in}} = L_d \frac{di_{d,\text{in}}}{dt} \\ u_{q,\text{in}} = L_d \frac{di_{q,\text{in}}}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

设定注入信号的频率为 ω_{in} , 注入信号的幅值为 V_{in} , 则注入的信号表示为

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta,\text{in}} = \begin{bmatrix} u_{\alpha,\text{in}} \\ u_{\beta,\text{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\text{in}} \cos \omega_{\text{in}} t \\ V_{\text{in}} \sin \omega_{\text{in}} t \end{bmatrix} = V_{\text{in}} e^{j\omega_{\text{in}} t} \quad (11)$$

经过变换之后, 在同步旋转坐标系下表示为

$$\mathbf{u}_{dq,\text{in}} = \mathbf{u}_{\alpha\beta,\text{in}} e^{j\theta_c} = V_{\text{in}} e^{j(\omega_{\text{in}} t - \theta_c)} \quad (12)$$

将式 (12) 带入式 (10) 得到旋转坐标下高频电压激励的三相 PMSM 的电流数学表达式为

$$\mathbf{i}_{dq,\text{in}} = \frac{V_{\text{in}}}{L_d} \int \cos(\omega_{\text{in}} t - \theta_c) dt + j \frac{V_{\text{in}}}{L_d} \int \sin(\omega_{\text{in}} t - \theta_c) dt \quad (13)$$

式 (13) 变换到静止坐标系下为

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta,\text{in}} = \mathbf{i}_{dq,\text{in}} e^{j\theta_c} = \mathbf{I}_{\text{ep}} e^{j(\omega_{\text{in}} t - \frac{\pi}{2})} + \mathbf{I}_{\text{en}} e^{j(2\theta_c - \omega_{\text{in}} t + \frac{\pi}{2})} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{I}_{\text{ep}} = (L_d + L_q)/2$ 为高频电流响应正相序分量;

$\mathbf{I}_{\text{en}} = (L_d - L_q)/2$ 为高频电流响应负相序分量。

2.3 转子位置的提取

通过式 (14) 得到的高频电流响应涵盖了两大类分

量, 其一为正相序的分量, 该电流分量的旋转方向跟施加的电压方向一致; 其二是负相序的分量, 该电流分量与施加的电压方向相反。第一种没有携带跟转子位置有关的信息, 只有第二种电流分量携带转子的位置信息, 所以需要对高频电流响应进行信号滤波处理来检测转子的位置。

在 PMSM 无传感器控制中, PMSM 转子位置的实际值跟估测值会存在一定偏差, 其关系如图 3 所示。图中 $\hat{\theta}_c$ 、 θ_c 、 $\Delta\theta$ 分别是转子的位置估测值、真实值以及误差, \hat{d} 、 \hat{q} 为永磁同步电机转动时估测的 dq 坐标轴。

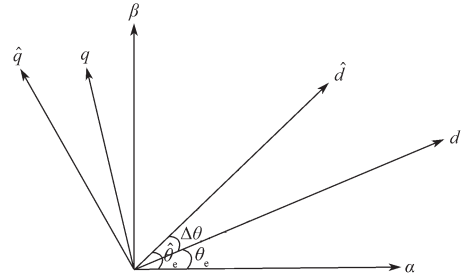


图 3 电机转子误差关系图

Fig. 3 Motor rotor error diagram

为了从负相序电流分量中得到转子的位置信息, 需要对信号实施滤波处理。高频电流幅值跟基波电流幅值相差较大, 且载波频率比注入的高频频率高很多, 因此可以用一般的带通滤波器进行处理。因为两种相序分量的方向完全相反, 所以用同步轴的高通滤波器能够将正相序电流分量滤除。经过这两步之后, 在旋转的坐标系里可以采用常规的高通滤波器滤除。

滤波之后只剩下负相序高频电流分量, 因此能够用来跟踪凸极的信号, 其矢量表达式为

$$\mathbf{i}_{n,\alpha\beta,\text{in}} = \mathbf{I}_{\text{en}} e^{j(-\omega_{\text{in}} t + 2\theta_c + \frac{\pi}{2})} \quad (15)$$

本文使用转子位置跟踪观测器来获得 PMSM 转子位置信号, 采用外差法实施相角调节, 以解调出经过空间凸极调节的负相序的分量, 得到跟矢量相位误

差成正比的追踪误差信号。经过滤波等处理，得到的跟踪误差信号为

$$\begin{aligned} \varepsilon = & i_{n,\alpha,in} \cos(2\hat{\theta}_e - \omega_m t) + i_{n,\beta,in} \sin(2\hat{\theta}_e - \omega_m t) = \\ & 2I_{en} \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{aligned} \quad (16)$$

采用使跟踪误差信号接近至零的方法，可以令转子位置的估测值 $\hat{\theta}_e$ 收敛于真实值 θ_e ，当取 $\hat{\theta}_e$ 的微分时，便可以得到转子的角速度

$$\hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}_e}{dt} \quad (17)$$

根据外差法模型，可以建立等效的跟踪误差信号。为了能够准确估计转子位置和速度信息，要求选用合适的转子位置跟踪观测器，一般有 Bang-Bang 控制器和 PI 控制器。由于估测转速和转矩脉动的存在，采用 Bang-Bang 控制无法使得转子位置估计误差为零。因此本文采用 PI 控制的调节方式，来使得动态响应快速，估算误差消除并且转子位置的估计误差也能调节至零，即观测器估计出来的转子位置就是转子的实际位置。为了提升调节器的动态特性，设计了 PID 型转子的位置观测器，即额外增加一微分项来提升系统的动态特性。转子位置估测值与实际值之间的传递函数关系为

$$\frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{Js^3 + K_d s^2 + K_p s + K_i}{\hat{J} s^3 + K_d s^2 + K_p s + K_i} \quad (18)$$

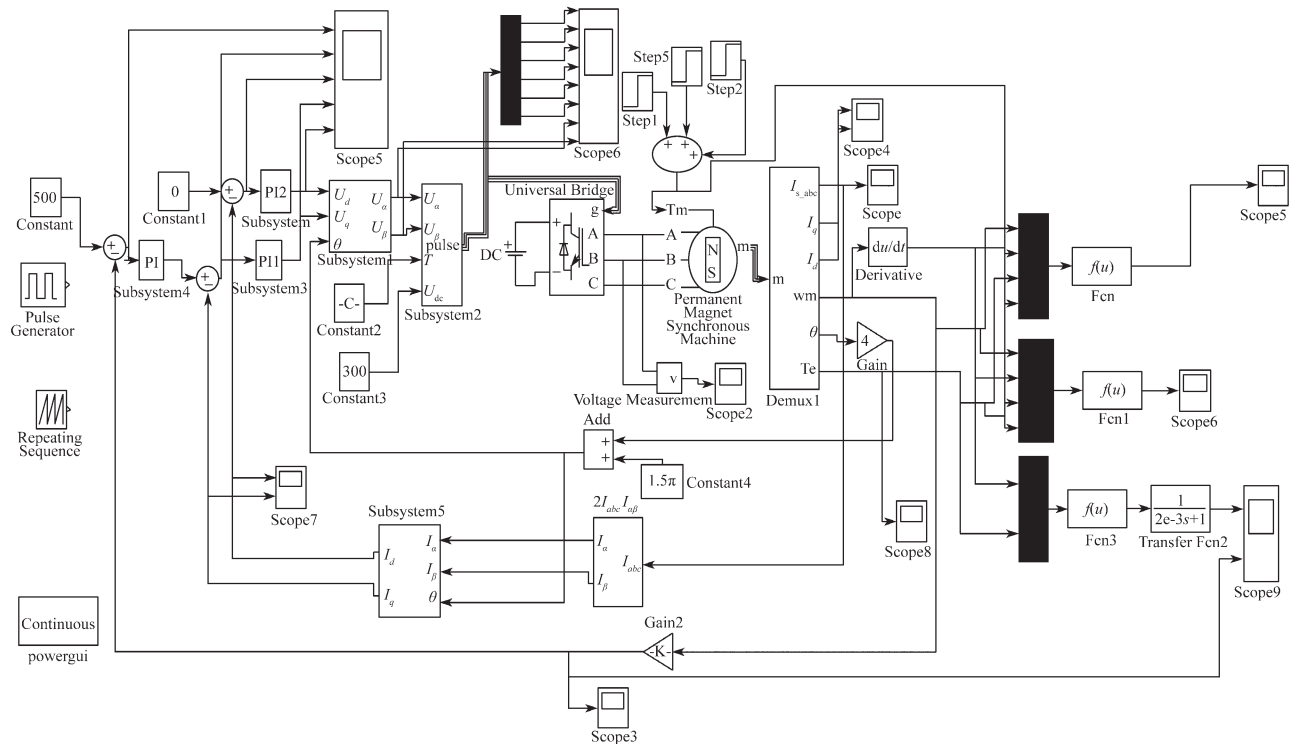


图 4 三相永磁同步电机矢量控制仿真模型

Fig. 4 Vector control simulation model of three-phase permanent magnet synchronous motor

式中： K_p 为调节器的比例放大系数；

K_i 为调节器的积分系数；

K_d 为调节器的微分系数；

J 为转动惯量；

\hat{J} 为转动惯量估测值；

s 为复变量。

跟踪器处在频带内时，它对转动惯量的偏差不敏锐。但当跟踪器频率比带宽高时，转动惯量的差异会使速度和位置的估计产生误差。因此，为了保持足够的动态抗干扰性，要求跟踪器有足够的带宽。

3 系统仿真

3.1 仿真模型

仿真时，将电机的参数设置如表 1，系统采用矢量控制方式，速度环和电流环均使用 PI 调节的方式。

表 1 电机参数

Table 1 Motor parameters

参数	定子电阻	磁链	转动惯量	极对数	定子电感 / mH	
	R/Ω	ψ_f/Wb	$J/(kg \cdot m^2)$	P_n	L_d	L_q
取值	0.35	0.645	0.008	2	5.0	17.4

高频电压信号的幅值为 20 V，频率为 1 000 Hz，采用 ode45 算法。在 Matlab/Simulink 环境下建立的三相 PMSM 矢量控制模型与旋转高频电压信号注入下无传感器控制模型，分别如图 4 和图 5 所示。

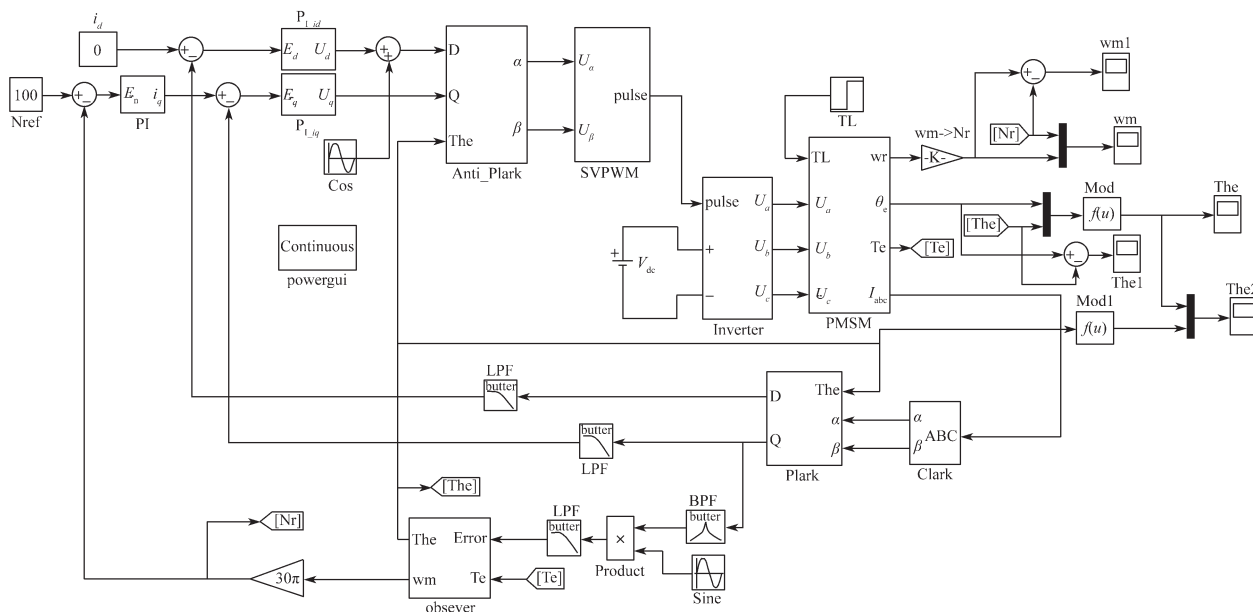


图 5 旋转高频电压信号注入的三相 PMSM 无传感器控制系统仿真模型

Fig. 5 Simulation model of three-phase PMSM sensorless control system with rotating high frequency voltage signal injection

比较两种模型下转速的波形, 探究旋转高频电压信号注入下无传感器控制模型的仿真结果。

3.2 仿真波形及分析

无论是三相 PMSM 矢量的控制, 还是旋转高频电压信号注入的三相 PMSM 无传感器的控制, 给定转速均为 100 r/min, 仿真时间为 0.4 s。

3.2.1 转速仿真波形分析

矢量控制的转速仿真结果如图 6 所示, 旋转高频电压信号注入的三相 PMSM 无传感器控制的转速仿真结果如图 7、图 8 所示。

由图 6 可知, 启动瞬间电机的转速到达峰值 125 r/min, 其超调量为 25%, 最终稳定的时间为 0.02 s。

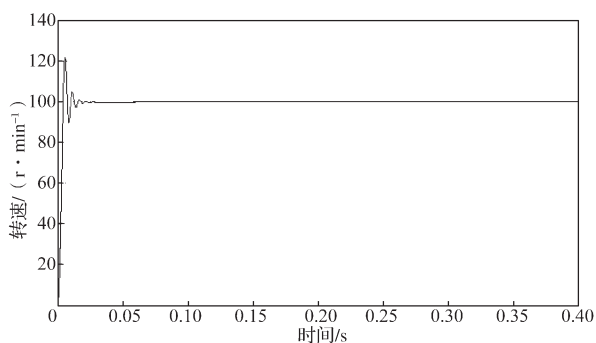


图 6 永磁同步电机矢量控制转速仿真波形

Fig. 6 Simulation waveform of speed under vector control of permanent magnet synchronous motor

由图 7、图 8 可知, 电机转速达到稳定的时间也在 0.02 s 左右。估计转速的峰值只有 105 r/min, 超调量为 5%; 实际转速达到的峰值为 104 r/min, 超调量为 4%。转速估计值与实际值的超调量基本一致, 并且比矢量控制下的小很多。

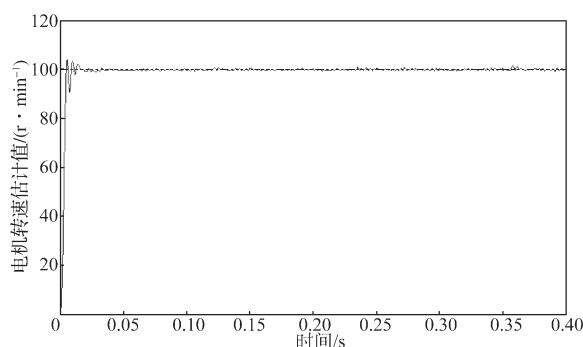


图 7 旋转高频电压信号注入的 PMSM 无传感器控制估计转速波形

Fig. 7 Sensorless control for estimating speed waveform of PMSM by rotating high frequency voltage signal injection

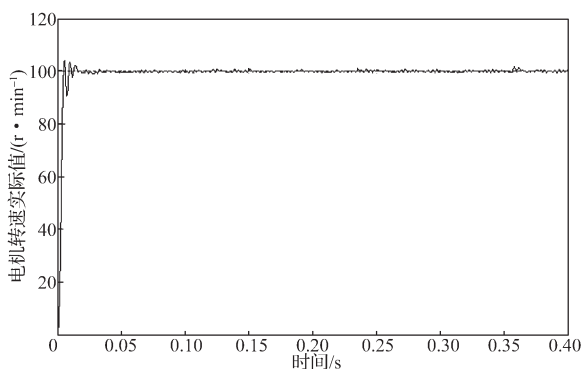


图 8 旋转高频电压信号注入的 PMSM 无传感器控制实际转速波形

Fig. 8 Actual waveform of rotating high frequency voltage signal injection PMSM without sensor control

旋转高频电压信号注入的三相 PMSM 无传感器控制下的转速误差波形如图 9 所示。由图可知, 在电

机转速上升的阶段,转速误差比较大;转速达到稳定值之后,转速误差有逐渐减小的趋势。

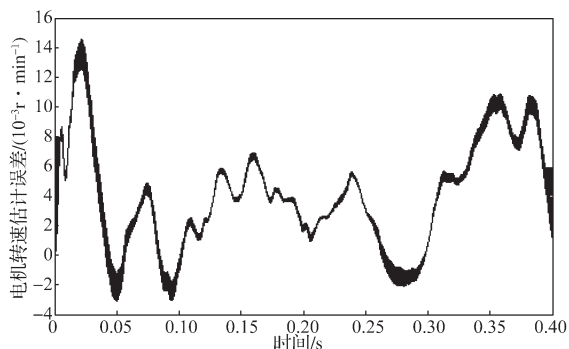


图9 旋转高频电压信号注入的PMSM无传感器控制转速误差波形

Fig. 9 Error waveform of rotating speed estimation without sensor for high frequency voltage signal injection PMSM

3.2.2 转子位置波形分析

采用旋转高频电压信号注入的三相PMSM无传感器的控制,其转子的位置估计值、实际值、位置的误差结果分别如图10~12所示。

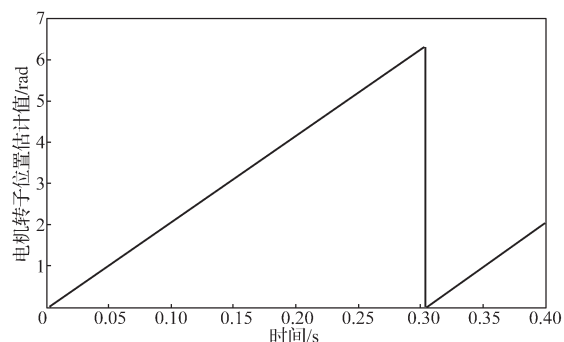


图10 旋转高频电压信号注入的PMSM无传感器控制转子估计位置波形

Fig. 10 Rotor position estimation waveform for rotating high frequency voltage signal injection PMSM without sensor control

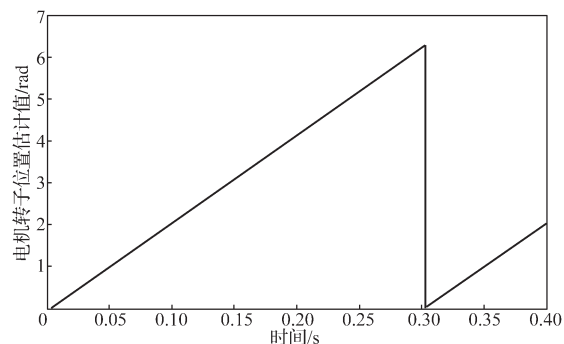


图11 旋转高频电压信号注入的PMSM无传感器控制转子实际位置波形

Fig. 11 Actual waveform of rotor position without sensor control for rotating high frequency voltage signal injection

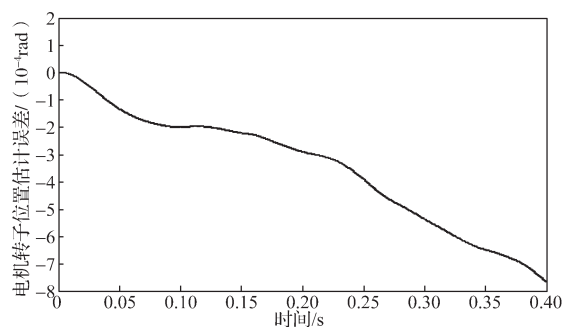


图12 旋转高频电压信号注入的PMSM无传感器控制转子位置误差波形

Fig. 12 Error waveform of rotor position estimation without sensor control for rotating high frequency voltage signal injection

由图12仿真得到的波形可以看出,随着时间的延长,转子位置误差也不断减小,转子位置的估计值与实际值基本一致。

4 结语

本文对基于高频电压信号注入的PMSM无传感器控制进行了研究,采取旋转高频电压注入法,在低速运行环境下能对转子的空间位置进行可靠检测。由于转子位置信息只在高频电流信号当中,不依赖于电机参数,所以系统有较好的鲁棒性。即便转子位置检测系统较为复杂,系统需要选取凸极性较高的电机作为外部条件,仍需对转子的估计值进行相位补偿,但是仿真结果证实,系统能够迅速响应,有较强的稳定性,拥有良好的动静态特征,并且容易调制和实现,可以满足电机的控制需求。

参考文献:

- [1] 袁安贝. 永磁同步电机无传感器控制技术[D]. 南京: 南京理工大学, 2014.
YUAN Anbei. Research on Sensorless Control Technology of Permanent Magnet Synchronous Motor[D]. Nanjing: Nanjing University of Technology, 2014.
- [2] 刘家曦, 李立毅, 杜鹏程. 考虑磁场交叉耦合的内嵌式永磁同步电机初始位置检测技术[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 32-38.
LIU Jiayi, LI Liyi, DU Pengcheng. Initial Rotor Position Estimation Considering Magnetic Cross-Coupling Based on IPMSM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(7): 32-38.
- [3] 秦峰, 贺益康, 刘毅. 永磁同步电机转子位置的无传感器自检测[J]. 浙江大学学报(工学版), 2004, 38(4): 465-469.

- QIN Feng, HE Yikang, LIU Yi. Rotor Position Sensorless Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2004, 38(4): 465-469.
- [4] HORI Yoichi. Disturbance Suppression on an Acceleration Control Type DC Servo System[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Kyoto: IEEE, 1988: 61-77.
- [5] 毛杰兵. 基于高频注入法和滑模观测法的永磁同步电机控制系统的研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2013.
MAO Jiebing. Research on Permanent Magnet Synchronous Control System Based on the Method of High-Frequency Sliding Injection and Sliding Mode Observer[D]. Changsha: Hunan University, 2013.
- [6] 张仕平. 高频注入法 PMSM 无传感器矢量控制的研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2013.
ZHANG Shiping. Research on PMSM Sensorless Vector Control by High Frequency Signal Injection[D]. Changsha: Hunan University, 2013.
- [7] 陈 宁, 陈文祥, 喻寿益. 表贴式永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 控制工程, 2012, 19(2): 192-194.
CHEN Ning, CHEN Wenxiang, YU Shouyi. Sensorless Control of the Surface PMSM[J]. Control Engineering China, 2012, 19(2): 191-194.
- [8] 葛永强, 马 赫. 基于高频电压信号注入凸极 PMSM 无传感器控制的仿真研究 [J]. 微电机, 2011, 44(9): 41-47.
GE Yongqiang, MA He. Simulation of Sensorless Control for Salient-Pole PMSM Based on High-Frequency Voltage Signal Injection[J]. Micromotors, 2011, 44(9): 41-47.
- [9] 纪 历, 徐龙祥. 高速永磁同步电机无传感器控制 [J]. 电机与控制学报, 2011, 15(9): 24-30.
JI Li, XU Longxiang. Sensorless Control of High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(9): 24-30.
- [10] SONG Zhengqiang, HOU Zhijian, JIANG Chuanwen, et al. Sensorless Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Using a New Method[J]. Energy Conversion and Management, 2006, 47(15/16): 2451-2460.
- [11] 李 冉. 永磁同步电机无位置传感器运行控制技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
LI Ran. Research on the Sensorless Control Technique of Permanent Magnet Synchronous Motor[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2012.
- [12] 金光哲, 徐殿国, 高 强, 等. 高频注入电压预估同步电机转子位置检测方法 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1366-1383.
JIN Guangzhe, XU Dianguo, GAO Qiang, et al. A Synchronous Motor Rotor Position Detection Method Based on High-Frequency Injection Voltage Prediction[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9): 1366-1383.

(责任编辑: 邓光辉)