

基于新型高频注入的永磁同步电机 无传感器控制

胡锦涛, 邵宜祥, 周百灵, 卫楚奇, 李伟祚

[南瑞集团(国网电力科学研究院)有限公司, 江苏 南京 211106]

摘要: 脉振高频电压注入法(PHFVI)利用在电机中产生的凸极效应有效解决了电机无传感器控制在零低速范围内的许多难题。针对永磁同步电机(PMSM)在零低速范围内的 PHFVI 控制策略存在的动态性能差及估计误差大问题,在传统方法的基础上,提出了一种新型 PHFVI,在对高频信号的电流响应进行信号解调时,同时考虑了估计同步坐标系中的直轴分量与交轴分量,且转速与转子位置的获取过程中使用了锁相环(PLL)技术,理论分析并建立 PMSM 数学模型后,对 PLL 的设计过程进行了严格的推导。最后,对整体设计方案进行了全面的仿真,仿真结果证明 PMSM 在新型高频注入法下的动态性能更好,估计误差更小,鲁棒性更强。

关键词: 永磁同步电机; 脉振高频电压注入法; 凸极效应; 无传感器控制; 锁相环

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)09-0034-05

doi: 10.12177/emca.2020.091

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

HU Jintao, SHAO Yixiang, ZHOU Bailing, WEI Chuqi, LI Weizuo

[NARI Group Corporation (State Grid Electric Power Research Institute), Nanjing 211106, China]

Abstract: Many problems of the sensorless control of the motor in zero- and low-speed range are solved effectively by the pulsed high-frequency voltage injection (PHFVI) utilizing the salient pole effect generated in the motor. However, there still exist poor stability and large estimation error in the PHFVI control strategy when permanent magnet synchronous motor (PMSM) runs in the range of zero and low speed. For these problems, a new method of PHFVI is proposed based on the traditional method. The d -axis component and the q -axis component in the estimation synchronous coordinate system are both considered in the new method when the current response signal is demodulated, and the phase-locked loop (PLL) technology is used in the process of obtaining the speed and rotor position. After the theory is analyzed and the mathematical model of PMSM is built, the design process of PLL is strictly deduced. Finally, the overall design is verified by the comprehensive simulation. The results show that with the novel PHFVI method, the PMSM system has better stability, less error in position estimation, and better robustness.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); pulsed high-frequency voltage injection (PHFVI); salient pole effect; sensorless control; phase-locked loop (PLL)

0 引言

直驱永磁式风电机组的结构简单,可靠性高

及维护成本低,是当前兆瓦级风电系统中的主流机型之一^[1]。电机的高性能控制均离不开转子位置的检测。此过程一般采用机械传感器,电机体

收稿日期: 2020-05-14; 收到修改稿日期: 2020-07-02

作者简介: 胡锦涛(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电力系统及其自动化、新能源发电与并网。

积增大且检测精度易受外部环境的干扰。因此,采用无位置传感器策略的控制系统已经成为了电机调速系统的发展趋势之一。

根据电机应用时的转速范围,无位置控制方案可分为中高速范围内基于反电动势的控制策略和零低速范围内基于凸极效应^[2]的高频注入控制策略,且后者近年来广受国内外学者在电机无位置领域内的关注。文献[3]提出了一种带转子位置误差补偿的高频信号注入策略,有效减小了相位偏离,提高了估计精度。文献[4]采用二阶广义积分器代替带通滤波器且其中心频率实现自适应改变,有效提高了转子位置的辨识精度。文献[5]设计了一种基于高频正交方波的电压注入法来辨识转子的初始位置,提高了响应速度且易于工程应用。文献[6]针对表贴式永磁同步电机(PMSM)的低速控制设计一种新型高频方波注入法,提高了转子位置的估算精度。文献[7]在自调整轴系幅值收敛的基础上,提出一种位置信号的解调算法,提高了转子初始位置的辨识精度。文献[8]对传统脉振高频电压注入法(PHFVI)策略中的系统结构进行了简化,滤波器数量减少,估算精度得到提高。文献[9]提出一种基于旋转坐标系的高频电流信号提取与位置解调方案,提高了转子位置的估算精度。文献[10]利用电压方波注入法检测磁极位置,耗时短且有效改善转子位置的估计精度。此外,脉振高频电压注入到固定频率的旋转坐标系中或者应用伪随机高频注入策略^[11-12],系统均可以获得良好的动态性能和更高的观测精度。

本文以电机运行低速区为背景,针对传统 PHFVI 在 PMSM 无传感器零低速范围内存在的动态性能弱及估计精度低^[13]的现象,设计一种新型 PHFVI,将 dq 轴的电流响应共同用于转子位置的估计,并使用了锁相环(PLL)技术^[14],改善了 PMSM 在零低速范围内的无位置控制效果。

1 PMSM 的高频模型

1.1 高频模型

首先,建立 PMSM 在两相旋转坐标系下的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 分别为电压、电流及电感的 d 、 q 轴分量; R_s 为定子电阻; p 为微分算子; ω 为转子的电角速度; ψ_f 为永磁体转子磁链。

采用 PHFVI 获取转子位置之前,需要建立 PMSM 的高频模型。通常在分离高频信号与电机自身旋转频率的信号时,注入高频信号的频率取值为 0.5 ~ 2 kHz,为了简化分析,作以下假设:

(1) 高频信号频率远大于电机旋转频率 ω ,此时电机绕组自感阻抗 $\gg$ 电阻 R_s 的阻抗,所以可忽略 R_s 。

(2) 在电机零低速时,电机的旋转角频率较小,因此忽略反电动势项及交叉耦合。

根据以上假设,可得到 PMSM 在高频信号注入下的等效模型,如图 1 所示。

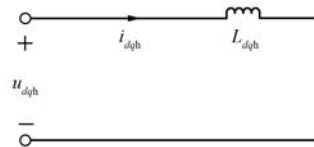


图 1 PMSM 的高频等效模型

图 1 中,下标 h 表示高频分量。根据高频模型,电压方程可简化为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_h L_{dh} & 0 \\ 0 & j\omega_h L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & 0 \\ 0 & L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_{dh} \\ pi_{qh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

α - β 坐标系、实际与估计同步旋转坐标系之间的关系如图 2 所示。

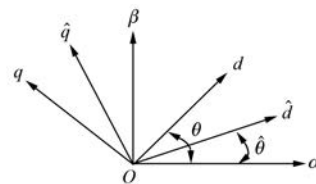


图 2 坐标系间的关系图

根据图 2,并定义转子位置的估计误差 $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$,则 d 、 q 轴电压电流的对应关系如下:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

1.2 存在问题

传统高频注入法是向同步旋转坐标系的 d 轴注入高频正弦信号,利用电机的磁饱和效应,通过解调 q 轴的电流响应得到转子信息。然而,根据建立的高频模型,可以看出传统 PHFVI 仅考虑了电感模型,而忽略了电机定子电阻、控制信号延时等问题,使得该方法在应用时存在以下问题:

(1) 高频阻抗的参数变化影响系统的收敛特性。

(2) 仅考虑 q 轴响应时的估算误差较大、动态性能差、鲁棒性弱。

2 新型高频注入法

2.1 解调信号的选取

在估计同步旋转坐标系中, d 轴上注入幅值为 U_h ,角频率为 ω_h 的高频电压信号:

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h \cos\omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

结合式(2)~式(5)可得在脉振高频电压注入下的电流响应为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} p^{-1} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{U_h \cos\omega_h t}{-\omega_h^2 L_{dh} L_{qh}} \begin{bmatrix} j\omega_h L_{qh} \cos^2 \Delta\theta + j\omega_h L_{dh} \sin^2 \Delta\theta \\ \sin\Delta\theta \cos\Delta\theta (j\omega_h L_{qh} - j\omega_h L_{dh}) \end{bmatrix} = \\ &= \frac{U_h \sin\omega_h t}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos 2\Delta\theta \\ -\Delta L \sin 2\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$

可得电流 d 、 q 轴分量的估计值为

$$\begin{cases} \hat{i}_{dh} = \frac{U_h (L - \Delta L \cos 2\Delta\theta)}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \sin\omega_h t \\ \hat{i}_{qh} = -\frac{U_h \Delta L \sin 2\Delta\theta}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \sin\omega_h t \end{cases} \quad (7)$$

为了反映电机的真实运行情况,本文选取 d

轴与 q 轴的高频电流响应共同作为解调信号,解调过程如图 3 所示。

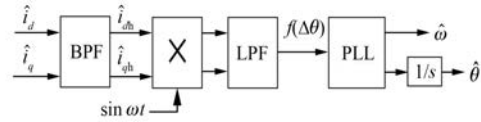


图 3 新型高频注入法的信号解调框图

为了减弱估计误差及提高系统的稳定性,在新型 PHFVI 中,考虑将 q 轴与 d 轴的电流响应结合起来,再利用 PLL 技术对转子误差角函数 $f(\Delta\theta)$ 进行调节,保证转子位置角的跟踪性能,最后获取较为精确的转子位置信息:

$$\begin{aligned} f(\Delta\theta) &= \text{LPF}[\hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t) \cdot \hat{i}_{dh} \sin(\omega_h t)] = \\ &= \text{LPF} \left\{ \frac{U_m [L - \Delta L \cos(2\Delta\theta)]}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \sin^2 \omega_h t \cdot \right. \\ &\quad \left. - \frac{U_m \Delta L \sin(2\Delta\theta)}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \sin^2 \omega_h t \right\} = \\ &= \frac{1}{4} [-I_1 + I_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot I_2 \sin(2\Delta\theta) \quad (8) \end{aligned}$$

$$\text{其中: } I_1 = \frac{U_m L}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)}; I_2 = \frac{U_m \Delta L \cos(2\Delta\theta)}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)}.$$

当转子位置的估算误差足够小时,对 $f(\Delta\theta)$ 进行适当调节,则可保证转子位置的估计值收敛到相应的实际值。

2.2 PLL 设计

PLL 技术自身作为一种自适应闭环系统,实时跟踪能力强,针对谐波较大,电压相角不平衡等具有很强的适应能力,因此本文采用 PLL 技术实现转子位置跟踪, K_e 为误差系数,实现过程如图 4 所示。

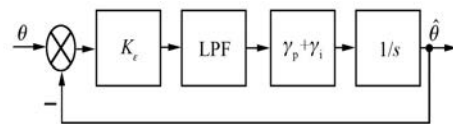


图 4 基于 PLL 的位置观测器设计框图

低通滤波器(LPF)采用期望带宽为 δ 的一阶 LPF,其传递函数可表示为

$$F(s) = \frac{\delta}{s + \delta} \quad (9)$$

PI 调节器的传递函数可表示为

$$G(s)_{PI} = \gamma_p + \frac{\gamma_i}{s} \tag{10}$$

式中： γ_p 、 γ_i 分别为比例与积分增益。
根据图 4 的控制框图,可得其闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_e \delta \gamma_p s + k_e \delta \gamma_i}{s^3 + \delta s^2 + k_e \delta \gamma_p s + k_e \delta \gamma_i} \tag{11}$$

根据控制框图求出转子位置角的误差传递函数为

$$e(s) = \frac{\theta(s) - \hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{s^3 + \delta s^2}{s^3 + \delta s^2 + k_e \delta \gamma_p s + k_e \delta \gamma_i} \tag{12}$$

考虑到电机在瞬时加速过程中,转子位置角的输入函数可看作抛物线,则根据终值定理可求得其稳态误差为

$$e_{ss}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^3 + \delta s^2}{s^3 + \delta s^2 + k_e \delta \gamma_p s + k_e \delta \gamma_i} \cdot \frac{1}{s^3} = 0 \tag{13}$$

稳态误差为零,说明构造的 PLL 系统能够实现对转子位置的无偏差估计。为了保证系统稳定,调节 PI 参数时,应配置系统全部闭环极点位于 s 域平面的左半平面上,可将系统的极点看为三重极点,即 $s = -\delta/3$ 。

则 PLL 中 PI 调节器的参数可整定为

$$\begin{cases} \gamma_p = \frac{\delta}{K_e} \\ \gamma_i = \frac{\delta^2}{3K_e} \end{cases} \tag{14}$$

综合以上设计,可得基于高频脉振电压信号注入的 PMSM 无传感器控制系统总体框图如图 5

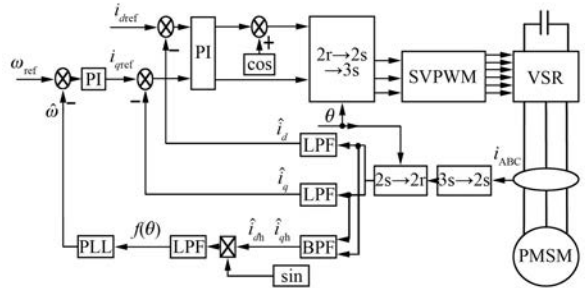


图 5 基于新型 PHFVI 的 PMSM 无传感器系统总体框图

所示。其中,BPF 为带通滤波器。

3 仿真分析

为了验证所提策略的有效性,根据图 5 在 MATLAB/Simulink 环境下搭建系统的仿真模型。仿真用 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 仿真用 PMSM 参数表

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	0.025 1
d 轴电感/mH	0.563
q 轴电感/mH	1.1
极对数	6
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.248

永磁电机的控制方式采用矢量控制,仿真条件设置为:直流电压 $U_{dc} = 311 \text{ V}$,脉宽调制(PWM)的开关频率为 10 kHz,仿真时间为 1 s,参考转速给定为 100 r/min。此外,仿真模型中的高频电压信号的幅值为 150 V,频率为 1 kHz,LPF 与 BPF 设计时均采用巴特沃斯法,阶数均为 1,LPF 截止频率为 145 Hz,BPF 低通带边缘频率设为 700 Hz,高通带边缘频率设为 1 400 Hz。仿真时先空载起动,主要观察 2 种 PHFVI 下的转速、转子位置的估计情况,最后对系统进行突加负载测试,根据相应曲线的波动大小及恢复时间,比较 2 种方案的鲁棒性强弱。

图 6 为传统 PHFVI 与新型 PHFVI 在空载条件下转速估计值与实际值的变化曲线及对应的局部放大图。可以看出,在新型 PHFVI 下,永磁电机转速波形的超调量更小,稳态误差更小,且响应

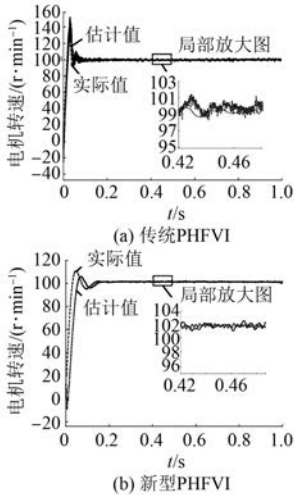


图 6 空载下电机转速跟踪波形

快速,估算的精确度较高。

图7为2种PHFVI对应的电机转子位置的跟踪曲线。可以看出,传统PHFVI对应的跟踪过程存在细微的延迟现象,而新型PHFVI对应的跟踪过程更为紧密,延迟极小,精度比前者更高。

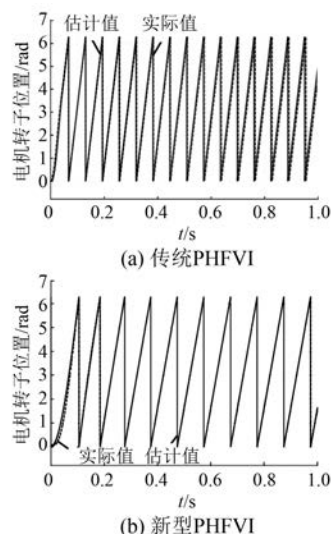


图7 空载下电机转子位置跟踪波形

为了验证基于PMSM的矢量控制系统在2种PHFVI下的鲁棒性,在0.5 s时突加负载 $1\text{ N}\cdot\text{m}$,电机转速与转子位置的变化波形如图8和图9所示。可以看出,新型PHFVI下的转速大小几乎不变且恢复更快,转子位置的跟踪性能也几乎不受影响,系统的鲁棒性更强。

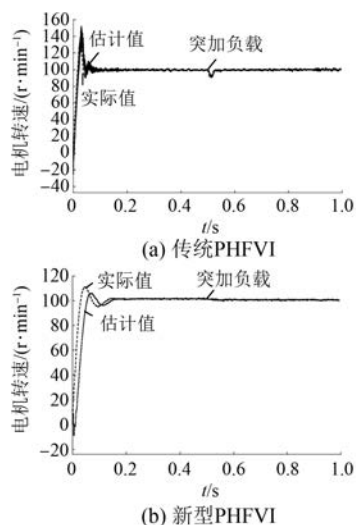


图8 突加负载下电机转速跟踪波形

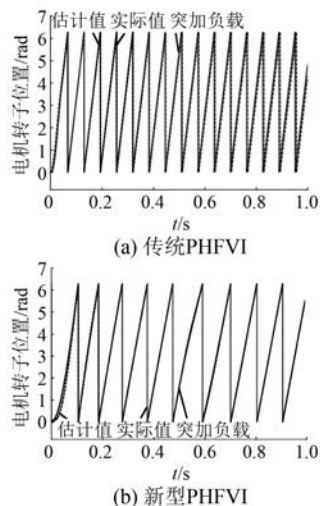


图9 突加负载下电机转子位置跟踪波形

4 结 语

本文针对PMSM在低速区的无位置传感器控制存在的估算误差大及动态性能差等问题,提出了一种新型PHFVI。在传统PHFVI的基础上,新型PHFVI在信号解调环节将 d 轴与 q 轴的电流响应共同用于转子位置的估计,且解调过程中使用了PLL技术。仿真结果表明,新型PHFVI下的控制系统估算精度更高,动态性能更好,鲁棒性更强,为工程中的实际应用提供了新思路。

【参考文献】

- [1] 颜湘武,李君岩,魏星. 直驱永磁同步风电机组在全风速范围内的控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 138.
- [2] 邱建琪,周成林,史涔激. 注入高频脉振电压的永磁同步电机I/F控制方法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7): 1.
- [3] 郭磊,杨中平,林飞. 带误差补偿的高频信号注入永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21): 4458.
- [4] 杜思宸,全力,朱孝勇,等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 3038.
- [5] 姜燕,刘思美,罗德荣,等. 基于高频正交方波电压注入的永磁同步电机初始位置辨识[J]. 电工技术学报, 2019, 34(19): 4006.

(下转第72页)